



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS
DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

UNIDAD ZACATENCO

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

SECCIÓN DE COMUNICACIONES

**“Implementación de sistema de monitoreo del espectro mediante radio definido
por software”**

TESIS

Que presenta

JUAN CARLOS CHÁVEZ HERMOSO

Para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Director de la tesis:

Dr. Hildeberto Jardón Aguilar

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Hildeberto Jardón Aguilar por su invaluable apoyo, dirección, enseñanza y paciencia.

Al Dr. Ricardo Gómez Villanueva, al Mtro. Rubén Flores Leal y al Mtro. Ángel Pérez Miguel por su invaluable ayuda durante mi formación y la elaboración de esta tesis.

Al personal de la Sección de Comunicaciones de CINVESTAV por su apoyo durante mi paso como estudiante.

Al Dr. Edson Garduño Nolasco por la confianza brindada y su gran labor como mentor.

Al CONACYT por los fondos proporcionados por el Programa de Becas, el cual permitió mi preparación académica y profesional, además de la elaboración de este trabajo de tesis.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
ÍNDICE	II
RESUMEN	VI
ABSTRACT	VII
ABREVIATURAS.....	VIII
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Planteamiento del problema.....	6
1.3 Justificación.....	8
1.4 Objetivo principal.....	10
1.5 Objetivos específicos	10
1.6 Organización de la tesis.....	11
CAPÍTULO 2 ESTADO DEL ARTE Y MARCO TEÓRICO	12
2.1 Introducción.....	12
2.2 Estado del arte de tecnologías para análisis del espectro radioeléctrico	16
2.2.1 Analizador de espectro	17
2.2.2 Analizador de espectro por FFT	21
2.2.3 Analizador vectorial de señales	23
2.2.4 Analizador de espectro definido por software.....	25

2.2.5	Segmento de procesamiento	33
2.3	Características de radiorreceptores	36
2.3.1	Intervalo dinámico.....	36
2.3.2	Factor de ruido.....	40
2.3.3	Características lineales.....	44
2.3.4	Efectos no lineales.....	45
2.3.5	Punto de compresión @ 1dB.....	49
2.3.6	Punto de intersección de tercer orden	51
2.4	Estrategias para identificación de características externas de señales.....	54
2.4.1	Funciones ventana	58
2.4.2	Métodos para mediciones de ancho de banda ocupado por estaciones de monitoreo	62
2.4.2.1	Método $\beta\%$	62
2.4.2.2	Método x dB.....	66
2.5	Antenas para monitoreo	71
2.5.1	Antena pasiva UWB.....	76
2.6	Interferencias	80
2.6.1	Oscilaciones interferentes de banda angosta.....	82
2.6.2	Oscilaciones interferentes pulsantes	83
2.6.3	Oscilaciones interferentes de tipo aleatorio	84

2.6.4	Técnicas de desensibilización de LTE	85
2.7	Coexistencia.....	89
2.7.1	LTE	90
2.7.2	Sistemas de radar en Banda S y televisión digital	93
CAPÍTULO 3 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN		96
3.1	Descripción del proyecto	96
3.2	Diseño de antena pasiva de ultra banda ancha	97
3.2.1	Modelado y simulación de antena de parche circular con modificaciones 99	
3.2.2	Fabricación	110
3.2.3	Caracterización del diagrama de radiación.....	117
3.2.4	Mediciones de parámetros S11 e impedancia en bandas de interés... 137	
3.3	Configuración del radiorreceptor	145
3.4	Identificación de elementos de la programación de diagramas mediante Python.....	150
3.5	Bloque Detector de señal	162
3.6	Algoritmo para estimación de ancho de banda	167
3.7	Entorno de pruebas.....	172
CAPÍTULO 4 PRUEBAS Y RESULTADOS.....		176
4.1	Tiempo de duración de señal	176

4.2 Estimación de ancho de banda	183
CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	198
ANEXO A: ALGORITMO x dB.....	203
ANEXO B: ALGORITMO β %	209
REFERENCIAS.....	215

RESUMEN

En este trabajo de tesis se presenta la implementación de funcionalidades propias de un sistema de monitoreo del espectro mediante radio definido por software orientado a operar en el segmento inferior de 6 GHz de las bandas de frecuencia propuestas para la nueva generación de comunicaciones móviles. De manera particular, se evalúa la capacidad para estimación de características externas de señal: frecuencia central, ancho de banda y tiempo de duración. Adicionalmente, se llevó a cabo el diseño, simulación y construcción de una antena con características adecuadas para dichas bandas de frecuencia.

ABSTRACT

This thesis work, the implementation of the functionalities of a software-defined radio spectrum monitoring system oriented to operate in the lower 6 GHz segment of the proposed frequency bands for the new generation of mobile communications is presented. In particular, the ability to estimate external signal characteristics is evaluated: central frequency, bandwidth and duration time. Additionally, the design, simulation and construction of an antenna with adequate characteristics for the said frequency bands was carried out.

ABREVIATURAS

3GPP – Proyecto de Asociación para Tercera Generación.

5G – Quinta generación de comunicaciones móviles.

ADC – Convertidor analógico-digital.

AGC - Control automático de ganancia

AM – Modulación en Amplitud.

ARM – Máquinas RISC Avanzadas.

ASIC – Circuito integrado de aplicación específica.

ATC-Radar - Radares de tráfico aéreo comercial

ATS-Radar - Vigilancia militar de tráfico aéreo

BW – Ancho de banda.

CISPR – Comité Especial Internacional en Interferencias de Radio.

CML – Lógica en modo corriente.

CT – Núcleo de Radio (3GPP).

DAC – Convertidor digital-analógico.

DARPA – Investigación de Proyectos Avanzados para Defensa.

DFS – Serie Discreta de Fourier.

DFT – Transformada Discreta de Fourier.

DR – Razón de decimación.

DSP – Procesador digital de señales.

DTFT – Transformada de Fourier en Tiempo Discreto.

eMBB – Banda ancha móvil mejorada.

ENOB – Número Efectivo de bits.

EP – Elemento paramétrico.

FFT – Transformada rápida de Fourier.

FM – Modulación en Frecuencia.

FPGA – Arreglo de compuertas programable.

FR1 – Rango de frecuencias 1.

FR2 – Rango de frecuencias 2.

GPU – Unidades de Procesamiento de Gráficos.

HDL – Lenguaje de Descripción de Hardware.

I – Componente en Fase.

I/Q – Componentes en Fase y Cuadratura.

IC – Circuito integrado.

IEC – Comisión Internacional Electrotécnica.

IF – Frecuencia intermedia.

ITU – Unión Internacional de Telecomunicaciones

LAA – Acceso por Licencia Asistida.

LNA – Amplificador de Bajo nivel de Ruido.

LO – Oscilador local.

MCLK – Reloj Maestro.

mMTC – Comunicaciones Masivas de Tipo Maquina.

ODR – Tasa de Datos de Salida.

PLL – Dispositivo de amarre de fase.

PM – Modulación en Fase.

Q – Componente en Cuadratura.

RAN – Redes de Acceso a Radio (3GPP).

RAT – Tecnologías de Acceso a Radio.

RBW – Ancho de banda de resolución.

RF – Radiofrecuencia.

RFNoC – Red RF en Chip.

RF-SoC – Sistema Integrado en Chip para RF

SA – Aspectos de Servicios y Sistemas (3GPP).

SDR – Radio Definido por Software.

SIGINT – Inteligencia de Señal.

SoC – Sistema en Chip.

TPU – Unidad de Procesamiento Tensor (Google-TensorFlow).

UAV – Vehículos Aéreos sin Personal.

URLLC – Comunicaciones Ultra Confiables de Baja Latencia.

USRP – Periférico Universal de Radio Software.

VSA – Analizador vectorial de señales.

VSA – Analizador Vectorial de Señales.

WRC – Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones (ITU).

ZIF – Arquitectura sin Frecuencia Intermedia.

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes

El espectro radioeléctrico es empleado como medio de transmisión de señales de radio en la operación de sistemas de comunicación inalámbrica y sistemas radioelectrónicos; no obstante, las señales que toman lugar en el espectro no sólo corresponden a la operación de los equipos asignados en una cierta banda de frecuencia, tal que tienen lugar un conjunto de oscilaciones con la capacidad de superponerse sobre éstas y así degradar el sistema en operación. Estas señales adicionales presentes en el espectro pueden provenir de la operación inadecuada de otros equipos de radiocomunicación o equipos radioelectrónicos, equipos destinados a operar de forma no autorizada y de manera intencional, además de equipos cuyo funcionamiento no esté relacionado con la radiación de energía electromagnética en su operación, provocando la degradación del funcionamiento de equipos receptores de manera no intencional. En este sentido, resulta imprescindible gestionar el espectro electromagnético y así como también las herramientas necesarias para el monitoreo con la finalidad de verificar el cumplimiento de las diferentes condiciones, reglas y normas con las cuales cualquier equipo habría de usar determinada porción de este medio de transmisión de forma eficiente [1].

El grupo de estudio 1 en el tema de gestión del espectro de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (*ITU*) señala lo siguiente:

“La gestión del espectro es la combinación de procedimientos administrativos y técnicos que buscan asegurar el uso eficiente del espectro de radiofrecuencia por los

servicios de radiocomunicaciones... y por la operación de los sistemas de radio, sin causar interferencia perjudicial”[2].

La tendencia actual de redistribución del uso de frecuencias tiene como fin establecer las vías para la transición hacia la llamada quinta generación de comunicaciones móviles (*5G*), los procesos de reasignación de frecuencia, uso intensivo del espectro y despliegue de nuevas tecnologías. En este sentido se requiere de herramientas administrativas de planeación y monitoreo sobre el espectro electromagnético [3] que faciliten el proceso de transición entre los esquemas de usos de frecuencia actuales. Además, en este nuevo esquema, se consideran dos intervalos de frecuencias en los que el “Nuevo Radio” (*NR*) habría de operar: El rango de frecuencia 1 (*FR1*) que comprende desde los 410 MHz hasta los 7125 MHz según [4] que considera servicios de *WLAN*, 617 MHz hasta 5925 MHz según [5][6][7] para comunicaciones celulares; y el rango de frecuencia 2 (*FR2*) que va desde los 24250 MHz hasta los 52600 MHz [4][8]. Los intervalos anteriormente mencionados son también llamados, en la literatura, como los intervalos por debajo de 6 GHz y por arriba de 6 GHz (o banda de milimétricas), respectivamente.

Como antecedentes de la estandarización para *5G*, durante el año 2017, el Proyecto de Asociación para Tercera Generación (*3GPP*) publicó el documento “Release 15” donde se presenta el concepto de *NR*, y plantea la implementación de *5G* en coexistencia con *LTE* como parte de su primera fase, en una forma de operación de *5G* no en solitario (*5G non-standalone*, *5G NSA*). Para 2018, el “Release 15” fue actualizado y publicado nuevamente, integrando aspectos de lo que comprendería la segunda fase para *5G*, en donde su operación ya se plantea en solitario (*5G*

standalone, 5G SA)[9]. Los aspectos que comprenden a la 5G se encuentran divididos en las fases mencionadas. La fase 1 refiere a banda ancha móvil mejorada (*eMBB*) y aspectos de baja latencia, con pocos cambios en la arquitectura central de *LTE*, es decir que se trata de una operación inicial en modo coexistencia para emigrar posteriormente a los estándares para el *NR*. Además, en referencia a los recursos de radio usados por fase 1, o tecnologías de acceso a radio (*RAT*), solo se considera a canales de frecuencia convencionales (distribución actual de bandas de frecuencia sin modificaciones). La fase 2 se refiere a comunicaciones masivas de tipo máquina (*mMTC*) y comunicaciones ultra confiables de baja latencia (*URLLC*), en donde se espera la implementación de capas adicionales y una nueva arquitectura a nivel sistema que permitan lograr todo el potencial de lo esperado por 5G, además de la puesta en operación de canales en banda milimétricas y el empleo del espectro sin licencia[8]. La importancia del trabajo presentado por la 3GPP reside en tres frentes de estandarización[10]: Redes de acceso a radio (*RAN*), aspectos de servicios y sistemas (*SA*), terminales y núcleo de red (*CT*). En el caso de *RAN*, aspectos de desempeño, terminales y acceso al medio van implicadas en el uso del recurso de radio; para *CT*, los aspectos de interfaces físicas y sus capacidades son de interés en el establecimiento de protocolos para designación del uso de recursos en el sistema. Ahora bien, es importante mencionar que el segmento de *SA* cumple con una finalidad de organización de recursos a nivel sistema, además de evaluación y mantenimiento. El trabajo realizado por 3GPP es potenciado por organismos gubernamentales por su orientación al uso de espectro bajo licencia, es decir, bandas de frecuencia que pueden ser adquiridas por un cierto intervalo de tiempo para proveer servicios de

comunicaciones. Con los cambios en dirección a la 5G, se plantea la coexistencia de tecnologías que operan en espectro con licencia y sin licencia en una modalidad de acceso por licencia asistida (*LAA*), es decir, equipos empleando un canal de frecuencia adicional en el intervalo no licenciado[6]. Las bandas sin licencia son de uso libre pero reguladas por un conjunto de reglas de emisiones con potencia limitada, de tal forma que el rango de interferencia se mantenga de manera local. Estas bandas reciben el nombre de *ISM*, por sus siglas en inglés, o bandas de propósito industrial, científico y médico. En [11], [5] y [7] se presenta el panorama esperado dada la introducción de bandas para 5G como resultado de la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones (*WRC*) oficiado por la *ITU*.

En el desarrollo de la tecnología para 5G en una primera etapa, es necesario voltear a ver las problemáticas relacionadas con *LTE* en tanto al ambiente de interferencias en el cual las comunicaciones móviles han estado operando en los últimos años.

Como parte del uso de los intervalos de frecuencia anteriormente mencionados, la Comisión Internacional Electrotécnica (*IEC*) que se encarga de la estandarización internacional y evaluación de conformidad en tecnologías eléctricas, electrónicas y relacionadas. Cuenta con una división en el desarrollo de estándares, particularmente a cargo de interferencias, el Comité Especial Internacional en Interferencias de Radio (*CISPR*). Dentro de sus objetivos de este comité se aborda el campo de la compatibilidad electromagnética, el cual incluye a la protección de la recepción de equipos de radio, instrumentación y metodologías para medición de perturbaciones, niveles de emisiones e inmunidad para estandarización de tecnologías y materia de seguridad. Como parte de la publicación número 16 de *CISPR*, se estandariza y motiva

el empleo de receptores para mediciones basados en la implementación del algoritmo de la transformada rápida de Fourier (*FFT*)[12], por su operación de manera persistente.

La operación de equipos de radiocomunicación y radioelectrónicos, como radares, que emplean transmisores de alta potencia además de antenas de alta ganancia, requieren considerar los peligros de la prolongada exposición a éstos dada su potencialidad de causar daños al personal de operación de estos equipos[13]. La exposición ante campos electromagnéticos está en aumento conforme al despliegue de nuevos sistemas inalámbricos, tal es el caso de la alta exposición a dispositivos móviles a la cual se encuentra expuesta la población[14]. Aunque lo anterior requiere de establecer normas que regulen la operación de equipos radiadores, el proceso de verificación técnica requiere de la actividad de monitoreo del espectro electromagnético con fines también de coexistencia con otras tecnologías.

1.2 Planteamiento del problema

El espectro radioeléctrico es un recurso natural limitado y es imperante utilizarlo de manera eficiente por todos sus usuarios, con la finalidad de que distintas redes de radiocomunicaciones coexistan en un ambiente libre de interferencias.

Las técnicas de monitoreo empleadas cumplen con el objetivo de asegurar parámetros técnicos, lo que a su vez permite que los estándares para sistemas de radiocomunicaciones sigan en desarrollo hasta su adopción. El propósito del monitoreo del espectro es asistir al proceso de gestión del recurso y resolver problemas de interferencia. El contenido de una emisión capturada cumple con el propósito de identificación de su fuente o la determinación de sus características técnicas; mientras que el contenido del mensaje no es de interés a nivel de emisión. Lo anterior pretende aclarar que el monitoreo del espectro es diferente de la vigilancia por radio[15].

La gestión del espectro comprende a la combinación de procedimientos técnicos, científicos y administrativos necesarios para la operación eficiente de los equipos y servicios de radiocomunicaciones, sin experimentar interferencia. En otras palabras, la gestión del espectro es todo el proceso de regulación y administración del uso del espectro de radiofrecuencia; su objetivo es maximizar la eficiencia del espectro, minimizar las interferencias, y eliminar el uso no adecuado y no autorizado del espectro, dotándolo con una base regulatoria y legal sobre el proceso[15]. El análisis sobre los datos capturados y concentrados en bases de datos generadas para este proceso permite la operación de un mecanismo regulatorio de toma de decisiones más fácil con relación en la ubicación de espectro, asignación de frecuencias, y establecimiento de licencias.

En la implementación del sistema de gestión del espectro se requiere de una estructura de sistemas que mantengan la integridad del proceso, además de contar con bases de datos que contengan toda la información relevante para el sistema de gestión. La combinación entre el monitoreo, la adopción de técnicas y procedimientos propicia la obtención de información para mejoramiento de las bases de datos; y como consecuencia un mecanismo de toma de decisiones más eficiente en tanto a la gestión de asignación del espectro.

El monitoreo está estrechamente asociado con tareas de inspección y comprobación, de tal forma que sea posible la identificación y medición de la ocupación del espectro, fuentes de interferencia, la verificación de técnicas apropiadas de operación y características de señales radiadas, además de detección e identificación de transmisores ilegales. La información de medición de los canales, uso de bandas y estadísticas de disponibilidad de canales, proveen una estimación del grado de ocupación del espectro. Es de suma importancia el empleo de software que automatice[15] la captura, procesamiento y evaluación de los datos, además de la tarea de análisis de interferencias. En términos generales, el monitoreo representa la retroalimentación para la gestión del espectro en cuestión de ver el grado de concordancia entre el uso práctico y la política regional. El monitoreo puede ayudar incluso en la identificación de futuros requerimientos de espectro.

1.3 Justificación

Considerando el enorme impacto que ha tenido la proliferación de los diferentes sistemas de comunicación inalámbricas, además de los objetivos que se esperan alcanzar con el despliegue de sistemas de quinta generación (impulso al internet de las cosas “*IoT*”; internet de las cosas en la industria “*IIoT*”; transportación autónoma; robots colaborativos; industria, hospitales, oficinas, edificios, ciudades, almacenes, comercios, etc. inteligentes) el espectro radioeléctrico estará cada vez más saturado con oscilaciones provenientes de los diferentes sistemas de comunicación inalámbricos y un conjunto de oscilaciones interferentes radiados por sistemas eléctricos, electrónicos y radioelectrónicos. Debido a las favorables condiciones de propagación y relativa alta capacidad de transmisión de información en la banda de *UHF*, y la porción adyacente perteneciente a *VHF*, el desarrollo de tecnologías en estas frecuencias ha sido muy popular, contando así con una gran diversidad de dispositivos operando en éstas. La saturación del espectro es un problema que ha ido en aumento desde hace años conforme los objetivos y generaciones de comunicaciones móviles (*LTE*, *LTE-A*, *5G* actualmente, por solo mencionar algunas más recientes) han ido evolucionando. El panorama que dibuja hasta el momento la *5G* por parte de las empresas de tecnología es extender el desarrollo de equipos aún en las bandas por debajo de los 6 GHz.

La situación de saturación del espectro se agrava al considerar la operación deficiente de equipos de radiocomunicación y equipos radioelectrónicos, además de la operación de dispositivos de forma no autorizada. En la actual transición hacia la siguiente generación de comunicaciones móviles, la búsqueda de un mayor volumen y velocidad

de transmisión de información plantea estrategias de uso de portadoras en bandas de frecuencias que, hasta el momento, no eran empleadas para sistemas de comunicación móvil. Tal es el caso de la banda de difusión de televisión digital, en la que las bandas de guarda entre canales y canales desocupados serán tratados como “espacios blancos” para operación emergente de sistemas de comunicaciones bajo un esquema de aprovechamiento oportunista [16]. Otro ejemplo en este sentido es la operación en bandas adyacentes a la banda de operación de radares, con la potencialidad, de éstos, de interferir de manera severa a los sistemas de comunicación.

La tendencia de integración en la electrónica para radiocomunicación ha hecho posible la gran diversidad de dispositivos, hablando en la actualidad de dispositivos con la capacidad de operar en múltiples estándares de manera simultánea bajo control por *software* e integración de sistemas de procesamiento mucho más robustos. De igual forma, los sistemas para análisis y monitoreo del espectro habrán de contar con la misma versatilidad, por lo que el desarrollo de un sistema de monitoreo mediante radio universal definido por *software* coincide con la evolución del uso del espectro radioeléctrico. La capacidad de operación en múltiples bandas, además de su bajo factor de forma permite a la tecnología de radio definido por software sentar las bases para las redes de monitoreo del espectro que son planteadas como un apoyo en el despliegue de zonas de cobertura con mayor granularidad [17][18]. En este trabajo se plantea el empleo de la tecnología de radio definido por *software* para desarrollo de algunas funciones de monitoreo del espectro.

1.4 Objetivo principal

Implementar mediante programación funciones utilitarias de un sistema de monitoreo del espectro radioeléctrico en las bandas propuestas para sistemas de quinta generación en el intervalo correspondiente a sub-6 GHz, partiendo de análisis en frecuencia y algoritmos para determinación de características externas de señales, mediante plataforma *SDR* de la familia *USRP*.

1.5 Objetivos específicos

Estudiar las características de un sistema de monitoreo del espectro definido por la ITU.

Identificar las características de la electrónica de *RF* e interfaz de conversión analógico-digital de un receptor definido por *software* y equipos de monitoreo afines.

Analizar las posibles manifestaciones del segmento de *RF* que habrían de afectar al análisis de señales en el dominio de la frecuencia, desde la perspectiva de procesamiento digital de señales.

Determinar las características del elemento sensor a emplear en la etapa de experimental del sistema de monitoreo.

Construir y realizar análisis cualitativo del elemento sensor propuesto.

Identificar estrategias para determinación de características externas de señal en el dominio de la frecuencia desde la perspectiva de procesamiento digital de señales.

Implementar algoritmos para determinación de características externas de señales.

1.6 Organización de la tesis

El contenido del presente trabajo comienza en el capítulo 2 se realiza el estudio del estado del arte de tecnologías de sistemas para análisis del espectro, posteriormente se abordan algunas características de radiorreceptores con el fin de establecer una relación entre tecnologías para metrología y la viabilidad del empleo de un receptor definido por software. Una vez definidos los elementos y funcionalidades de un sistema de monitoreo, se presentan estrategias de procesamiento y algoritmos para identificación de características externas de señales. En tanto al elemento sensor, se presenta un apartado de antenas para monitoreo, y adicionalmente se mencionan trabajos de investigación en el tema de antenas pasivas de banda ultra ancha. Esta primera parte finaliza con el estudio de los temas de interferencia, desensibilización y coexistencia que atañen particularmente a la tecnología de comunicaciones móviles en turno. El capítulo 3 alberga el trabajo realizado con relación al elemento sensor diseñado, simulado, construido y caracterizado para el presente trabajo. Adicionalmente se especifican los alcances de la herramienta de programación empleada para la implementación de funcionalidades con relación al monitoreo del espectro. Capítulo 4 concentra los resultados de las diferentes implementaciones, además de presentar los diagramas y el código desarrollado para dichas implementaciones y pruebas. Finalmente, en el capítulo 5 se presentan las conclusiones en torno a las distintas funcionalidades desarrolladas, las variaciones dentro de las diferentes pruebas realizadas, los comentarios derivados del desempeño de las implementaciones, así como sugerencias en torno a la continuidad de este trabajo en relación con implementaciones a más bajo nivel.

CAPÍTULO 2 ESTADO DEL ARTE Y MARCO TEÓRICO

2.1 Introducción

El propósito del monitoreo del espectro radioeléctrico es apoyar en la solución de interferencias, en el aseguramiento de una calidad aceptable en sistemas de radio comunicaciones y radio difusión, además de proveer información de monitoreo para gestión.

La verificación de parámetros técnicos y parámetros de operación, comúnmente incluye mediciones detalladas del espectro emitido por un transmisor (además del patrón de radiación de su antena, de ser necesario), con la finalidad de proveer información necesaria para análisis de compatibilidad electromagnética, cumplimiento de características de operación, o como parte de un proceso de evaluación en el que se busca asegurar que una cierta tecnología pueda operar de manera conjunta con otros equipos dentro de una misma banda de frecuencia. La información que puede ser extraída a partir de las mediciones del monitoreo es muy variada tal como su linealidad, selectividad y sensibilidad[19], sin embargo el espectro emitido por un transmisor es probablemente el de mayor importancia[15]. El proceso de adquisición empleado debe permitir el tratamiento de varios tipos de señales moduladas para un adecuado análisis cualitativo, por ello, es necesario contar con capacidad de manejo de una variedad de anchos de banda, filtros, atenuadores, entre otras características que permitan ajustarse individualmente en el sistema conforme una señal es medida. Es necesario tener en cuenta que los equipos para monitoreo generalmente operan bajo condiciones de interferencia más rigurosas que las que un receptor ordinario pueda experimentar. En la Figura 2-1 se muestran los elementos que conforman a una

estación de monitoreo según las recomendaciones expedidas por *ITU*. El planteamiento de una estación de monitoreo va conforme a las recomendaciones para estaciones de radioemisión, las cuales deben contar con este sistema[15]. El segmento señalado como *LAN* y *base de datos técnica* se relaciona con una forma de operación interconectada de las diferentes estaciones de monitoreo, lo cual propone a todo un sistema interconectado en red. Lo que resulta de interés en la implementación del sistema de monitoreo, es el segmento de distribución y conmutación de la señal *RF* por un conjunto de antenas adecuadas para el monitoreo en diferentes bandas; posteriormente el bloque de receptores multicanal plantea la necesidad de un receptor, o un conjunto de éstos, con características dinámicas o robustas ante la captación de todo un conjunto de señales. El bloque de procesamiento comprende operaciones sobre la señal captada además de procesos de identificación, parametrización y comparación con información introducida al sistema. Los sistemas de posicionamiento mediante *GPS*, suministro de energía eléctrica y comunicación por red, comprende elementos que, como se mencionó en sección de aplicaciones del capítulo anterior, van en relación con sistemas en red que pueden ser implementados en dispositivos que proporcionen una buena relación *SWaP*, haciendo que varios de los bloques planteados en la Figura 2-1 corresponda a funciones definidos por software.

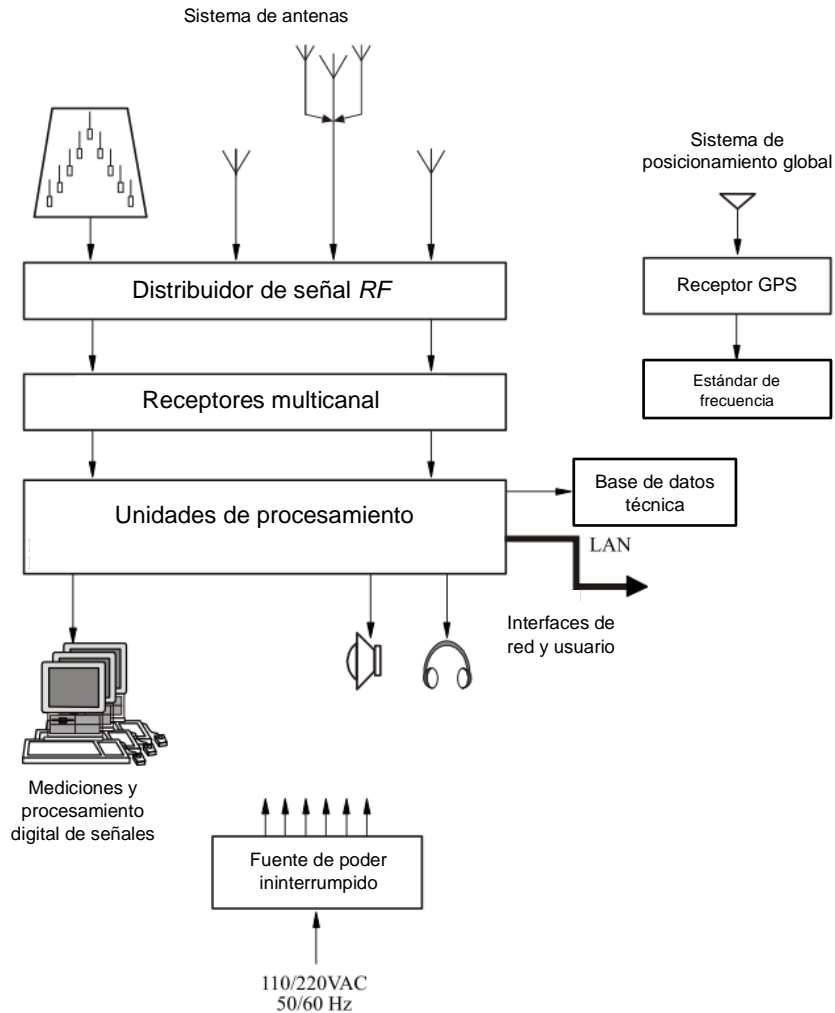


Figura 2-1 Diagrama a bloques de una estación de monitoreo[15].

Las mediciones realizadas proveen de información acerca de transmisores no autorizados causantes de interferencia, por ejemplo, detección de interferencia por efectos de intermodulación debido a una combinación de transmisores y emisiones parásitas no intencionales. El proceso de monitoreo intensivo es usualmente útil con fines de identificación de transmisores involucrados en una situación de

interferencia[20]; un transmisor no autorizado se considera por defecto como causante de interferencia[15]. Por este motivo se puede afirmar que existe una asociación entre la solución de una situación de interferencias y la detección e identificación de transmisores no autorizados. Un problema importante, en este sentido, es el hecho de que usualmente es difícil separar señales autorizadas de señales no autorizadas, tal es el caso de bandas de frecuencia congestionadas donde transmisores autorizados y no autorizados comparten la misma banda y las características de su modulación son similares. Además, es indispensable tomar en consideración que la banda *UHF* no es inmune a efectos de propagación anómala, lo cual implica considerar situaciones de interferencias causadas por servicios distantes, normalmente considerados lo suficientemente lejanos como para garantizar coordinación entre servicios.

La información de ocupación de un canal indica la cantidad de tiempo que una banda de frecuencia es ocupada por una señal durante un intervalo de observación[15]. Mediciones en una cierta frecuencia proveen información acerca de su uso a lo largo de un día, lo cual incluye horas de mayor uso, promedio de uso y uso mínimo. Información de una variedad de portadoras puede ser combinado para mostrar un uso promedio de canales en una banda, o para identificar grupos de usuarios. Información de ocupación de canal y congestión de banda es de vital importancia en funciones de gestión del espectro. Esta información se emplea para identificar canales vacantes en una banda, además de evitar nuevas asignaciones en canales altamente utilizados. Cambios en la información estadística del tiempo de ocupación en una cierta banda en una determinada región geográfica, puede revelar tendencias. La información de ocupación del canal señala solo que una determinada frecuencia está siendo utilizada,

no indica información acerca del transmisor asociado a esa señal o aspectos de modulación de la señal. Ésta corresponde a la operación que se busca implementar en el presente trabajo.

La recopilación de información acerca de una determinada área sirve para comparar sus niveles de ocupación esperados conforme a un modelo basado en los servicios con licencia, lo que complementa la refinación de dicho modelo y permite su validación. El modelo del cual se habla corresponde a una herramienta generada por organismos de regulación de licencias, con la cual se describe la situación de ocupación.

Como antecedente, el *IFT* realizó un estudio de ocupación de bandas de frecuencias [21] relevantes para la adopción de nuevos esquemas de organización en el espectro. En este estudio es en el intervalo de frecuencia casi continuo desde 410 hasta 2400 MHz, considerando un ancho de banda de análisis en pasos de 25kHz para las frecuencias por debajo de 1000 MHz, y 500 kHz para el intervalo superior a los 1000 MHz. Lo que se reporta en este estudio corresponde a la ocupación del espectro en tanto al recurso de frecuencia como al tiempo de ocupación en periodos de 24 horas.

2.2 Estado del arte de tecnologías para análisis del espectro radioeléctrico

En un inicio, el espectro electromagnético era utilizado por una cantidad reducida de servicios de radiodifusión y equipos radioelectrónicos. A medida de que la telefonía móvil entró en operación[22], se establecen estándares para la coexistencia de las tecnologías de servicios móviles inalámbricos[23] a medida que los servicios inalámbricos se diversificaron con la introducción de transmisión de datos además del

servicio de voz; de esta manera, la complejidad y número de señales presentes en el espectro electromagnético, así como los equipos haciendo uso de éste, aumentó.

El análisis de las señales presentes en este medio de propagación fue llevado a cabo durante muchos años mediante un analizador de espectro. Se trata de un equipo empleado de forma exclusiva en laboratorios para llevar a cabo estudio y análisis de señales en un entorno controlado; ofrecía ser una herramienta efectiva y suficiente en la creciente tarea de monitoreo del espectro. Las características, arquitectura y operación de la electrónica en estos equipos resultaban ser suficiente como una herramienta de metrología. Sin embargo, los cambios que se han producido alrededor de los analizadores de espectro y de los equipos de medición orientados al análisis de señales electromagnéticas, se ha apoyado en gran medida del entorno digital y el software; con esto su complejidad y poder de procesamiento ha aumentado al mismo ritmo en el que el espectro se ha ido ocupando con mayor intensidad.

2.2.1 Analizador de espectro

Un analizador de espectro es “un instrumento que mide y despliega las mediciones de potencia contra frecuencia para una señal dada...”[24]. En su función más simple, es un voltímetro selectivo en frecuencia capaz de estimar el valor RMS de una señal senoidal[25], o dicho de forma genérica, es un dispositivo que despliega una gráfica de la distribución de potencia relativa a la frecuencia[26]. Para comprender los cambios tecnológicos que han tenido lugar en este equipo de medición, además de su funcionamiento, es necesario comenzar por abordar su arquitectura básica. Tomado de [27], la Figura 2-2 muestra mediante un diagrama a bloques la arquitectura de un

analizador de espectro cuyo funcionamiento se basa en el proceso de traslado en frecuencia de las señales, conocido como principio heterodino (en una o varias etapas), con la finalidad de relajar los requerimientos y complejidad de los componentes al operar en altas frecuencias. A continuación, se analiza el proceso que lleva a cabo esta arquitectura.

Con ayuda de un mezclador y un oscilador local (LO), la señal a la entrada es trasladada a un valor intermedio de frecuencia (IF) en el cual operarían las etapas posteriores y que depende de la capacidad de ajuste del LO . En la sección de IF , el ancho de banda del filtro de IF es el encargado de determinar el ancho de banda de resolución¹[27] (RBW), se trata de un filtro pasa banda que su función es de separar en componentes individuales el espectro de la señal, por lo que es deseable que sea tan estrecho como sea posible para tener mejor resolución[25]. Los cambios sobre la envolvente corresponden a la magnitud del fasor que describe a la señal, determinada mediante un detector de envolvente, de manera similar al empleado en la demodulación de señales moduladas en amplitud. Puesto que la respuesta del detector solo proporcionaría un valor lineal sobre la envolvente, el empleo de un amplificador logarítmico permite cambiar la escala de la señal vista por el detector y aprovechar las características del despliegue en escala logarítmica sobre conjuntos de señales con magnitudes muy diferentes. Para el despliegue en pantalla, la señal de salida del detector se hace pasar por un filtro pasa bajas (filtro de video) que promedia (suaviza) la señal, a razón de mostrar un espectro bien definido. El despliegue del eje

¹ Resolución – “Habilidad de un analizador de espectro para desplegar señales adyacentes de forma discreta”[26].

horizontal corresponde a la frecuencia, mientras que el eje vertical a la magnitud de las componentes frecuenciales. Para el despliegue de magnitudes correspondientes a cada componente de frecuencia, antiguamente se utilizaba un generador de señal diente de sierra durante el proceso de barrido, tal que el alto del pulso en pantalla corresponde a la intensidad de éste respecto de la medición, mientras que la posición del pulso corresponde a la frecuencia en una escala de tiempo calibrada en el eje horizontal.

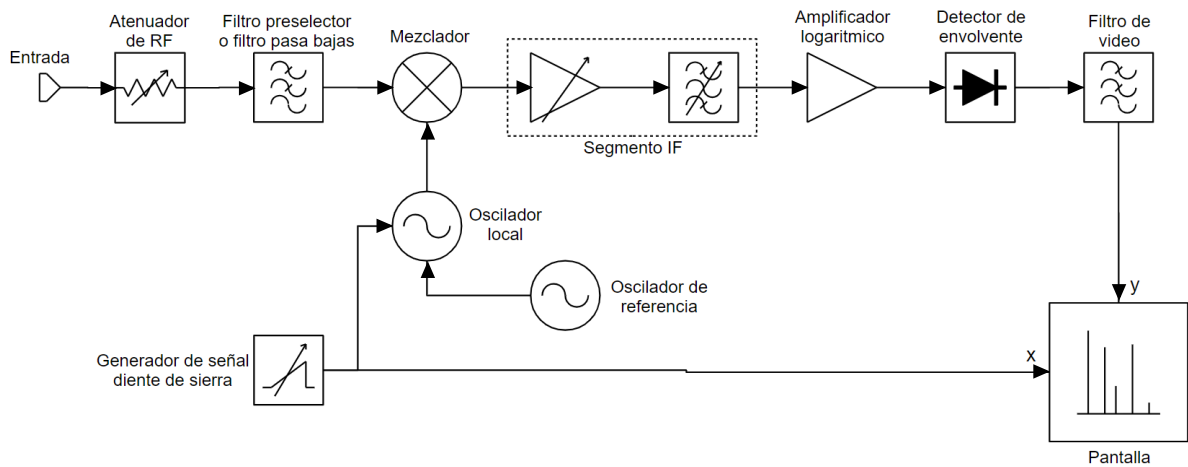


Figura 2-2 Diagrama a bloques analizador de espectro, arquitectura heterodina[27].

En la trayectoria de entrada (sección de RF), se tiene: segmento atenuador y filtro preselector. El atenuador de RF , consiste en un circuito que asegura un nivel óptimo de señal a la entrada de la etapa de mezclado evitando la sobre carga, compresión de ganancia y distorsión[25], con la desventaja de que su empleo aumenta el piso de ruido que se puede ver durante la medición. Una etapa de filtrado antes del mezclador nos permite asegurar que oscilaciones ajenas a la señal que se desea estudiar, ingresen al mezclador y ocasionen un incremento en el número de componentes a la salida de

éste, además de que dependiendo de la magnitud se pueden tener no lineales no deseadas.

Al extender el rango de frecuencia de funcionamiento de un analizador de espectro, suele ser necesario la adición de múltiples etapas de mezclado (varias frecuencias de IF), lo cual implica bloques de LO y filtros de IF operando en distintos intervalos de frecuencia. Los osciladores empleados en más de una etapa heterodina suelen tener divisores de frecuencia de un LO maestro, y dispositivos de amarre de fase (PLL) que permitan mantener la sincronía entre las diferentes etapas de IF ; en la actualidad el PLL también es responsable del proceso de barrido, coordinando desplazamientos discretos del oscilador conforme el factor de escala.

Una implementación adicional de la arquitectura de un analizador de espectro es mediante el empleo de un banco de filtros[28]; consiste en que en lugar de contar con la sintonización de un único filtro IF y el proceso de barrido en frecuencia, se utilice un banco de filtros altamente selectivos dispuestos de manera contigua para la detección del espectro a la entrada. Si se requiere la capacidad de poder visualizar componentes espectrales lo más próximas posibles, es indispensable de un gran número de filtros de alta selectividad y banda de paso estrecha, el compromiso en equipos con esta arquitectura es el incremento del costo conforme se mejora la resolución[29], una arquitectura de este tipo se emplea comúnmente en el análisis señales de baja frecuencia[28].

2.2.2 Analizador de espectro por FFT

El dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia son enfoques desde los cuales las señales se pueden analizar. En el dominio del tiempo es posible tener una idea clara acerca de la forma de onda de la señal, pero no proporciona información acerca de las componentes de frecuencia que la conforman. En la Figura 2-3, se muestra el diagrama a bloques de un analizador cuyo funcionamiento se basa en la implementación de la transformada de Fourier en su forma discreta, es decir, algoritmos conocidos como *FFT*. El punto más importante en este proceso es asegurar la correcta operación de discretización del convertidor analógico-digital (*ADC*). La señal que ingresa al analizador debe pasar por un filtro pasa bajas, el cual limita el ancho de banda de la señal a razón de cumplir con el teorema de muestreo sobre la señal. Los valores discretos en tiempo y de amplitud específica son almacenados en memoria, y son estos valores son empleados por el proceso de cómputo de la *FFT* para desplegar las componentes espectrales.

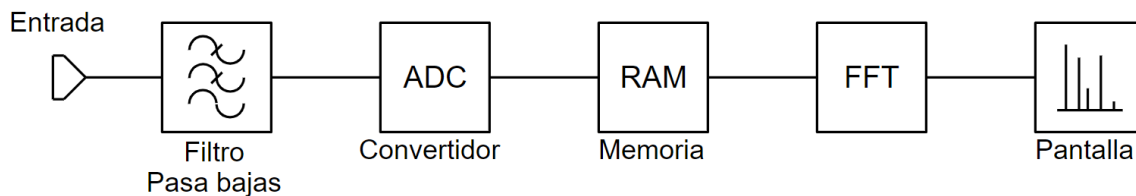


Figura 2-3 Diagrama a bloques de analizador de espectro basado en FFT.

Al igual que en la arquitectura heterodina, este tipo de arquitecturas implementa etapas de *IF* como parte de la adecuación de señal para operación del *ADC*. La sección de

RF cumple su función de acoplamiento y asegura el integro funcionamiento de la sección de *IF*.

La electrónica digital en la arquitectura del analizador ha permitido la implementación extensiva del procesamiento digital de señales. Los convertidores analógico-digital (*ADC*) y digital-analógico (*DAC*), funcionan como puentes entre el mundo analógico y el digital gracias a la alta escala de integración[30], extendiendo las capacidades de procesamiento del segmento digital en el mismo circuito integrado (*IC*) del convertidor. Los convertidores orientados al muestreo de señales de *RF* son los que actualmente marcan los límites en las características de la electrónica de este tipo[30]. Particularmente, los convertidores delta-sigma ($\Delta\Sigma$) y su escala de integración, han permitido la simplificación del diagrama a bloques de la sección de discretización, lo cual impacta en la figura de ruido, disminuye el consumo de potencia, además de presentar alta estabilidad ante fuertes señales de interferencia[31].

Para manejo y procesamiento de tal volumen de datos proporcionados por el segmento de conversión, no es posible el empleo de circuitos integrados de aplicación específica (*ASIC*) directamente o procesadores digitales de señales (*DSP*), sino de una arquitectura flexible con enfoque a la optimización, orientado a la operación en alta frecuencia de conmutación y con la capacidad de reconfiguración que solo ofrecen los arreglos de compuertas programables (*FPGA*)[20][32].

La tendencia de los equipos comerciales con la implementación de *ADC* para *RF*, cuentan con un alto grado de control sobre las funciones y parámetros de los convertidores, las cuales restan funciones de procesamiento a la etapa de procesamiento asociada. La alta velocidad de la comunicación entre el *ADC* y el

procesador, y la sincronía, compromete la integridad de las señales en la interfaz entre estos componentes. De tal forma que la comunicación de sus puertos opera bajo lógica en modo corriente (*CML*) alcanzando comunicación serial de hasta 12.5 Gbps por bus[30][33][34].

Es necesario precisar que en los sistemas que emplean *FFT*, la ventana empleada y el número de puntos capturados determinan la resolución en frecuencia[35].

2.2.3 Analizador vectorial de señales

Un analizador vectorial de señales (*VSA*), también llamado “*analizador de señales dinámicas o analizador de señales en tiempo real*”[36], realiza mediciones vectoriales sobre las señales (magnitud y fase), combina la arquitectura heterodina con una sección de procesamiento digital de señales. En la Figura 2-4, se muestra el diagrama a bloques de un *VSA*, donde la sección de *IF* se lleva a cabo en el ambiente digital e integra la implementación de la *FFT*, además de secciones de procesamiento digital de señales con el fin de realizar análisis en el dominio del tiempo y en el dominio de la modulación, esta última característica diferencia al *VSA* del analizador por *FFT*.

El filtrado y mezclado en *IF* se llevan a cabo en el ambiente digital, la implementación del muestreo en fase y cuadratura permite obtener la información vectorial de la señal. Los datos capturados en el dominio del tiempo son entregados de forma paralela a las diferentes secciones de procesamiento.

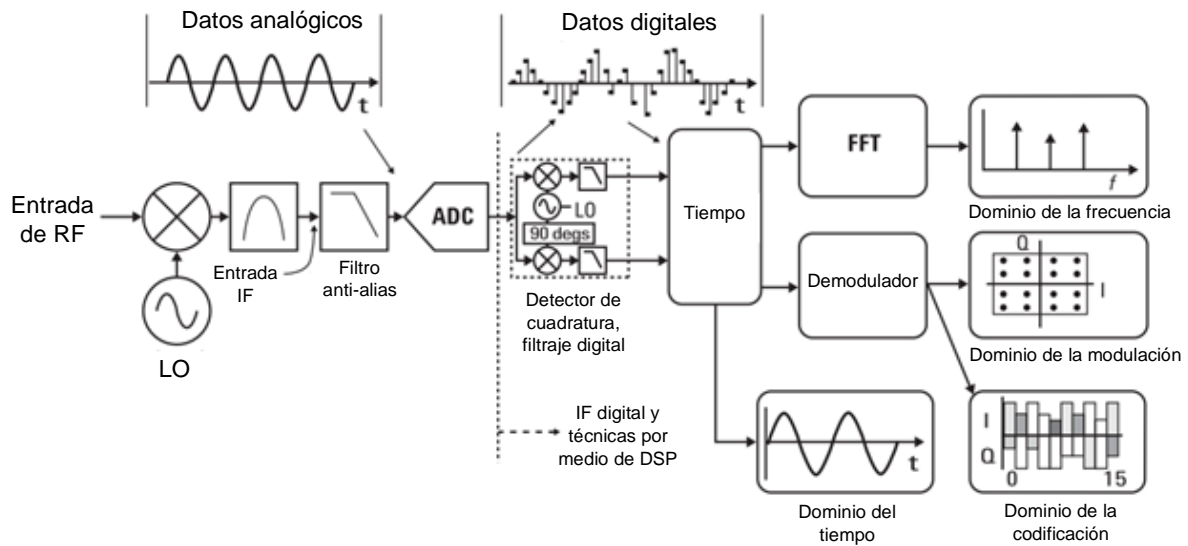


Figura 2-4 Diagrama a bloques de analizador vectorial de señales[36].

Las capacidades de un VSA fueron desarrolladas para el análisis de señales dinámicas, categorizadas en dos tipos[36]:

- Señales dinámicas variantes en el tiempo.
 - Señales cuyas propiedades cambian de manera progresiva con cada medición (señales pulsantes, señales en ráfaga o señales transitorias).
- Señales dinámicas con modulación compleja.
 - Señales cuya modulación no puede ser descrita por esquemas de modulación en amplitud (AM), modulación en frecuencia (FM) o modulación en fase (PM).

La capacidad de cómputo asociado al VSA es lo que condiciona el procesamiento en tiempo real sobre este tipo de señales.

En la Figura 2-5, se presenta la comparación entre la operación de un analizador tradicional de arquitectura heterodina y la de un VSA. Se omite la función de barrido sobre un cierto *RBW*, para darle mayor importancia a la captura continua de valores de la señal en el dominio del tiempo comprendiendo un cierto intervalo. Lo que se logra con una velocidad mayor de captura es que el VSA opere de forma similar a un banco de filtros, es decir, el procesamiento del gran volumen de datos capturados y la naturaleza del cómputo de la *FFT* permite calcular las componentes asociadas a la señal en tiempo real en comparación al analizador por *FFT*. Dependiendo de la longitud del número de datos empleado para el computo de la *FFT*, se habla en la actualidad de 585,938 cálculos de la *FFT* por segundo en equipos comerciales[20].

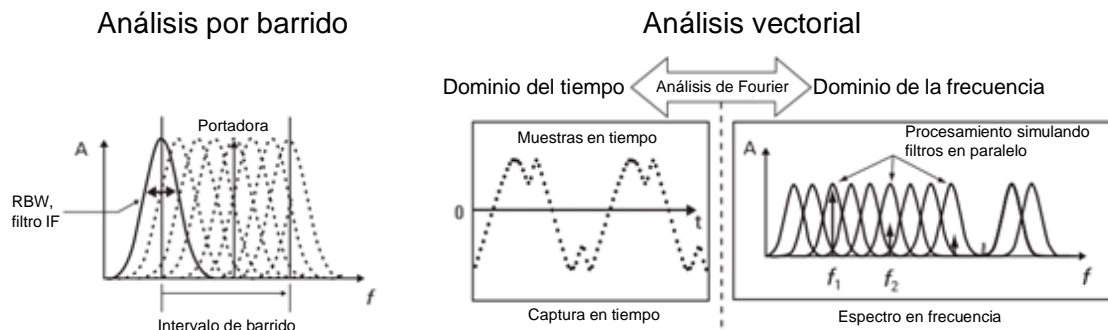


Figura 2-5 Comparación de operación entre analizador tradicional y analizador vectorial de señales[36].

2.2.4 Analizador de espectro definido por software

La manera en la cual se usa el espectro electromagnético en la actualidad se ve determinado, principalmente por la operación de nuevas tecnologías y estándares

cuyos requerimientos de ancho de banda y frecuencia de portadora continúan empleando y saturando nuevas porciones del espectro radioeléctrico. El incremento en el número de dispositivos inalámbricos, y el empleo de señales de mayor complejidad, demandan nuevas estrategias y herramientas para su captura, medición, análisis y monitoreo. El proceso de monitoreo no solo se ha vuelto más complejo, sino además es indispensable se adapte al nuevo conjunto de requerimientos.

Las herramientas para monitoreo han mantenido una misma forma a lo largo de los años, equipos basados en hardware y sin considerar las tendencias de reducción de tamaño, peso y precio. Esto resulta en una deficiente flexibilidad y difícil implementación distribuida.

Como respuesta a esta problemática, el sector tecnológico ha ido acuñando el término “analizadores de espectro definidos por software”. Se trata de la implementación de un segmento de *RF* bajo el control de una capa digital orientada a la configuración, control y captación de datos del segmento de *RF*. En tanto a sus características más importantes, éste busca solventar las carencias de flexibilidad identificadas en implementaciones basadas en hardware.

De manera conceptual, el termino por el cual se conoce esta tecnología está definido por la *IEEE*[37] en su apartado de definiciones y conceptos para sistemas de radio avanzados como “*Radio definido por software. Radio en el cual algunas o todas las funciones de capa física son definidos por software*”. La extensión de sus funciones por software relacionadas con el control del hardware y el procesamiento, así como con procesos de aprendizaje, detección ágil e inteligencia.

En términos prácticos, se trata de un radio que cuenta con las siguientes características[38]: operación en banda ancha, operación multi banda, operación en múltiples modos, operación bajo múltiples tasas de transmisión, reconfiguración mediante software, y su etapa de conversión digital se encuentra tan cerca como sea posible de la antena. Esta descripción engloba a instrumentos de medición modernos de *RF*[38].

La estructura de un radio definido por software (*SDR*), comprende de manera general a un transceptor (Figura 2-6) compuesto por una unidad de procesamiento digital, la sección de *RF* y la interfaz de conversión entre estas. Integrar mayor control mediante software además de la extensión de las capacidades de procesamiento en los radios, demanda un diseño más flexible en cuestión de frecuencia de operación y ancho de banda, bajo una plataforma del sistema de *RF* capaz de proveer un desempeño adecuado para aplicaciones en las que tradicionalmente se emplean arquitecturas muy diferentes[39]. En [40] se realiza una observación que señala al *SDR* como un radio universal debido su capacidad que tiene en la toma de muestras de señales generadas por la amplia diversidad de sistemas y equipos de *RF* tradicionales.

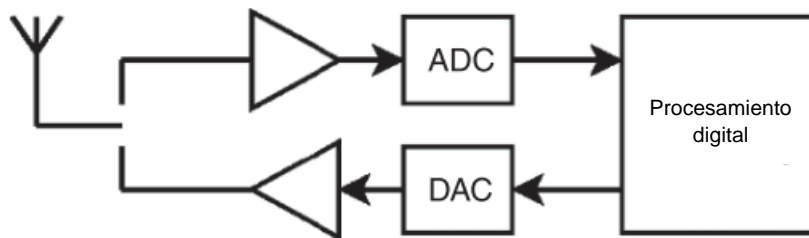


Figura 2-6 Diagrama simplificado de un *SDR*[41].

Mientras que los dispositivos que componen la etapa de *RF* han seguido la tendencia de reducción en tamaño, peso y consumo de potencia², los filtros de alta calidad aún mantienen grandes dimensiones además de ser diseñados para aplicaciones específicas. Como se abordó en una sección pasada al hablar de la arquitectura heterodina, los filtros de *IF* definen el ancho de banda en el dispositivo, dificultando el diseño de una arquitectura orientada a operar en un amplio rango de bandas. Lo anterior va orientado al hecho de que la arquitectura de este tipo ha sido ampliamente utilizada a través de los años años[39] evidenciando sus ventajas y limitaciones[42].

La arquitectura alternativa que más se ha popularizado en los últimos años[39] para su implementación en *SDR*, es la arquitectura sin etapa de frecuencia intermedia (Zero-IF o *ZIF*). Esta arquitectura, en conjunto con el desarrollo de convertidores (ADC y DAC) de alto desempeño, nos acerca un poco más al concepto acuñado por Joseph Mitola en [43]. La arquitectura *ZIF* de un receptor (Figura 2-7) utiliza una sola etapa de mezclado en la que el *LO* es ajustado tal que el trasladando de la señal recibida sea a banda base en componentes de fase y cuadratura (*I/Q*). Las características de los filtros se reducen al diseñarse y operar en banda base. Por otro lado, la conversión directa propicia las condiciones adversas de fuga de portadora, las cuales al no corregirse pueden degradar la sensibilidad del receptor además de emitir componentes espectrales indeseables[44].

² SWaP – Es el termino en inglés utilizado para englobar a la tendencia de reducción en tamaño, peso y consumo de potencia.

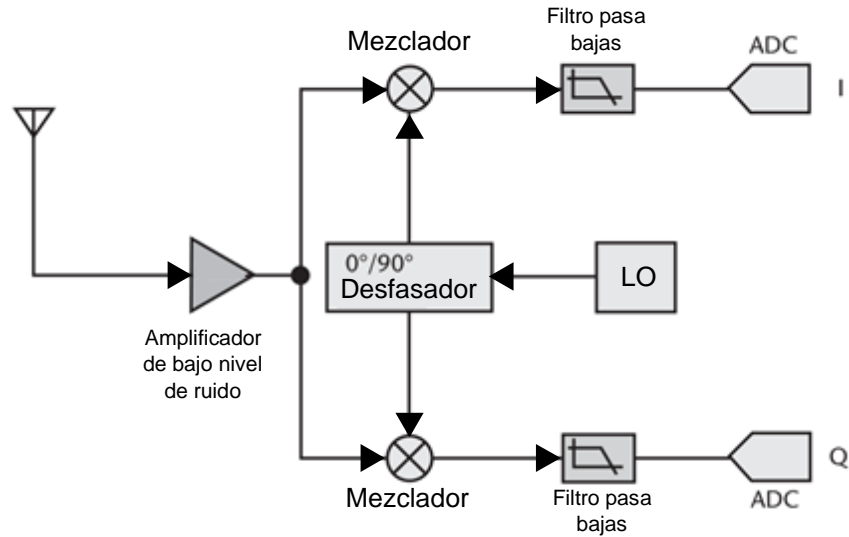


Figura 2-7 Arquitectura de receptor ZIF[39].

Cuando se recibe una señal en un mezclador típico, la frecuencia imagen debe ser eliminada por medio de un filtro. En el caso del mezclador *ZIF*, si las condiciones de desfase son logradas no habrá componente de frecuencia imagen[44], de tal forma que las señales por encima de la frecuencia del *LO* serán recibidas de manera independiente de las señales por debajo de la frecuencia del *LO*. Lo anterior puede verse por medio de la Figura 2-8.

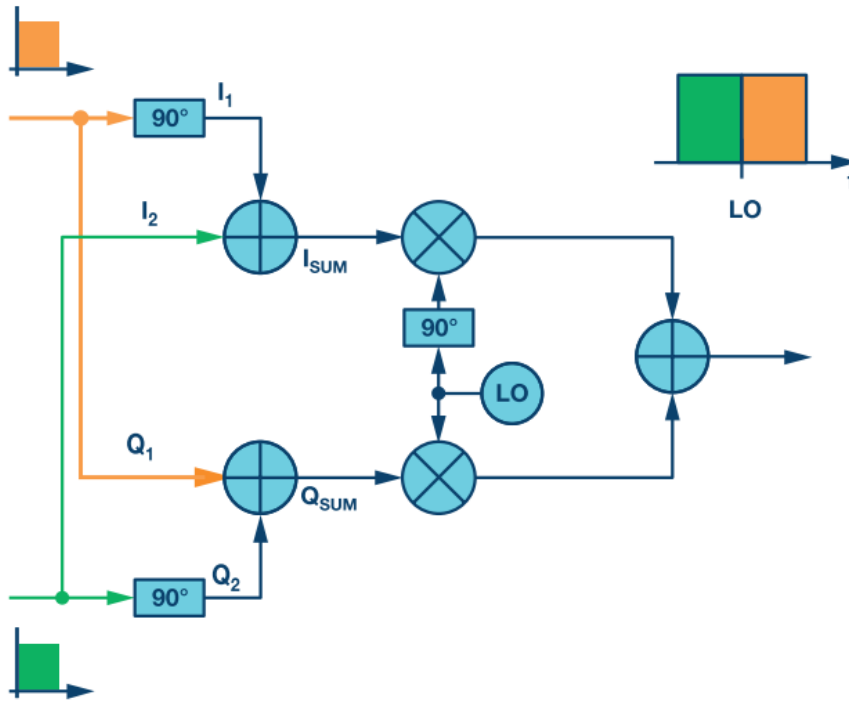


Figura 2-8 Operación del mezclador ZIF[45].

Con base en la Figura 2-8, podemos ejemplificar dos casos[45]:

- Cuando una señal se presenta a la entrada con frecuencia por encima de la del LO , las salidas I/Q entregarán una respuesta localizada en la diferencia entre la frecuencia de la señal menos la frecuencia del LO , y un desfaseamiento tendrá lugar localizando Q en atraso con respecto a I .
- Cuando la señal a la entrada tiene con una frecuencia por debajo de la frecuencia del LO , la salida se localizará en la diferencia entre LO menos la frecuencia de la componente lo cual lleva a que ahora pondría a la componente Q en adelanto con respecto a I .

El procesamiento en banda base puede de igual manera distinguir entre la información de todo el intervalo mediante la implementación de la *FFT* compleja[45]. Gracias a la escala de integración y procesos inteligentes de diseño en silicio[45], la construcción del segmento digital y el segmento de *RF* son integrados en una misma pieza de silicio minimizando la variabilidad y desacoplamiento. De igual forma, el acercamiento del segmento digital, ha propiciado la implementación de algoritmos avanzados para el control del desfasamiento de las ramas en la arquitectura *ZIF*[45].

La simplicidad del reducido número bloques que describe la arquitectura de un *SDR*, no evidencia los compromisos que se deben de cumplir en la implementación de un receptor (de importancia en este trabajo), en la Figura 2-7 se señala al amplificador de bajo nivel de ruido (*LNA*), la operación de éste está profundamente relacionado con el intervalo dinámico del receptor; las etapas de digitalización también implican a un *LNA* a su entrada. El intervalo dinámico de un receptor es limitado en su extremo inferior por el ruido propio, mientras que su extremo superior es limitado por las distorsiones no lineales. Las fuentes de ruido son inherentes a la electrónica empleada en la implementación del receptor. Los procesos no lineales son inherentes de la operación de la electrónica, están relacionados con la magnitud de las señales en tránsito y su respuesta en frecuencia.

De los dispositivos comerciales de *SDR*, hay varios de los cuales su arquitectura es cerrada, es decir, el usuario no tiene acceso a manipular la sección de *RF*, debido a que se trata de equipos de propósito específico; mientras que otros permiten el intercambio de los segmentos de *RF*, por medio de la implementación de interfaces desmontables denominadas “tarjetas hijas”, alusivo a la relación jerárquica entre la

unidad de procesamiento de un modelo en particular y los diferentes segmentos desmontables para los cuales hay soporte. En el caso de estos últimos, están orientados a que su arquitectura sea lo más accesible posible, reciben la denominación de periférico universal de radio software (*USRP*). Como su nombre lo señala, se trata de dispositivos periféricos que buscan extender las capacidades de alguna unidad de procesamiento por medio de interfaces convencionales (USB, Ethernet, PCI). Un segmento de equipos de alto desempeño empaqueta al *SDR* como todo un módulo, el cual es montable en una unidad de procesamiento por medio de interfaces PCI o interfaces propietarias. Dicha unidad funge como coordinadora de los múltiples módulos, estos equipos reciben diferentes nombres según el fabricante, pero pueden catalogarse como radios de alto desempeño.

2.2.5 Segmento de procesamiento

Conforme se pretende acerca cada vez más la etapa de digitalización a la entrada del receptor, el funcionamiento que deben llevar a cabo los convertidores aborda cada vez más procesos y estrategias para asegurar la integridad de la señal a digitalizar. Como se mencionó en la sección del convertidor con arquitectura $\Delta\Sigma$, las características de un convertidor están orientadas a la aplicación y la tolerancia de éstas, que en este caso corresponde a una arquitectura empleada para señales de *RF*, que permita disminuir el número de bloques en el segmento analógico (a favor de asegurar una adecuada figura de ruido), y que opere en alta frecuencia de captura sin perder precisión.

Con respecto al segmento de procesamiento, los *IC* que integran tanto al segmento transmisor como al receptor que se emplean en radios comerciales, cuentan con implementaciones de funciones propias del segmento digital[46][47] que adecuan la operación de la etapa de *RF* y de la conversión, como interfaz hacia la unidad de procesamiento.

En tanto a la etapa de procesamiento para la operación de los *SDR*, es posible categorizarlos entre aquellos que permiten al despliegue del radio de forma autónoma, y aquellos que dadas sus capacidades emplean al radio como una extensión de su funcionamiento:

- Maquinas *RISC* Avanzadas (*ARM*). También conocidos como microprocesadores *ARM* o microprocesadores con set de instrucciones reducido, han sido de gran interés por su bajo costo, alta escala de integración, bajo consumo de potencia, y capacidades computacionales que, al ser

integrados con una etapa de *RF*, proveen de una plataforma con capacidades reducidas en la implementación de sistemas complejos de comunicaciones móviles, debido a su baja capacidad de procesamiento. La integración de segmentos especializados adicionales al *IC* de un procesador da origen al concepto de sistema en chip (*SoC*).

- Procesadores digitales de señales (*DSP*). Se trata de hardware especializado en computo matemático, por lo que resulta ser un medio sencillo en la implementación de operaciones del ámbito de comunicaciones digitales con bajo impacto en el consumo de potencia[39].
- Procesadores de propósito general. Debido a su alto grado de flexibilidad y capacidad de reconfiguración, se trata del medio comúnmente empleado en el desarrollo de prototipos, con la desventaja de que no se trata de una herramienta orientada al cómputo matemático y de baja eficiencia en consumo de potencia. Sirve como gestor en la conexión a hardware especializado, como es el caso de unidades de procesamiento orientadas a computo matemático o unidades procesamiento “Tensor” (*TPU*) de Google[48] en apoyo y colaboración con la comunidad de TensorFlow; esta tecnología corresponde a unidades *ASIC* orientado a aprendizaje de máquina, o dicho de forma general, procesos de inteligencia artificial.
- Unidades de procesamiento de gráficos (*GPU*). Se trata de una arquitectura compuesta por múltiples núcleos de procesamiento, que en conjunto proveen de una gran capacidad computacional, dedicados al procesamiento de despliegue gráfico en tiempo real. En los últimos 10 años[39], su empleo ha sido

orientado a emplearse como una arquitectura programable de propósito general en aplicaciones no gráficas. Debido a su enorme capacidad de cómputo, su consumo de potencia es excesivo.

- Arreglo de compuertas programable (*FPGA*). Se trata de unidades cuya operación se basa en la implementación de lenguajes de descripción de hardware (*HDL*), por lo que su funcionamiento va orientado a aplicaciones con fines de optimización de parámetros, comúnmente empleado en el desarrollo de *ASIC*[32]. Se especializan en cómputo matemático, al igual que las *GPU*, se trata de una arquitectura orientada al desarrollo del paralelismo de algoritmos. Su implementación tiende a ser de bajo nivel de consumo de potencia, pero es relativo. La estructura de un *FPGA* puede verse integrada junto a etapas complementarias de *DSP*[39], además se puede encontrar implementadas con un esquema híbrido con la adición de unidades de procesamiento adicionales de tipo *ARM*, bajo un concepto de sistema integrado en chip para *RF* (*RF-SoC*).

Los equipos de medición comerciales no divergen mucho de la estructura comprendida por un *SDR*, de hecho, los esfuerzos de las empresas orientadas al diseño de equipos comerciales se centran en el mejoramiento del segmento de *RF* y a la implementación de nuevos segmentos de digitalización. Por otro lado, el segmento de procesamiento y programación para *SDR*, toma al dispositivo como un elemento para conformar una red de intercambio de información, al concepto se conoce como red *RF* en chip (*RFNoC*)[41]. Los recursos de procesamiento y los elementos de radio son vistos como bloques. La infraestructura generada por la interconexión de un cierto número de recursos de radio y computacionales, permiten la construcción de una red de procesos

entre equipos y sus elementos. Con lo anterior se busca la operación conjunta de una serie de dispositivos y unidades de procesamiento, para implementaciones de mayor complejidad, más allá de la operación aislada de un radio y el procesamiento local de sus datos.

2.3 Características de radiorreceptores

2.3.1 Intervalo dinámico

El factor que determina la mínima señal que un radiorreceptor es capaz de procesar adecuadamente, es decir el límite inferior de su intervalo dinámico, se determina por el ruido propio del receptor. Las principales fuentes asociadas al ruido interno son:

- Ruido térmico. Todo material conductor de la electricidad a una temperatura mayor del cero absoluto tiene electrones libres que se mueven de manera aleatoria. Esto corresponde a las variaciones aleatorias del número de electrones por unidad de tiempo que atraviesan el material. La densidad de potencia del ruido térmico generado por un conductor se describe por:

$$p_t = kT \quad (2-1)$$

Donde

- k es la constante de Boltzman, $1.38 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$
- T es la temperatura del conductor en grados Kelvin.
- p_t es la densidad de potencia en $\frac{\text{W}}{\text{Hz}}$

Dada la densidad de potencia, es posible determinar la potencia en un determinado ancho de banda. En el mismo sentido, la expresión (2-1) muestra que la potencia de ruido es plana en todas las frecuencias.

- Ruido de disparo. Este ruido es generado por portadores de carga que atraviesan una barrera de potencial. El número de portadores que atraviesan una barrera de potencial por unidad de tiempo varían aleatoriamente alrededor de un valor medio, de manera proporcional a la corriente media que fluye por la barrera.

Tanto el ruido térmico como el ruido de disparo tienen un espectro plano y se señalan como las fuentes que determinan el nivel de ruido en la banda de paso de los receptores.

- Ruido de baja frecuencia. Éste es generado en las imperfecciones y dislocaciones de la estructura cristalina de los materiales semiconductores, estas dislocaciones se comportan como fuentes o sumideros de portadores de carga. Su intensidad sigue una proporción inversa con la frecuencia, es decir que a medida que la frecuencia disminuye este ruido es mayor[42].

Este ruido es de interés, principalmente, en la operación de osciladores y mezcladores, ya que debido a procesos no lineales que toman lugar en el mezclado, el ruido de baja frecuencia se traslada alrededor de la frecuencia de portadora o frecuencia intermedia. A esto se le conoce como ruido de fase, o modulación por ruido de fase [25]. Estas fluctuaciones aparecen como bandas laterales en el espectro de una portadora (Figura 2-9).

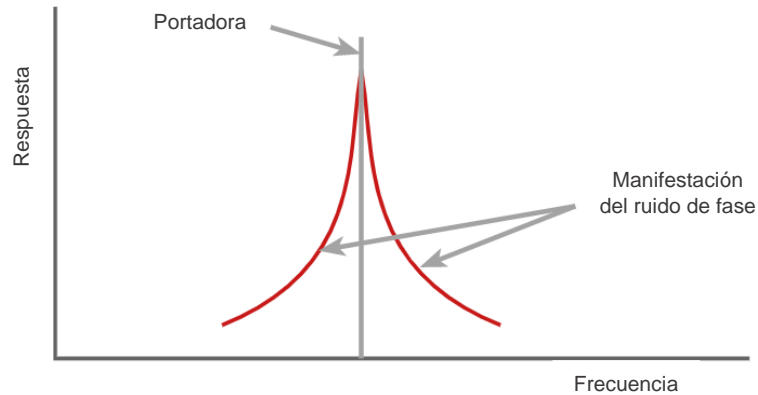


Figura 2-9 Manifestación del ruido de fase en la señal portadora[49].

La forma que toma el espectro del ruido de fase es función del control bajo el cual se encuentra el oscilador[25]. El ruido de fase oculta a señales pequeñas cercanas a portadoras de gran potencia, imitando la resolución de señales adyacentes por solapamiento[27].

- Ruido de alta frecuencia. Este tipo de ruido está asociado con el tiempo de tránsito de los portadores de carga al viajar a través de un elemento activo. Debido a una variedad de procesos que toman lugar en los transistores, de entre ellos la energía cinética de origen térmico, provocan variaciones en el tiempo que emplean los portadores de carga desde el puerto de entrada al de salida. Si se observa el número de portadores de carga que atraviesan el dispositivo en intervalos de tiempo conmensurables con el tiempo de tránsito, éste varía de manera aleatoria alrededor de un valor medio, estas variaciones del número de portadores por unidad de tiempo son de interés cuando el periodo de la señal que se está procesando es conmensurable con el tiempo de tránsito de los portadores.

Como es posible visualizar, la identificación de las diferentes fuentes de ruido asociadas a los elementos pasivos y activos, resulta en diferentes modelos de ruido[50]. En un equipo o sistema, la contribución de todas las fuentes de ruido se manifiesta y define como piso de ruido.

Por otro lado, los factores que determinan el límite superior del intervalo dinámico de los receptores corresponden a las distorsiones no lineales que toman lugar de manera importante en la operación de los elementos activos. Éstos serán abordados en una sección posterior.

Existen compromisos que deben de tomarse en cuenta con respecto a todos los elementos involucrados en la constitución del receptor, al menos hablando en términos de desempeño de su segmento de *RF*. A pesar de que los alcances de este trabajo no involucre un estudio exhaustivo en torno al segmento de *RF* de un *SDR* como receptor, existe una herramienta para representación del intervalo dinámico asociada con los analizadores de espectro llamada carta de intervalo dinámico[51]. En ésta se presenta una gráfica que superpone la magnitud del ruido (en ancho de banda unitario), y los puntos de intersección de segundo y tercer orden, todos éstos respecto al del primer mezclador, pues opera bajo la acción de una etapa anterior de atenuación para control de las no linealidades a expensas del límite inferior del intervalo dinámico. Se considera en esta gráfica, no como un elemento necesario en la caracterización del *SDR*, sino que al considerar una arquitectura *ZIF*, la relación entre el segmento de *RF* y la etapa de conversión han de cuidar el comportamiento de las diferentes etapas de amplificación, bajo un esquema de control que tiene por objetivo maximizar el intervalo dinámico[38][47].

En el capítulo anterior se trataron los beneficios de la operación de los *ADC* y de la arquitectura *ZIF*, con relación a sus implicaciones en la degradación de la señal procesada por el radioreceptor.

2.3.2 Factor de ruido

La contribución de las diferentes fuentes de ruido requiere un análisis detallado en el proceso de fabricación del segmento receptor. La evaluación de un sistema integrado desde el punto de vista de ruido se caracteriza por un factor de calidad que indica en qué medida se degrada la relación señal a ruido (*SNR*) cuando la señal pasa por el circuito receptor, éste se denomina factor de ruido. De esta forma el receptor puede representarse por una caja negra, mientras que la antena receptora por una fuente de voltaje con una resistencia óhmica interna asociada (Figura 2-10).

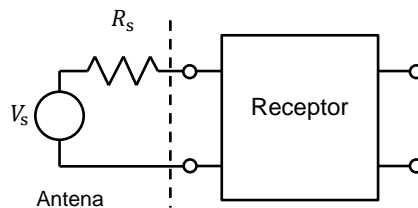


Figura 2-10 Modelo simplificado del segmento receptor[19].

Considerar la presencia de una resistencia óhmica asociada a la antena, así como cualquier otro dispositivo de entrada genera ruido y por lo tanto cuenta con una cierta *SNR*. La relación entre la *SNR* a la entrada del receptor y la *SNR* a la salida del

receptor, varía conforme se agrega ruido por el receptor, degradando la SNR a la salida. Este factor puede verse en la expresión (2-2):

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{entrada}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{salida}}} \quad (2-2)$$

La contribución de ruido por parte del receptor es inherente, pero en el caso de considerar un receptor ideal, su contribución de ruido es nula y el factor F es la unidad. En el caso contrario, F es mayor a la unidad.

El receptor requiere del proceso de amplificación sobre la señal recibida, por lo que el factor de ruido puede reescribir como:

$$F = \frac{\frac{S_{\text{entrada}}}{N_{\text{entrada}}}}{\frac{G S_{\text{entrada}}}{N_{\text{salida}}}} = \frac{N_{\text{salida}}}{G N_{\text{entrada}}} \quad (2-3)$$

La expresión (2-3), permite señalar que F no se puede emplear para evaluar la sensibilidad del receptor, siendo que solo indica una medida de cuanto ruido es introducido. El factor de ruido expresado en dB es recibe el nombre de figura de ruido (NF)[52]:

$$NF = 10 \log F \quad (2-4)$$

Dado que la contribución más importante al ruido interno es el ruido térmico, F puede especificarse de dos formas[52]: un punto de ruido, medido en una frecuencia específica con un BW igual a 1 Hz; o como un ruido promedio medido sobre un cierto BW .

El concepto de factor de ruido tiene tres particularidades:

- Al incrementar la resistencia asociada a la fuente, F disminuye mientras se incrementa el ruido total en el circuito.
- Si se utiliza una fuente con un comportamiento reactivo, F deja de tener sentido debido a que la fuente de ruido es cero, lo cual resulta en un factor infinito.
- Cuando el ruido añadido por circuito es pequeño comparado con el ruido térmico de la fuente, el factor de ruido es una relación entre dos números aproximados, por lo que puede aportar resultados imprecisos.

A pesar de que el enfoque empleado en la sección anterior resulta adecuado con relación a las características que podemos conocer en un SDR ; la estimación de la contribución de ruido en un sistema compuesto por múltiples bloques refleja los compromisos, ventajas y limitaciones de la adición de bloques externos al SDR . Al conocerse la ganancia de potencia y el factor de ruido individual de los bloques, la estimación del factor de ruido resultante es de utilidad como criterio para optimizar el diseño hacia un bajo nivel de ruido, definir los bloques que tienen un papel importante en la determinación del ruido total, o las condiciones que se deben evitar para que no se degrade el factor de ruido resultante.

El factor de ruido total de una serie de bloques conectados en cascada fue demostrada por Harald T. Friis en 1944, la extensión de su análisis puede verse desarrollado en [50] y su expresión generalizada para n-bloques en [52]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2-5)$$

De la expresión (2-5) se pueden señalar las siguientes conclusiones:

- Si la primera etapa tiene una ganancia de potencia grande el factor de ruido estará determinado principalmente por la primera etapa, es decir:

$$F_T \approx F_1, \text{ si } G_1 \gg 1 \quad (2-6)$$

- Bajo la condición anterior, y adicionalmente si esta primera etapa es de bajo nivel de ruido, el sistema resultante también es de bajo nivel de ruido.
- Si la primera etapa es pasiva, para que el ruido de las etapas posteriores no se vea amplificado, es indispensable que la ganancia de potencia de ésta sea muy próxima a la unidad, es decir, que se trate de un elemento con muy bajas pérdidas por inserción.

En la actualidad, debido al empleo de frecuencias de operación por encima de los 6 GHz para 5G, la solución de algunos fabricantes para la modernización de los equipos de medición es mediante la adición de segmentos externos de conversión de frecuencia. De igual forma, para las diferentes arquitecturas de *SDR*, existen bloques de *LNA* y diversos filtros, con bajo factor de forma para mejorar la selectividad y minimizar el nivel de ruido.

2.3.3 Características lineales

Los elementos de amplificación que habrían de operar en una región donde no se reflejan contribuciones importantes en cuestión de contenido armónico o productos de intermodulación[53] se refiere por el intervalo de operación en región lineal.

Teniendo como finalidad la detección y medición de contenido armónico, además de productos de intermodulación presentes en una señal transmitida; el procesamiento de la señal captada por un radioreceptor tiene la potencialidad de modificar a ésta, debido a que la respuesta del radioreceptor no es resistiva, es decir que una serie de procesos dinámicos toman lugar. Esta alteración se denomina distorsión lineal[50] y se manifiesta como la modificación de la forma de onda, es decir una variación de las amplitudes relativas de las componentes que conforman su espectro, como manifestación del ancho de banda finito del circuito por el cual la señal pasa.

En el caso de los *SDR*, es necesario tomar en cuenta que la relación de anchos de banda entre su segmento de *RF* y la etapa de digitalización definen el ancho de banda del radio; es decir, el ancho de banda de un *SDR* contempla el ancho de banda del segmento analógico (segmento de *RF* y convertidores), del ancho de banda del procesador asociado a su segmento de procesamiento (*FPGA*, generalmente) y el ancho de banda de la interfaz empleada entre el segmento de procesamiento y una terminal de control (computadora o un procesador de propósito general), tal que el mínimo ancho de banda entre estos tres define el ancho de banda del sistema[54].

2.3.4 Efectos no lineales

Todo amplificador contiene cuando menos un elemento activo que es inherentemente no lineal. Todos estos elementos semiconductores tienen una relación salida-entrada no lineal. El grado de distorsiones no lineales tolerables determina el límite superior del intervalo dinámico de los receptores.

Cuando la amplitud de la señal de entrada no es lo suficientemente pequeña, la no linealidad de los elementos de amplificación, generan distorsiones no lineales en la señal. Una particularidad de las distorsiones no lineales con respecto a las distorsiones lineales es la aparición en la señal de salida de nuevas componentes espectrales, las cuales no forman parte del espectro de la señal de entrada. Las distorsiones no lineales se pueden clasificar en dos grupos:

- Distorsiones que tienen lugar cuando la señal de entrada es una señal armónica.
- Efectos no lineales que tienen lugar cuando la señal está constituida por más de una señal armónica.

Mientras que las condiciones de operación para los mezcladores ya fueron discutidas como un elemento paramétrico lineal, los amplificadores pueden ser clasificados con base en los efectos de sus no linealidades[42]:

- Circuitos con no lineales pequeñas. Esta situación se presenta cuando la amplitud de la señal de entrada es tal, que las características del amplificador se alejan poco de la característica lineal.

En este caso los efectos no lineales se pueden considerar como una perturbación a la respuesta lineal, la cual se puede describir eficientemente con serie de potencia.

Si se aproxima el amplificador como un circuito resistivo con no linealidades pequeñas, las características no lineales del amplificador se pueden describir eficientemente con un polinomio de 3er orden de Taylor.

Por otro lado, de ser necesario considerar simultáneamente las características no lineales y la dependencia de la frecuencia, es necesario describir al amplificador con un polinomio de Volterra.

- Circuitos con no linealidades grandes. Esta situación se presenta cuando la amplitud de la señal de entrada es lo suficientemente grande, tal que la característica entrada-salida del amplificador se aleja significativamente de la linealidad.

En los circuitos con no linealidades pequeñas, se mencionan tres herramientas analíticas que permiten modelar al elemento activo. En [55] y [56] se abordan a detalle la manera en la cual cada una de estas herramientas aportan información con respecto a las no linealidades de un circuito. En [56] se abordan las características de las series de Volterra, las cuales describen un sistema con memoria, es decir, los efectos dinámicos que habrían de afectar a la respuesta en frecuencia del amplificador.

Para ilustrar los efectos de las no linealidades, es posible abordar la forma descrita por la serie de Taylor para la relación salida-entrada de un elemento con no linealidades pequeñas, como se muestra en (2-7), donde x es la señal de entrada:

$$y = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + \dots \quad (2-7)$$

En los modelos de pequeña señal, se consideran que la amplitud de x es lo suficiente pequeña para que los términos de orden mayor se puedan despreciar. Cabe señalar que la omisión de los efectos no lineales no permite identificar fenómenos que deterioran la calidad de la recepción[50]. Para analizar lo que ocurre con las no linealidades, suponemos que la señal de entrada es:

$$x = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t \quad (2-8)$$

Tomando como consideración que se trata de un circuito con no linealidades pequeñas, la respuesta no se aleja mucho del comportamiento lineal, por lo que se puede aplicar esta entrada en la expresión (2-7). Como resultado se obtiene la expresión (2-9):

$$\begin{aligned}
 y = & a_1(V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t) \\
 & + a_2 \left[\frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} + \frac{V_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{V_2^2}{2} \cos 2\omega_2 t + V_1 V_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + V_1 V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] \\
 & + a_3 \left[\frac{3V_1^3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{3V_2^3}{4} \cos \omega_2 t + \frac{V_1^3}{4} \cos 3\omega_1 t + \frac{V_2^3}{4} \cos 3\omega_2 t + \frac{3V_1 V_2^2}{2} \cos \omega_1 t \right. \\
 & \quad \left. + \frac{3V_1^2 V_2}{2} \cos \omega_2 t + \frac{3V_1^2 V_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3V_1^2 V_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \right. \\
 & \quad \left. + \frac{3V_1 V_2^2}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3V_1 V_2^2}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \right] \quad (2-9)
 \end{aligned}$$

Las manifestaciones de la distorsión no lineal son:

- Componentes de DC generadas por las no linealidades de orden par.

- Componentes armónicas de la frecuencia de entrada (segundo y tercer orden, respectivamente).
- Componentes cuya frecuencia es una combinación lineal de la frecuencia de entrada, denominadas productos de intermodulación (segundo y tercer orden, respectivamente).
- El término no lineal de orden impar aporte componentes de frecuencia igual a la frecuencia de entrada.

Si consideramos que con respecto a la señal de entrada que V_1 corresponde a la señal útil y V_2 es una componente interferente, pero ésta tiene un valor muy pequeño con relación a V_1 , de (2-9) podemos visualizar que la respuesta lineal se vería alterada por la componente generada por el término de tercer orden. Este fenómeno se denomina compresión de ganancia o saturación.

En el caso contrario, considerando que la interferencia posee un valor mucho mayor al de la señal útil, la respuesta lineal se ve afectada por la presencia de la componente generada por el término de tercer orden, el cual es función de la amplitud de la oscilación interferente. Este fenómeno se denomina desensibilización o bloqueamiento.

Tanto para el caso de los mezcladores como para los amplificadores, si la amplitud a su entrada no se limita, los términos de más alto orden comienzan a tener un papel significativo, tal que el comportamiento del dispositivo es cada vez más no lineal y en consecuencia crece la amplitud de los componentes generados por las no linealidades de alto orden.

Como se mencionó, la relación de amplitudes a la entrada de elementos activos afecta su operación lineal; bajo la arquitectura de conversión directa con la que cuenta el *SDR* a utilizar en este trabajo de tesis, elementos adicionales de control de ganancia[46] pueden emplearse con el objetivo de mejorar el intervalo dinámico en un intervalo de frecuencia amplio.

2.3.5 Punto de compresión @ 1dB

A la entrada del receptor, además de en el acoplamiento entre el mezclador y el *ADC*, se cuenta con elementos de amplificación, la operación lineal de éstos posee un punto crítico en el cual sus características cuasi lineales comienzan a desaparecer. Si graficamos la relación de potencia entrada-salida de un amplificador vemos su comportamiento lineal, como se muestra en la Figura 2-11. A medida que la potencia de entrada continúa incrementando, se llega a un punto en el que la ganancia comienza a decrementarse, es decir el amplificador entra en región de compresión de la ganancia. Dado que la respuesta deja de ser lineal, se produce distorsión no lineal de la forma de onda[57].

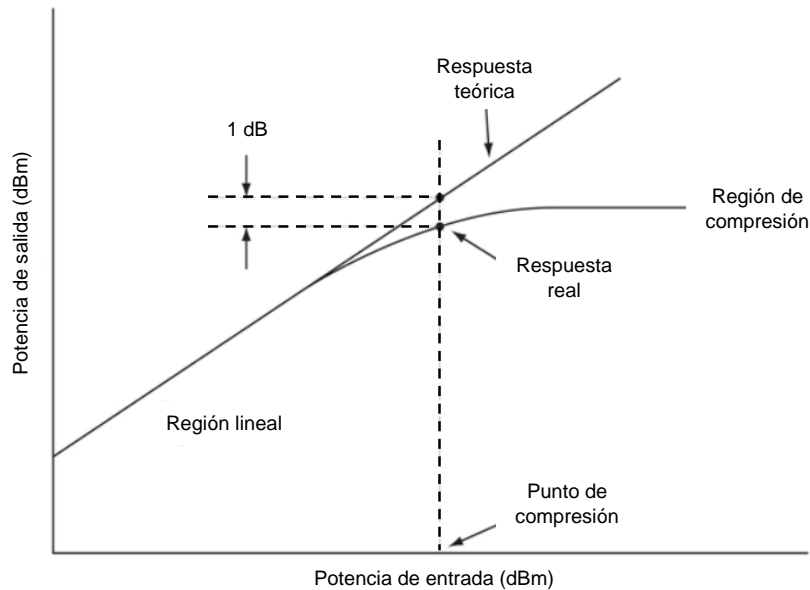


Figura 2-11 Relación de ganancia en potencia de un amplificador[57].

El punto de compresión es el punto en que la señal de entrada tiene una dada amplitud tal que la ganancia del amplificador físico se ha reducido 1 dB con respecto a la ganancia del amplificador para una amplitud infinitesimal de la señal de entrada (Figura 2-11), se identifica como la región en la que el amplificador denota un comportamiento no lineal[50][57]. Esta característica es de especial importancia en amplificadores de potencia, pues señala el rango de operación en el que puede esperarse señales sin distorsión[57]. También cabe señalar que el punto de compresión puede definirse en valores de 2 y 3 dB, bajo consideración de la tolerancia ante efectos no lineales[53]. A pesar de contar con un sistema ya integrado (*SDR*) estas características no son triviales pues afectan el desempeño de todo el segmento de *RF*.

2.3.6 Punto de intersección de tercer orden

La distorsión no lineal trae consigo manifestaciones de armónicos de segundo, tercer y más alto orden, éstas generalmente quedan fuera del *BW* de la componente de interés y su atenuación se logra mediante la implementación de filtros. Sin embargo, nos encontramos también con la manifestación del proceso de mezclado de dos o más señales, dando lugar así a productos de intermodulación. Si la distancia entre las señales de interés es estrecha, los productos de intermodulación toman lugar dentro del *BW* de interés. En equipos de medición como los analizadores de espectro la implementación del segmento de atenuación limita la señal que alcanza al mezclador en su entrada precisamente para minimizar los efectos de distorsión no lineal, a costa de elevar el piso de ruido presente en la entrada. De hecho, una definición de rango dinámico considera la relación, en dB, entre la señal de interés y las distorsiones no lineales generadas de manera interna[25].

Así como se vio descrito en la ecuación (2-9) y representadas gráficamente en la Figura 2-12 (donde f_1 y f_2 son las señales de interés), se puede señalar la significativa contribución de los productos de intermodulación de tercer orden. Desde el punto de vista de un radiorreceptor, estas señales fuera de banda tienen la capacidad de cubrir señales de interés[58].

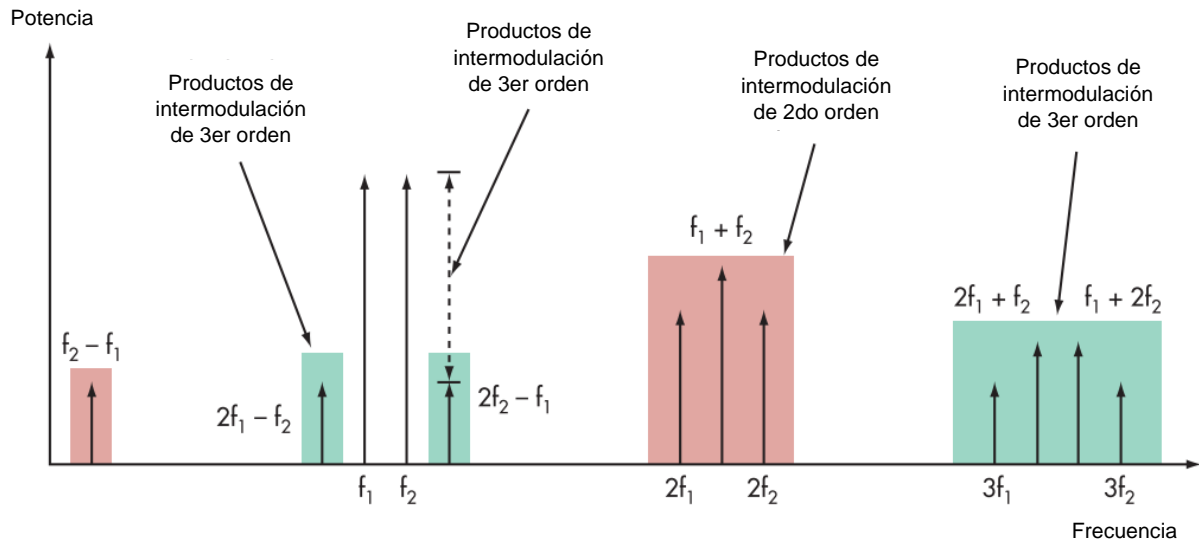


Figura 2-12 Representación gráfica de comportamiento no lineal[58].

Una característica importante derivada de estos efectos es la intersección de tercer orden (*TOI*) o también denominado punto de intersección de tercer orden (*IP3*). Éste señala que por cada incremento en 1 dB en la potencia de la señal de entrada, los productos de tercer orden incrementarán en 3 dB[57][25][58], una relación similar es considerada para los productos de intermodulación de segundo orden, solo que su incremento es en 2 dB[25]. La contribución de éstos últimos es menor dado que se encuentran menos próximos a las componentes de interés[59]

El *IP3* es un punto definido teóricamente[57], pues corresponde al nivel de potencia con la capacidad de generar productos de intermodulación de tercer orden con una potencia igual a la señal de interés, que por supuesto no se podría alcanzar considerando el punto de compresión. Al entenderse como una relación de proporcionalidad (Figura 2-13), el *IP3* se calcula de la siguiente manera[59]:

$$IP3 = P_{in} + \frac{P_{\Delta}}{2} \quad (2-10)$$

Donde

- $IP3$ (o P_{IM3}). Tiene unidades en dBm.
- P_{in} es el nivel de potencia individual de las componentes de entrada en dBm.
- P_{Δ} es la diferencia en amplitud entre el producto de intermodulación y la portadora

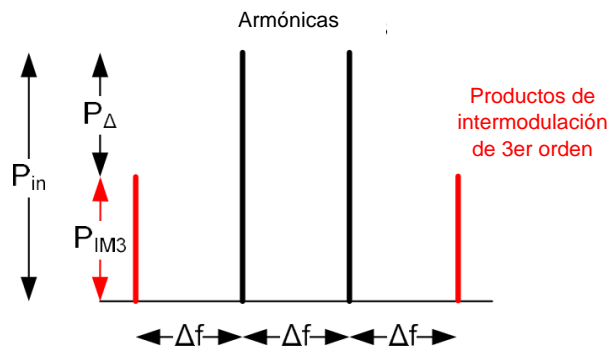


Figura 2-13 Representación de la proporción de productos de intermodulación de tercer orden[59].

La definición del punto de compresión, así como el punto de intersección de tercer orden, se consideran como los parámetros que limitan la parte superior del intervalo dinámico de un equipo[59] o dispositivo. Puesto que se trata de un concepto abstracto con respecto a la operación de elementos activos, este valor se puede presentar con referencia a una entrada o salida[57], es decir, en la bibliografía se puede encontrar como $IIP3$ o $OIP3$, respectivamente.

El intervalo limitado entre la potencia de la señal portadora y la amplitud de uno de los armónicos predominante define al intervalo dinámico libre de armónicas (*SFDR*). En algunos casos el *SFDR* establece también al piso de ruido de un equipo[60].

2.4 Estrategias para identificación de características externas de señales

Las tareas que habrían de tomar lugar en torno del segmento de *IF* se realiza en el ambiente digital, por lo que la implementación de filtros y las operaciones asociadas al tratamiento de la señal para ser llevada hasta banda base se llevan a cabo mediante operaciones de procesamiento digital de señales describiendo así una arquitectura de *Zero-IF*.

GNU Radio es un entorno de programación de código abierto que provee de bloques de procesamiento digital de señales orientado a comunicaciones. Cuenta con interfaces lógicas para comunicación con hardware de radio *USRP*, al mismo tiempo que provee un ambiente de simulación. Es ampliamente utilizado en el sector académico y comercial, como soporte en el área de investigación de comunicaciones inalámbricas y pruebas de equipos de radio[61]. El ambiente de programación está orientado a la creación de diagramas de flujo de forma modular. A pesar de no ser una herramienta orientada a algún hardware de radio en específico, cuenta con bloques para implementación de estándares de comunicación de banda angosta[61].

Las operaciones sobre la señal digitalizada son vistas como un proceso por etapas, en la Figura 2-14 se muestra el aspecto de los diagramas que resultan de la interconexión

de bloques responsables de dichas operaciones, además de la interfaz de usuario gnuradio-companion.

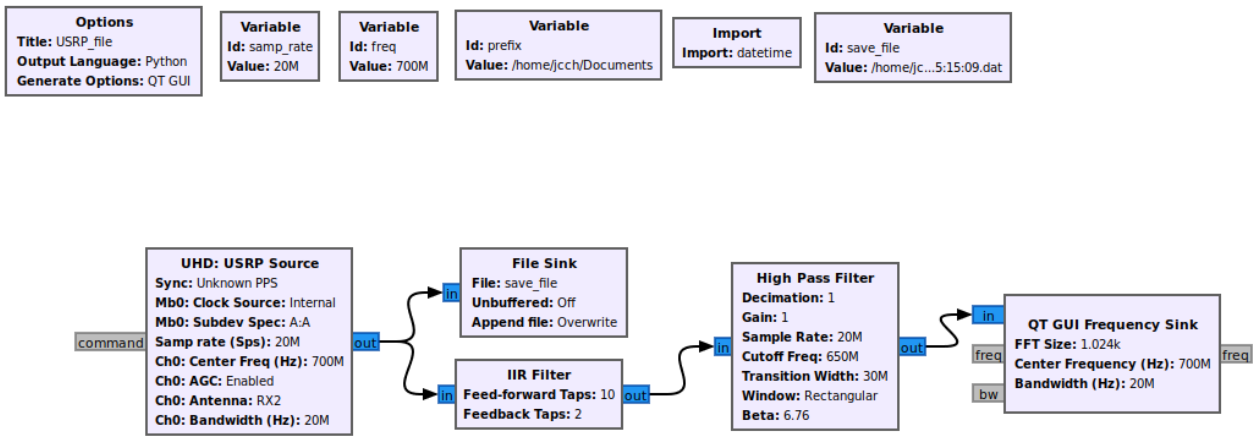


Figura 2-14 Interfaz de usuario gnuradio-companion.

Por defecto, GNU Radio cuenta con un conjunto de bloques organizados en categorías, como: generadores de forma de onda, moduladores, operaciones matemáticas, modelos de canal, instrumentación, filtros y herramientas para análisis de Fourier. De manera complementaria, cuenta con herramientas de software para síntesis de bloques.

La estructura del lenguaje de programación que emplea GNU Radio se muestra en la Figura 2-15. Tener conocimiento de esto permite ver la jerarquía bajo la cual funcionan los bloques, además de entender que gnuradio-companion funciona como una interfaz mediante la ejecución de instrucciones en lenguaje de alto nivel, quienes operan sobre porciones de código de bajo nivel. La gran mayoría de los bloques de procesamiento están escritos en C++ y son evocados mediante Python para su interconexión. Para integrar los bloques de C++ en Python es empleado un compilador como interfaz, de

nombre *SWIG*[62]. De tal forma que la creación de diagramas de flujo es posible realizarla por medio de la interfaz gráfica de *gnuradio-companion* o de manera descrita por código de Python, siendo este menos intuitivo para él usuario. Al utilizar la interfaz de usuario, es posible visualizar gráficamente los bloques mediante código *XML*, el cual posteriormente es traducido a Python mediante la herramienta *Cheetah*[63]. Por último, a partir de los atributos ingresados y las interconexiones realizadas en el diagrama de flujo, además de los algoritmos en C++, se emplea código *HDL Verilog* para cargar la configuración de características en el *FPGA* quien habrá de gestionar el segmento de *RF* y configurar el formato de datos entregado por medio del bus de comunicación.

Interfaz de usuario (<i>gnuradio-companion</i>)
Visualización de bloques (<i>XML</i>)
Traducción de diagrama de flujo a Python (<i>Cheetah</i>)
Descripción del diagrama de flujo (Python)
Llamado de bloques de procesamiento (<i>SWIG</i>)
Bloques de procesamiento (C++)
Implementación en <i>FPGA</i> (<i>Verilog</i>)

Figura 2-15 Capas que integran la programación mediante GNU Radio[54].

Lo que se intenta resaltar en *Figura 2-15* es que las capas inferiores proveen de servicios a las capas superiores, mientras que para la capa superior no es de interés los detalles de la implementación de las capas inferiores, sin embargo, se requiere del uso de interfaces y llamado de funciones para su operación. Es posible trabajar

considerando transparencia entre las capas que componen la operación de gnuradio-companion [64].

Los bloques pueden ser vistos como la estructura de función básica de gnuradio-companion. Al estar interconectados, operan sobre un conjunto de muestras que fluyen desde un bloque fuente hasta un bloque sumidero. La implementación de las funciones asociadas a los bloques puede ser descrita desde C++ o Python, con sus ventajas y limitaciones. La implementación mediante Python permite a los usuarios agregar funciones lógicas fuera de gnuradio-companion y directamente sobre la interconexión descrita en el diagrama, comprendiendo que Python opera sobre código de escritura dinámica, de más lenta ejecución que otros lenguajes pre compilados[65]. No obstante, gnuradio-companion se encuentra constituido por paquetes desarrollados casi enteramente en Python (matplotlib y Numpy) cuyo núcleo está descrito y optimizado en lenguajes de bajo nivel como C y C++[66][67].

La interfaz de comunicación con el *SDR* desde un dispositivo *Host* corre por cuenta del *UHD (USRP Hardware Driver)*, quien además de establecer el protocolo de comunicación entre el *Host* y el *SDR*, provee de la configuración que se habrá de cargar al *FPGA*. Dicha configuración corresponde a la arquitectura digital responsable de la comunicación y configuración del segmento de *RF*, además de la adecuación de datos para colocación en bus de comunicación con el *Host*. El control sobre el segmento de *RF* depende entonces de la rutina de configuración con la cual se dota la imagen del *FPGA*, dicha configuración permite poner en funcionamiento al *CI* del transceptor contenido en la tarjeta hija para posteriormente configurar, sobre éste, las características seleccionadas desde el *Host*.

2.4.1 Funciones ventana

Tomando como base la operación de la *FFT*, opera sobre un conjunto finito de datos que, idealmente, habrían de contener un número entero de periodos si se tratase de una señal periódica. Dada las propiedades en el manejo de los dominios (tiempo y frecuencia) como topologías circulares[68], el truncamiento generado por la toma de muestras da lugar a una forma de onda discontinua, lo cual dota de cambios abruptos en la señal medida. Las discontinuidades se traducen en componentes de alta frecuencia que toman lugar en el intervalo de muestreo, e incluso superiores a este, provocando así distorsión en el espectro estimado para la señal. Este fenómeno se conoce como fuga espectral, lo que hace que las líneas espectrales finas se difundan en señales más amplias[68].

Para mitigar estos efectos se emplea una técnica llamada funciones ventana. Las ventanas reducen la amplitud de las discontinuidades en los límites de cada secuencia finita. Consiste en el producto entre el conjunto de muestras y el número de muestras de una de estas funciones de longitud igualmente finita. A pesar de que existen un conjunto basto de funciones, la descripción en el dominio del tiempo de su amplitud describe una variación gradual hacia cero en los límites de su extensión (Figura 2-16).

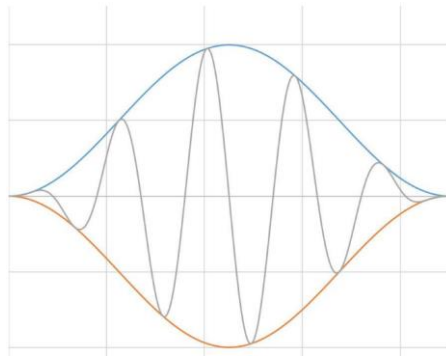


Figura 2-16 Acción de función ventana[68].

Como resultado, los extremos de la forma de onda reflejan mínima discontinuidad en tiempo, más no radica los efectos de la fuga espectral. Las funciones ventana son una aplicación de los filtros *FIR*. Algunos de estos filtros reflejan un buen desempeño en el dominio de la frecuencia, a expensas de la degradación de la forma de onda en el dominio del tiempo (sobre impulso y rizo)[69] dando lugar al fenómeno de Gibbs [69].

Las características de una ventana rectangular (técnicamente la acción del muestreo) se muestra en la Figura 2-17. La respuesta en frecuencia de una ventana se caracteriza por ser un espectro continuo con un lóbulo principal y varios lóbulos laterales. Como es de imaginarse el lóbulo principal se centra en las componentes de frecuencia de la señal de interés, mientras que los lóbulos laterales se aproximan a cero. La altura de los lóbulos laterales indica el efecto que una función ventana en particular tiene ante las frecuencias alrededor del lóbulo principal.

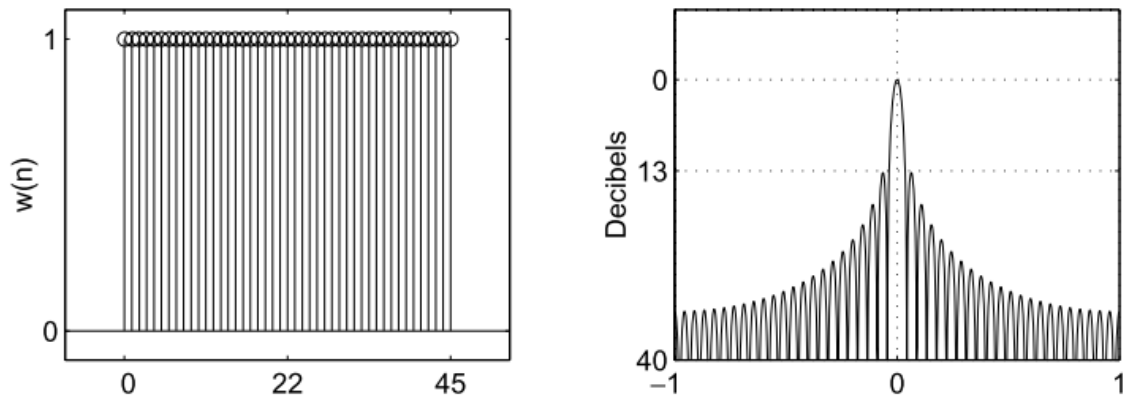


Figura 2-17 Representación de ventana rectangular en tiempo discreto (longitud $n=45$) a la izquierda, y respuesta en frecuencia normalizada a la derecha[70].

Al aumentar la atenuación del lóbulo lateral, se reduce la fuga espectral[68] pero aumenta el BW del lóbulo principal. Existe una variedad de funciones ventana con diferentes características de su respuesta en frecuencia; dependiendo el tipo de señal a medir, se cuenta con una serie de criterios para elección de la función ventana adecuada, a continuación se enlistan los casos posibles[68]:

- Si la señal contiene componentes de frecuencia de fuerte interferencia alejados de la frecuencia de interés, una ventana con un rango alto de caída del lóbulo lateral es necesaria.
- Si la señal contiene fuertes señales de interferencia cerca de la frecuencia de interés, se elige una función ventana con un nivel bajo de lóbulo lateral máximo.
- Si la frecuencia de interés contiene dos o más señales muy cerca una de la otra, la resolución espectral es importante, por lo que es necesaria una función ventana con un lóbulo principal muy estrecho.

- Para precisión en amplitud de una sola componente de frecuencia bajo incertidumbre de su ubicación en el espectro, se emplea una función ventana con lóbulo principal amplio.
- Para un espectro de señal plano o de banda ancha, no es necesario aplicar una ventana.

Uno de los parámetros importantes de la respuesta en el dominio de la frecuencia de estas funciones ventana es la atenuación de sus lóbulos laterales. En la Tabla 2-1 se presenta la atenuación correspondiente a los lóbulos laterales para un conjunto reducido de funciones. Otro de los parámetros es la forma que presentan los lóbulos laterales, en tanto a su tendencia de decaimiento.

Tabla 2-1 Relación de atenuación de lóbulo lateral en funciones ventana

Función ventana	Atenuación de lóbulo lateral (dB)
Blackman-Harris	-92.1
Hamming	-42.5
Hann	-31.5
Blackman	-58.1
Rectangular	-13.3
Kaiser	-58.3

Concretamente, en la bibliografía ([68], [71]) se reportan casos identificados y las ventanas que habrían de emplearse, estas se encuentran en Tabla 2-2, cabe señalar que los efectos de cada función ventana aportan definición al análisis espectral así como a la reducción de la discontinuidad entre muestras.

Tabla 2-2 Casos de uso para funciones ventana

Contenido de señal	Ventana
Señal seno o combinación de señales seno	Hann
Señal seno (cuando es importante la precisión en la amplitud)	Respuesta plana
Señal aleatoria de banda angosta (datos)	Hann
Señal aleatoria de banda ancha (ruido blanco)	Uniforme
Señales armónicas estrechamente espaciadas	Hamming/Uniforme
Señales de excitación (jamming)	Force
Señales respuesta	Exponencial
Señales de contenido desconocido	Hann
Dos armónicos estrechamente espaciados en frecuencia, pero amplitud diferente	Kaise
Dos armónicos estrechamente espaciados en frecuencia de amplitud similar	Uniforme

2.4.2 Métodos para mediciones de ancho de banda ocupado por estaciones de monitoreo

2.4.2.1 Método $\beta\%$

Según las recomendaciones de la *ITU-R* define[72] el termino ancho de banda ocupado como: “El ancho de una banda de frecuencia tal que, por debajo de la frecuencia límite inferior y por arriba de la frecuencia límite superior, la potencia promedio emitida es igual a un porcentaje especificado $\frac{\beta}{2}$ de la potencia media total de una emisión dada”. A menos de que se especifique lo contrario con respecto al tipo de emisión estudiada, el valor que toma $\frac{\beta}{2}$ se considera como 0.5% de la potencia media total. La justificación de lo anterior radica en que el valor óptimo para uso eficiente del espectro se alcanza cuando el ancho de banda ocupado es igual al ancho de banda necesario para la emisión en cuestión, la metodología para determinar el ancho de banda para diferentes tipos de emisiones lo define la *ITU* de manera extensa en [73],

sin embargo, su propósito es para comprobación de emisiones y no como parte del análisis de ocupación del espectro.

Las condiciones generales para llevar a cabo la medición son:

- Línea de vista entre la antena transmisora y la antena receptora.
- Empleo de una antena direccional para asegurar la mínima influencia de los efectos de multitrayectorias.
- Empleo de un receptor digital para monitoreo.
- Interferencias de tipo impulso no deben ocurrir.

Actualmente, las recomendaciones de monitoreo para el panorama descrito por la nueva generación de comunicaciones móviles no se han expedido por parte de la *ITU*, sin embargo, los primeros en tomar una postura en este sentido es el sector privado en tanto a la adopción de estrategias conocidas o una combinación de éstas. Por ello, en este punto relacionamos estrategias para análisis de comprobación de emisiones con funciones de monitoreo.

Para el procedimiento de la medición, el receptor de monitoreo digital habrá de cumplir con los siguientes ajustes[72]:

- Estimar la frecuencia central de la emisión.
- Intervalo de frecuencia a visualizar de 1.5 a 2 el ancho de banda de la emisión.
- Detector de pico.

- Tiempo de adquisición automático, para emisiones de tipo pulsantes, la captura deberá contar con el tiempo suficiente como para poder visualizar enteramente el pulso. Adicionalmente, en el análisis de comunicaciones digitales es necesario contar con al menos 1 segundo de captura de cualquier emisión.
- Trazo con retención de máximo, para modulaciones analógicas y escritura limpia para modulaciones digitales.

En la mayoría de los sistemas digitales, el ancho de banda ocupado es constante a través del tiempo, debido a que normalmente una trama de datos se transmite con una tasa de símbolos constante. En estos casos, el valor calculado del ancho de banda calculado será relativamente constante para cada captura consecutiva. La dilatación del tiempo de barrido permitiría la obtención de un promedio en tanto a los resultados de diferentes mediciones.

En sistemas analógicos, especialmente cuando señales de audio son transmitidas, el ancho de banda ocupado de forma momentánea cambia rápidamente con respecto a la modulación. En estos casos, el proceso de monitoreo se centra en el ancho de banda máximo ocupado en un determinado tiempo de observación.

Una vez hecha la captura, el espectro es analizado de la siguiente manera para estimar un valor de ancho de banda ocupado:

La potencia de cada línea espectral en el trazo almacenado se suma a través de todo el intervalo de frecuencia para establecer el valor del 100% de potencia de referencia.

Posteriormente, partiendo de la frecuencia inferior, la potencia de cada línea espectral

es sumada hasta alcanzar una suma acumulada de 0.5% de la potencia total de referencia, donde se colocará un marcador. El mismo cálculo se lleva a cabo partiendo de la frecuencia más alta hasta alcanzar el 0.5% de la potencia total de referencia para poner un segundo marcador. El ancho de banda ocupado corresponde a la diferencia entre los dos marcadores, la representación gráfica de la acción de este algoritmo puede verse en Figura 2-18.

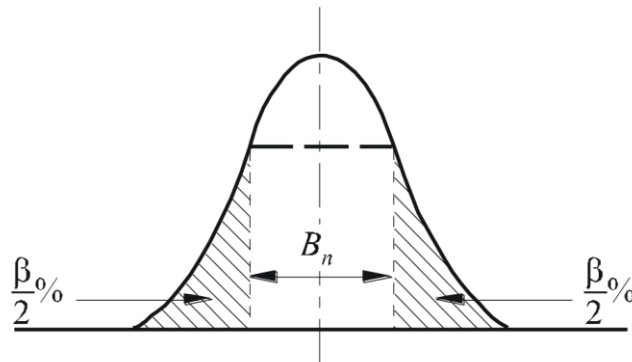


Figura 2-18 Representación gráfica de algoritmo $\beta_{0\%}$ [74]

Condiciones de medición y precisión relativa:

- Forma espectral de la señal. Espectro confinado dentro del canal utilizado con mínima dispersión adyacente.
- Intervalo de frecuencia. Cuando el intervalo es demasiado amplio, una mayor cantidad de ruido es incluido en el proceso de cálculo de la potencia promedio reduciendo así la precisión. No obstante, el intervalo de frecuencia debe ser lo suficiente ancho para incluir componentes espectrales por debajo del punto 0.5%.

- Nivel de ruido e interferencia. Puesto que el ruido y las interferencias fuera del canal se incluyen en el proceso, es necesario que existe una diferencia significativa entre la señal de interés y las interferencias para aumentar la precisión. Es necesaria una diferencia de 30 dB entre el pico de la señal y nivel de las emisiones fuera del canal de frecuencia de interés para asegurar un error de medición menor al 10%.
- Cantidad de mediciones. Las fluctuaciones que pueden ocurrir en la señal debido a la modulación no constante pueden agregar incertidumbre en los resultados de la medición. Es por ello por lo que la estimación debe realizarse por lo menos 400 veces para obtener un valor promedio de ancho de banda ocupado.

2.4.2.2 Método x dB

El ancho de banda x dB se define como el ancho de una banda de frecuencia tal que más allá de un límite superior e inferior cualquier componente espectral discreta o densidad de potencia espectral continua es al menos x dB menor que un predeterminado nivel de referencia a 0 dB. Desde un punto de vista de eficiencia de espectro, el ancho de banda de x dB puede estar relacionado con el ancho de banda necesario para la clase de emisión relevante y que forma parte de la recomendación [73].

El proceso de medición requiere inicialmente del nivel de referencia 0 dB. Este corresponde al nivel de la línea espectral más alta cuando el espectro es capturado

con un RBW estrecho en el analizador. Se asume que, durante el tiempo de captura, la potencia del transmisor regresa a la señal portadora al menos una vez, siendo este nivel igual a la potencia total emitida. Sin embargo, en señales con modulación digital, esta suposición no puede hacerse. No obstante, la referencia de 0 dB que permanece fija con respecto a la línea espectral mayor no corresponde a la potencia total emitida, lo cual es la razón de que el valor x , con fines de comparación, son diferentes para emisiones de señales con modulación analógica y digital.

Ajuste del equipo receptor:

- Frecuencia central de la emisión conocida.
- Intervalo de frecuencia 1.5 veces el ancho de banda esperado de la emisión.
- RBW menor al 3% de SPAN, VBW +3 veces RBW.
- Detector de pico.
- Trazo: Retención de máximo.

Una vez obtenido el trazo, el valor pico es buscado. El valor de x dB se lee en la pantalla del equipo como el ancho de la banda de frecuencia tal que más allá de su límite inferior y superior cualquier componente discreta es menor a x dB con respecto al nivel de 0 dB. Si más de dos líneas espectrales tienen este nivel, se toma aquella cuya frecuencia es más lejana.

Condiciones de precisión en la medición:

- Forma espectral de la señal. Cuando el espectro de la señal se levanta y cae de forma abrupta en las inmediaciones del canal, la precisión es mayor.
- Ancho de banda de resolución. Un RBW estrecho resulta en un aumento del grado de precisión, porque la forma del espectro de la señal es siempre más amplia que el filtro mediante el cual se mide.
- Intervalo de frecuencia. Si el intervalo de frecuencia es muy amplio, menor cantidad de líneas espectrales se utilizan en la visualización de la señal y en la ubicación de los marcadores. Menor resolución incrementa la incertidumbre en la medición.
- Ruido e interferencias. La SNR debe ser lo suficiente para diferenciar las emisiones. Un mínimo de $x + 5$ dB se recomienda para asegurar un error en la medición menor al 10%. Una de las mejores maneras de capturar la emisión es mediante una estación móvil que pueda acercarse al transmisor.

Las interferencias pueden ser toleradas si caen dentro del intervalo de frecuencia y no influenciarán los resultados de la medición si su ancho de banda es estrecho en comparación a la señal de interés, y si la interferencia no cae en uno de los puntos (marcadores) para estimación de x dB.

Mediciones de ancho de banda x dB en condiciones bajo la influencia de interferencias

En algunos casos los valores del BW de x dB pueden ser medidos o, al menos, estimados en presencia de interferencias cuyos niveles exceden el nivel medido por x dB. En Figura 2-19 se presenta el caso más habitual en el que la emisión bajo análisis cuenta con un par de interferencias en los bordes (notadas por 1 y 2), el ancho de banda x dB (señalada por B_m) corresponde entonces a la estimación localizada por B_{ox} y no aquella ubicada por B_Σ . Dicho en otras palabras, la estimación de B_m habría de obedecer a las características de forma de la emisión evitando la filtración de emisiones interferentes adyacentes. La identificación de marcadores que confinan a la estimación del ancho de banda describe un proceso iterativo condicionado a los atributos límites de una emisión y que se relacionan estrechamente con la primera condición de precisión del método.

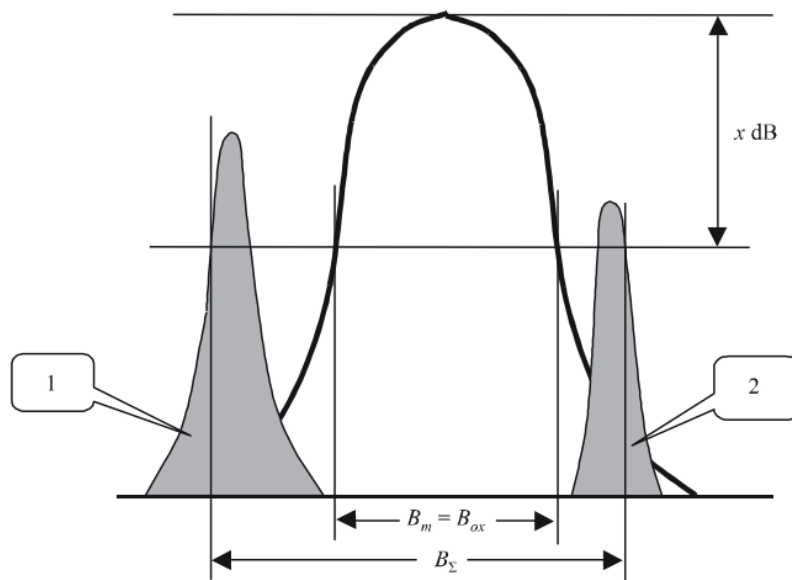


Figura 2-19 Medición del ancho de banda en presencia de interferencias[72].

Un escenario adicional se presenta en Figura 2-20 donde una interferencia (notada por 3) puede encontrarse cubriendo una parte importante en uno de los bordes de la

2.5 Antenas para monitoreo

Una antena es un elemento importante en cualquier sistema de radio, pues se trata del dispositivo que acopla la energía electromagnética de un medio guiado a otro no guiado y viceversa. Las antenas para tecnologías de comunicación son diseñadas con la finalidad de acoplar la energía radiada de forma eficiente con las mínimas pérdidas posibles. Este requerimiento es menos estricto en antenas de prueba, las cuales están destinadas a proveer una medición precisa de la intensidad de campo en la ubicación de un receptor; para esto, sus propiedades físicas necesitan conocerse con un alto grado de precisión[75].

Un sistema de medición mínimamente debe componerse por un receptor y un conjunto de antenas para el intervalo de frecuencia a monitorear[15]. El grado de precisión de las mediciones está estrechamente relacionado con la calibración de receptores y antenas.

Las antenas deben localizarse en un punto elevado rodeadas por espacio despejado para asegurar que las señales recibidas correspondan a un gran número de transmisores a monitorear en un área extensa, aprovechando su comportamiento cuasi omnidireccional. Sin embargo, la localización de los sistemas de monitoreo usualmente no cumple con las condiciones mencionadas, provocando que estos operen bajo condiciones de interferencia severos debido a estructuras metálicas de gran altitud y transmisores de alta potencia de sistemas de radiodifusión cercanos[15]. Esto implica contar con protección para los receptores de monitoreo y el empleo de antenas activas para contrarrestar los efectos de interferencias.

En la literatura se señala que el empleo de antenas activas son una solución mayormente empleada para bajas frecuencias[15], debido a las implicaciones mecánicas para sensores adecuados en baja frecuencia; sin embargo, el empleo de antenas activas ya se menciona como una tecnología bien establecida para el monitoreo de un gran número de bandas con un mismo sensor[76]. Los compromisos a tomar en cuenta para antena cambian al implicar la integración de un elemento activo, pues contribuye de manera significativa en la figura de ruido del receptor, además de considerar sus contribuciones respecto a productos de intermodulación[76].

El propósito de una antena receptora es extraer la máxima cantidad de energía de una señal presente en el medio de propagación para aplicarla a la entrada del receptor, al mismo tiempo que se espera minimizar la captación de ruido y señales interferentes. La elección de una antena para monitoreo depende de las propiedades de la señal deseada, los parámetros de observación, las características de la instalación y las interferencias que pueden estar presentes. Debido a que una antena no logra cumplir con todas las propiedades necesarias para una recepción eficiente de todos los tipos de señales, un conjunto de antenas es requerido para monitoreo[15]. En este trabajo de tesis se plantea la implementación de un sistema de monitoreo bajo una plataforma que dispone de bajo factor de forma, por lo que el sensor se esperaba que cumpliera con cualidades similares.

Para la elección de una antena, es posible partir de dos características principales de éstas: directividad y ganancia[15]. Lo cual plantea la diferencia entre antenas omnidireccionales y antenas direccionales. Las antenas omnidireccionales son

empleadas para tareas generales de monitoreo cuando la posición de los transmisores se desconoce, mientras que antenas direccionales son empleadas para tareas en las que se necesite mejorar la sensibilidad[77] además de precisar la ubicación de la fuente de señal.

En este sentido, se optó por el empleo de una antena cuasi omnidireccional [15] con el fin de estimar características de señales de fuentes desconocidas, en virtud de visualizar la ocupación del espectro. En tanto a la medición de intensidad de campo, se requiere conocer y predecir de manera precisa la respuesta de una antena con respecto a la frecuencia, y asegurar que estos parámetros sean invariantes en el tiempo. Esto último va más allá de los alcances de este trabajo de tesis, pues implica un estudio profundo acerca del segmento sensor del sistema.

Entre las antenas para monitoreo del espectro en la banda de *UHF*[78] se incluyen los dipolos, dipolos en arreglo logarítmico, antenas cónicas, antena cónica en espiral logarítmico, antenas bicónicas y antenas bicónicas con arreglo logarítmico.

Las bandas de frecuencia por analizar corresponden a la banda por debajo de los 6 GHz, éstas pueden verse de manera específica en [5] y [79], en la Figura 2-21 se muestra en grosso modo los intervalos de frecuencia, los cuales pueden verse mayormente concentrados en los intervalos: 617-960 MHz, 1525-2690 MHz, 3410-3590 MHz y 5150-5925 MHz.

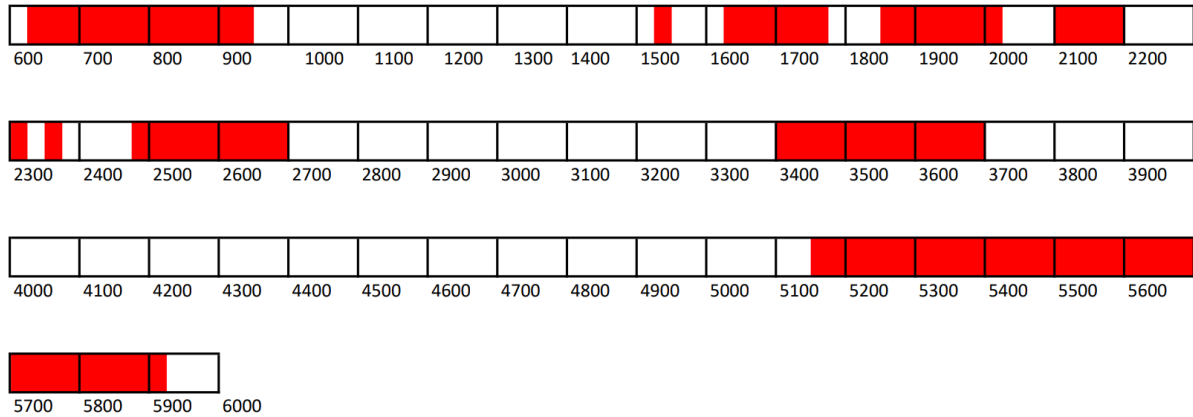


Figura 2-21 Bandas ocupadas (en MHz) en 5G.

A pesar de que no se trata de un intervalo de frecuencia continuo desde 617 MHz hasta 5925 MHz, es necesario contar con un elemento cuyas pérdidas sean mínimas en todo ese intervalo, es decir una antena de ultra banda ancha (*UWB*). La definición general adoptada para sistemas y equipos bajo este concepto son aquellos que cumplen con el criterio[80] presentado en la expresión (2-11) , también llamado en la literatura por ancho de banda fraccional[81]:

$$2 \frac{(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} > 0.2 \quad (2-11)$$

Donde:

- f_H corresponde a la frecuencia superior del *BW* de operación de la antena.
- f_L corresponde a la frecuencia inferior del *BW* de operación de la antena.

El ancho de banda de una antena puede definirse como el intervalo de frecuencia en el que una o varias de las características de una antena permanecen uniformes o cumplen un determinado criterio. En particular, para el intervalo de frecuencias

mencionado es necesario que el parámetro correspondiente al coeficiente de reflexión (S_{11}) se encuentre por debajo de -10 dB al menos, es decir que su relación de voltaje de onda estacionaria ($VSWR$) se encuentre por debajo de ~ 1.8 .

El principal mecanismo que describe el proceso de radiación en un extenso BW corresponde a la aceleración de cargas, las estructuras que logran esto son presentadas en [80], las cuales operan bajo algunos de los siguientes principios:

- Estructuras de onda viajera.
- Estructuras de constante angular.
- Antenas auto complementarias.
- Antenas con múltiples elementos resonantes.
- Antenas eléctricamente pequeñas.

En [80] y [82], se realizó conjuntamente una revisión acerca de las características y proceso de diseño relacionado con las diferentes estructuras. Estos estudios permiten tener una idea acerca de las implicaciones en cada caso expuesto. Con base en lo anterior, y por fines prácticos, se optó por una antena de parche UWB cuasi omnidireccional de tipo pasivo.

2.5.1 Antena pasiva UWB

El empleo de una antena pasiva implica a un transductor cuyas características habrían de ser optimizadas para operar en un cierto intervalo de frecuencia bajo un determinado criterio. Una característica importante de la antena del sistema bajo estudio, son el conjunto de bandas de frecuencia a monitorear además de contar con un diagrama de radiación cuasi omnidireccional. Con base en los estudios realizados y las metodologías documentadas en [83] y [84], el empleo de una antena de parche circular es sugerido en aplicaciones de radio cognitivo y equipos multi estándar. Ambos trabajos toman en consideración la extensa implementación de antenas de parche como parte de la tendencia de reducción de tamaño y peso, además de los procesos de planarización de antenas y estrategias de acoplamiento.

Las antenas monopolo planarizado son de fácil diseño y construcción, con la desventaja de contar con ganancias relativamente pequeñas. En este caso, la ganancia no es crítica mientras que si lo es el contar con un patrón cuasi omnidireccional. La antena de monopolo circular impresa se analiza en términos de una cavidad resonante más comúnmente[82], viendo la antena como un elemento resonador, sabemos que éstos cuentan con un infinito número de modos resonantes que satisfacen las condiciones de frontera que comprende a la cavidad. Por cada modo se tiene una cierta frecuencia de resonancia que es característica de las dimensiones de la cavidad. Bajo la condición de resonancia, la componente eléctrica y a la componente magnética son iguales, y la frecuencia resonante más baja establece al modo dominante[85]. Sin importar su geometría o forma, los modos describen modelos que pueden analizarse mediante elementos discretos análogos a circuitos resonantes

RLC en paralelo. El monopolo circular, de manera general, cuenta con un solo grado de libertad correspondiente a su radio[82], mediante el cual se controla la frecuencia de resonancia inferior o la resonancia dominante, aunque esto no es del todo cierto pues depende del modo bajo el cual se analice[86]. Al contar con una sola variable de diseño, los trabajos de tesis consultados concentran diversas metodologías de optimización para el ancho de banda de impedancia de la antena de parche, esto con la inserción de una ranura en el elemento radiador, biselado del plano de tierra y suavizado de discontinuidades en la estructura planar.

El proceso de biselado toma en consideración el uso de un plano de tierra finito, *“las ondas que inciden sobre el plano de tierra son reflejadas, por lo que cualquier modificación en la forma o tamaño del plano de tierra, resulta en cambio de los parámetros de la antena”*[83]. Entre los resultados presentados en [83] se observó que existen efectos benéficos sobre el ancho de banda de impedancia de la antena, con la capacidad de manipulación hasta cierto punto; dichos efectos son significativos al llevarse a cabo conjuntamente con la ranura en el parche radiador. En la Figura 2-22 se muestra una estructura reproducida. La ranura introducida en el parche presenta efectos significativos sobre el parámetro S_{11} , pero es hasta alcanzar el punto de alimentación de la microcinta que sus efectos se acentúan de manera general sobre todo el ancho de banda de impedancia. De manera complementaria, el suavizado de los bordes, que la inserción de la ranura deja en la parte superior del parche, presenta efectos benéficos reflejados en el parámetro S_{11} en un intervalo amplio, pero que impacta a la localización de las resonancias más acentuadas en el ancho de banda de impedancia. Lo anterior puede deberse a la acotación de las dimensiones del parche

radiador, afectando principalmente a la región de baja frecuencia del ancho de banda, mientras que provoca desplazamiento en la respuesta de la región de alta frecuencia.

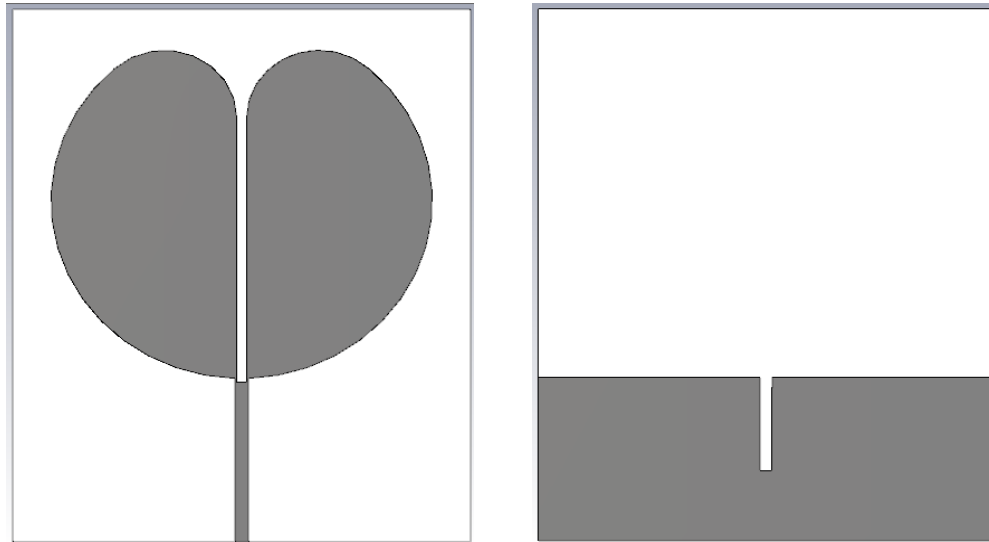


Figura 2-22 Vista frontal y posterior de antena presentada en [83].

En Figura 2-23, se muestra un acercamiento al punto de conexión entre la microcinta y el parche circular, el sustrato es retirado con fines ilustrativos para mejor visualización del plano de tierra. En un párrafo anterior se mencionó la importancia de los modos bajo los cuales una cavidad resonante es analizada, algo que no se aborda en [83] es la justificación de la inserción de la ranura hasta el segmento de microcinta, lo cual, desde el punto de vista de rediseño, tiene implicaciones importantes en la optimización de la antena.

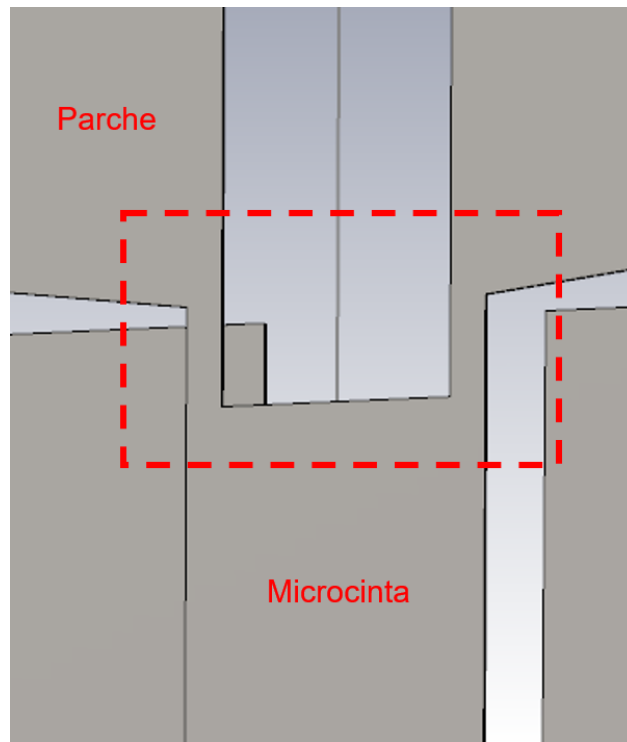


Figura 2-23 Punto de unión entre microcinta y parche circular.

En principio, una frecuencia de resonancia menor implica un aumento en las dimensiones del parche, por lo que la diferencia geométrica entre la microcinta y el parche aumentaría teniendo efectos marcados en el cambio de impedancia para la alimentación de la antena. En [84] se aborda dicha problemática con la propuesta de una antena con ranura en plano de tierra, suavizado de discontinuidades del plano de tierra y transición suave en la conexión de la microcinta con el parche radiador. Entre las observaciones presentadas en dicho estudio, existen coincidencias en tanto a las estrategias para optimización del ancho de banda de impedancia.

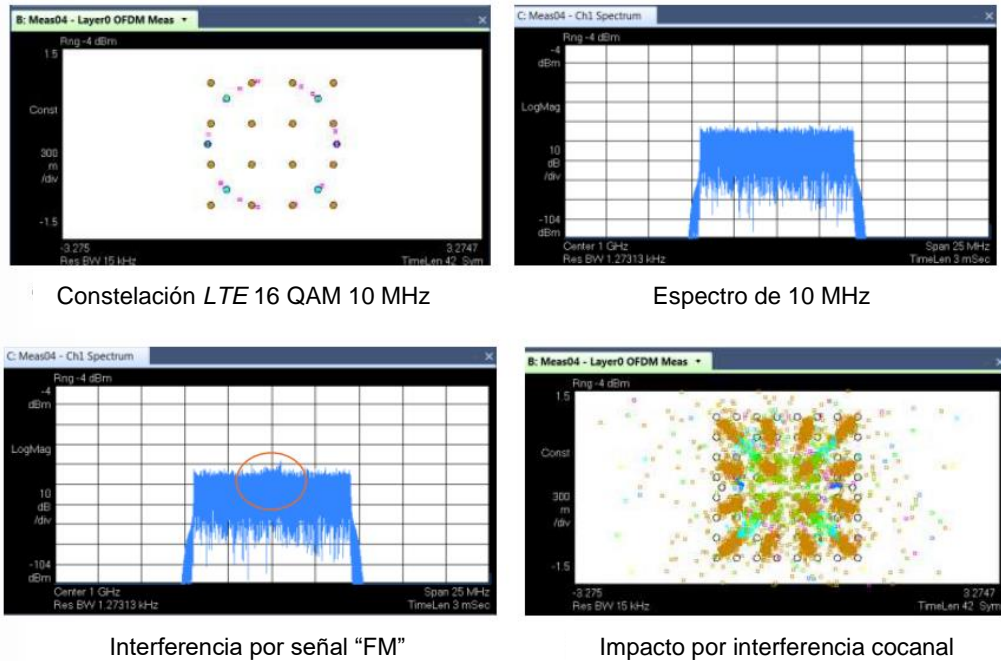
2.6 Interferencias

Por interferencia se considera la degradación de la recepción de una señal deseada causada por una perturbación de radiofrecuencia[87]. Se le denomina oscilación interferente a toda aquella oscilación que afecta el funcionamiento de un radiorreceptor y que no forma parte de la portadora útil. Estas perturbaciones se pueden clasificar en dos grandes grupos: externas e internas. A su vez las perturbaciones externas se pueden clasificar en naturales y artificiales.

Las oscilaciones interferentes naturales son generadas por procesos radioeléctricos en la atmosfera de la tierra, en el sol y en otros cuerpos celestes. En sistemas de radiocomunicación las fuentes más importantes de este tipo de perturbaciones son la troposfera y el sol[50].

Las oscilaciones interferentes artificiales son producidas por una gran multitud de equipos y sistemas industriales, son resultado de emisiones de portadoras y componentes parásitas de los sistemas de radiocomunicación. En sentido amplio, todo dispositivo, equipo o sistema que emplea energía eléctrica para su funcionamiento es una fuente potencial de oscilaciones interferentes[50], entre las cuales se pueden identificar fuentes intencionales, no intencionales e incidentales.

Para ejemplificar los efectos de una oscilación interferente, en la Figura 2-24 se muestra la degradación que sufre una señal LTE con modulación 16-QAM y un *BW* de 10 MHz ante una señal de servicio de radio difusión en la banda de los 700 MHz por interferencia cocanal.



Constelación LTE 16 QAM 10 MHz

Espectro de 10 MHz

Interferencia por señal "FM"

Impacto por interferencia cocanal

Figura 2-24 Interferencia cocanal en señal LTE por señal de radiodifusión[88].

La manifestación de estas oscilaciones en el ambiente radioeléctrico se puede clasificar dentro de alguno de los cuatro modelos siguientes: oscilación interferente de banda angosta, pulsantes, cuasi pulsantes y aleatoria.

2.6.1 Oscilaciones interferentes de banda angosta

Generalmente, el ancho del espectro de este tipo de oscilaciones interferentes es comparable o más angosto que el ancho de banda de la portadora de interés. Mayormente, este tipo de interferencia corresponde a transmisores de otros sistemas de comunicación[50], siendo importante considerar que los transmisores pueden emitir un conjunto de oscilaciones parásitas que no forman parte de la portadora útil transmitida. Otras fuentes importantes de oscilaciones interferentes de este tipo se atribuyen a otros radiorreceptores, ya que éstos pueden emitir a través de la antena receptora una o varias oscilaciones que son generadas en el proceso de mezclado y debido a la baja unilateralidad de los *LNA*.

Las oscilaciones interferentes de banda angosta se pueden clasificar en:

Cocanal. Corresponde a oscilaciones que caen dentro del ancho de banda del filtro más angosto de *IF*.

Canal adyacente. Son oscilaciones que caen dentro del ancho de banda del filtro de *RF*, pero fuera del ancho de banda del filtro más angosto de *IF*.

Fuera de banda. Se trata de las oscilaciones que caen fuera del ancho de banda del filtro de *RF*.

Como se mencionó, este tipo de oscilaciones interferentes comúnmente se adjudican a otros sistemas de radiocomunicación, de tal forma que sus características estadísticas son similares a las características de una portadora útil, además de verse sujeto a las condiciones de propagación[50][89].

2.6.2 Oscilaciones interferentes pulsantes

Este tipo de oscilaciones interferentes tienen un comportamiento descrito como una secuencia aperiódica de pulsos aislados, una característica particular es su densidad espectral. El intervalo entre pulsos es tal que los procesos transitorios que se generan en el receptor debido a pulsos aislados no se traslapan, tratándose de pulsos con una duración de entre 10^{-5} a 10^{-8} segundos[50][90]. Por otro lado, cuando los procesos transitorios en el receptor debido a los pulsos individuales se traslapan parcialmente, el carácter de la oscilación interferente se denomina cuasi pulsante.

Las fuentes principales de estas oscilaciones interferentes son de carácter industrial y provenientes de procesos atmosféricos. Para frecuencias superiores a los 20 MHz las oscilaciones interferentes atmosféricas tienen un carácter cercano al aleatorio[50].

Por proceso transitorios se entiende que el canal de *RF* cuenta con un tiempo de respuesta ante las oscilaciones que le son aplicadas. Frecuentemente las oscilaciones interferentes pulsantes son modeladas como una función exponencial, con parámetro α que describe la rapidez de decaimiento de los pulsos:

$$x_{OI} = V_{OI}e^{-\alpha t} \quad (2-12)$$

La densidad espectral de potencia de una función exponencial resulta en una función continua. A medida que la duración del pulso se reduce, su densidad espectral se distribuye de manera más regular, provocando que ante la operación de un radioreceptor el espectro de la oscilación interferente se pueda considerar constante y uniforme.

2.6.3 Oscilaciones interferentes de tipo aleatorio

Por oscilación interferente aleatoria generalmente se entiende como un proceso aleatorio continuo en el tiempo con distribución normal de los valores instantáneos y con valor medio igual a cero. Este tipo de oscilaciones siempre está presente en los radiorreceptores en forma de ruido térmico, ruido proveniente de la operación de elementos activos, entre otros.

La incidencia de un conjunto de oscilaciones interferentes sin importar su tipo u origen, de manera frecuente presentan un carácter aleatorio (teniendo en cuenta el teorema de límite central). Es decir que las oscilaciones interferentes de tipo aleatorio tienen un espectro uniforme en un intervalo amplio de frecuencia, denominado como ruido blanco. No obstante, la gran mayoría de los circuitos empleados en radiorreceptores operan en banda angosta y la forma de este ancho de banda está determinado por las características en frecuencia del segmento de *RF*. Esto es, si consideramos un comportamiento lineal por parte del segmento de *RF* al cual le aplicamos el principio de superposición tal que se pueda conocer la salida (S_o) generada por la oscilación interferente, se requiere que cada componente espectral en la entrada S_i sea multiplicada por el cuadrado del coeficiente de amplificación para cada frecuencia correspondiente ($K(f)$), tal que la densidad espectral a la salida del canal lineal es:

$$S_o = S_i K^2(f) \quad (2-13)$$

La dependencia frecuencial provoca que la densidad espectral de una oscilación interferente de tipo aleatoria determine la característica amplitud-frecuencia del canal lineal[50].

2.6.4 Técnicas de desensibilización de LTE

Las secciones anteriores permiten clasificar de manera general al conjunto de oscilaciones con las que un sistema de radiocomunicación habría de interactuar al momento de utilizar el medio de transmisión. Para los sistemas de comunicación móvil las oscilaciones interferentes reflejan un ambiente aún más crítico en tanto al empleo de anchos de banda más extensos, y la variabilidad del canal visto por este. Desde el punto de vista de la operación de *LTE*, la bibliografía presenta una clasificación de emisiones cuyo comportamiento interfiere de manera más puntual el desempeño del enlace de bajada[91]. Como termino corriente se entiende por “jammer” a un dispositivo construido, adaptado o con el propósito de prevenir el buen funcionamiento de un radiorreceptor. “Jamming” es el termino inglés empleado para definir la acción de desensibilización de un dispositivo así. A continuación, se menciona brevemente el comportamiento que caracteriza a estas emisiones, adicionalmente sus representaciones gráficas aparecen posteriormente en la Figura 2-25.

“Jamming” parcial de banda

Corresponde a una técnica donde una determinada porción del ancho de banda del sistema objetivo es cubierta mediante la transmisión de AWGN. Cuando la potencia de la señal interferente es constante, la efectividad desensibilizante depende

directamente de la fracción del ancho de banda “sombreado” y del ancho de banda de la señal objetivo ([92], [93]).

“Jamming” tono simple

Se trata de la transmisión de una señal de banda angosta que transmite AWGN en alta potencia y que es dirigido a una determinada banda de interés. En el caso de los enlaces de bajada de LTE, subportadoras individuales puede ser cubiertas por medio de este tipo de señales. Este tipo de jamming puede considerarse como un caso especial de jamming parcial de banda[93]. En este caso es necesario conocer la frecuencia de portadora del sistema objetivo.

“Jamming” multitono

Se trata de otro caso especial de jamming parcial de banda. A diferencia de tono simple, en este caso una variedad de señales (AWGN) de igual potencia son transmitidas con el fin de afectar una variedad de subportadoras en las bandas de LTE. Un esquema de interferencia con este tipo de señales es altamente efectivo cuando se cuenta con un segmento transmisor limitado en potencia[94]. Esto significa que, si existe un límite estricto de potencia, el incremento del número de tonos transmitidos decrementa la potencia asociada a cada tono transmitido individualmente.

“Jamming” asíncrono fuera de tono

Existen dos tipos de este tipo de jamming. El primer tipo es llamado “single off-tone” y el segundo “multiple off-tone”. La operación de estos consiste en la transmisión asíncrona de tonos que no son perfectamente periódicos o que cuentan con un offset en sus muestras en frecuencia[92]. Como resultado, la energía se disemina desde la

frecuencia central hacia las frecuencias adyacentes creando interferencia intercanal para las señales recibidas por OFDM. Además, los lóbulos adyacentes de la señal (Sinc) no están alineados con las subportadoras ortogonales de OFDM debido al offset en frecuencia. Una característica interesante de este tipo de jamming es que no se requiere información de la señal objetivo.

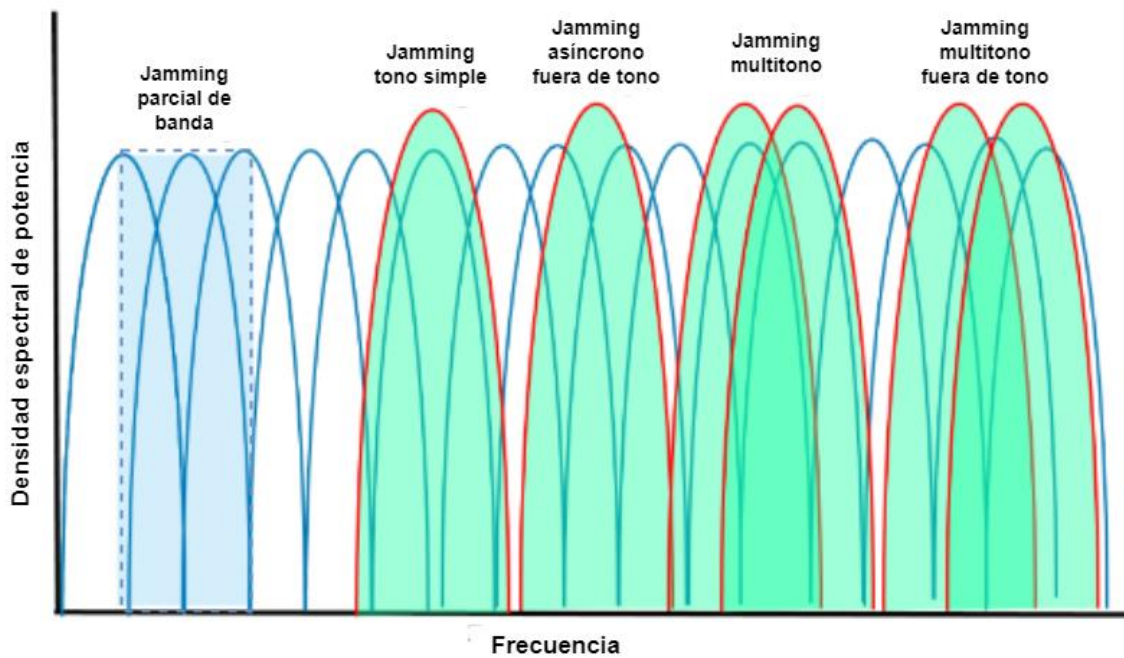


Figura 2-25 Señales desensibilizantes para el enlace de bajada de LTE[91]

A continuación, se mencionan otros dos mecanismos de desensibilización que podrían verse en sentido amplio como estrategias generales de “jamming”, la primera de ellas pretende interferir el ancho de banda ocupado, mientras que la otra requiere de elementos de análisis de la red de comunicación en particular.

Barrera de “Jamming”

Corresponde a una técnica básica de desensibilización de receptores, es efectiva cuando no se cuenta con información de la red de comunicación (distribución de canales, esquema de saltos, distribución de portadoras, etc.)[93]. El espectro de la señal objetivo es interferido mediante la transmisión de ruido limitado en banda. La principal implicación de esto es disminuir la SNR alrededor de todo el ancho de banda del receptor objetivo. Esta técnica es una de las menos eficientes pues requiere de una gran cantidad de potencia, pero se toma como base de comparación en la evaluación de eficiencia con otros tipos de jamming y su correspondiente efectividad.

“Jamming” de tono piloto y anulación de tono piloto

El jamming de tono piloto requiere sincronía entre la señal jammer y la señal objetivo. Esto se logra mediante observación de la comunicación entre todas las partes involucradas en la red. Consiste en la conformación de un vector de señal jammer donde su efecto no perturba a las subportadoras que no son piloto, mientras que el vector es una señal independiente e igualmente distribuida (AWGN)[95] ante la presencia de las señales piloto. Si esta secuencia es transmitida de forma coherente para todos los pilotos de forma simultánea, entonces el ruido no es promediado como combinación lineal. En el caso de la anulación del tono piloto, es nuevamente necesario conocer el canal. El efecto de esta técnica de jamming se refleja como la transmisión de una señal que es corregida por el canal de comunicación, con fase desplazada π radianes con respecto al tono piloto original, causando que el tono piloto original se cancele provocando degradación en el desempeño de la red.

2.7 Coexistencia

Como ya se ha estudiado, el *NR* de la *5G* requiere coexistir con los servicios de *LTE* en una primera etapa de implementación, particularmente mediante el uso de canales adyacentes y en las mismas bandas de frecuencia de los sistemas *LTE*. Para esto, en el Release 15 se señala como medida el uso de ancho de banda particionado (*BWP*), lo cual permite que tanto las señales de *LTE* y el *NR* compartan una misma portadora[6][4], esto implica desafíos importantes en el solapamiento de señales estrechamente espaciadas. Como estrategia adicional a esto, en [6] se habla del uso de bandas de guarda, bajo el manejo de interferencias y con el uso de filtraje avanzado. Esto considera pruebas de coexistencia e interferencia bajo diferentes esquemas de asignación de recursos en tiempo y frecuencia. En tanto a la coexistencia en el uso de espectro sin licencia, se habrán de plantear protocolos de negociación en tanto al uso de frecuencias ocupadas por otras tecnologías inalámbricas, lo cual es de interés en el Release 16[6], cuyo planteamiento es para la implementación de *5G* fuera del núcleo de *LTE*. Las emisiones dentro de banda y fuera de banda requieren ser consideradas por la operación del *NR* a razón de minimizar las interferencias cocanal y de canal adyacente. Estas emisiones (harmónicas, productos de intermodulación y efectos de ensanchamiento de espectro) se tratarán como métrica, tal que el *NR* pueda determinar el nivel de coexistencia[6].

Con respecto al empleo de una amplia variedad de bandas, en [96] se presenta un estudio sobre la capacidad de información transmitida en el intervalo de frecuencias desde los 700 MHz hasta los 2 GHz. En dicho trabajo se concluye que la capacidad de información transmitida se ve afectada predominantemente por la cantidad de

usuarios operando al mismo tiempo en la parte baja del intervalo de frecuencia mencionado, es decir que las condiciones de coexistencia entre usuarios son de mayor interés.

2.7.1 LTE

Conocer la manera en que los recursos espectrales son gestionados por *LTE* es el punto de partida para la implementación de las estrategias de operación del *NR*. *LTE* desde sus inicios también planteaba un escenario desafiante en cuestión de coexistencia con otros sistemas de comunicación inalámbrica[91]: televisión digital terrestre (*DVB-T*), control de tráfico aéreo, vigilancia de tráfico aéreo, entre otros sistemas radioelectrónicos (radares en banda S). Conocer las vulnerabilidades de esta tecnología da perspectiva acerca de lo que puede ocurrir en la implementación de la siguiente generación de comunicaciones móviles.

Nos centraremos particularmente en las características de las señales del enlace de bajada y las características asociadas a la transferencia de información en cuestión de uso de recursos.

LTE utiliza dos esquemas de acceso al medio como interfaz aérea:

- Para el enlace de bajada acceso múltiple por división ortogonal de frecuencia (*OFDMA*).
- Para el enlace de subida acceso múltiple por división de frecuencia de una sola portadora (*SC-FDMA*).

En tanto a la operación de transmisión de información se lleva a cabo en dos modos: duplexaje por división de frecuencia (*FDD*) que requiere dos porciones de espectro

uno para el enlace de subida y el otro para el de bajada; y duplexaje por división de tiempo (*TDD*) que permite operar haciendo uso de un solo canal por enlace, mediante alternancia del uso del enlace (subida y bajada) en el tiempo. Cada banda de *LTE* soporta un subconjunto de *BW*: 1.4, 3.5, 10 y 20 MHz [91].

OFDMA es el esquema de acceso al medio utilizado por *LTE* tanto en *FDD*, como en *TDD* para el enlace de bajada. *OFDMA* permite rápida asignación de recurso de radio y multiplexaje ortogonal en el dominio de la frecuencia[97]. Los sistemas de multiplexaje por división de frecuencia ortogonal (*OFDM*), emplean la porción de espectro asignado y lo dividen en múltiples portadoras, denominadas subportadoras, con un espacio entre ellas de 15 kHz. Un bloque de recursos es la denominación que recibe un conjunto de 12 de estas subportadoras [91]. Cada subportadora es modulada de forma independiente con una trama de información, tal que la información es mapeada tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. Se cuenta con dos tipos de tramas, una definida para *FDD* y otra para *TDD*. En nuestro caso es de interés trabajar con la estructura de trama de *FDD*. La estructura de trama de tipo 1 para *FDD*, divide el tiempo de uso del bloque de recursos de 10 ms, en 20 ranuras iguales de 0.5 ms. Una subtrama consiste en dos de estas ranuras consecutivas, es decir que el bloque de recurso contiene 10 subtramas[91]. Para definir de manera completa lo referente al bloque de recurso, las ranuras pueden contener entre 6 y 7 símbolos, esto respecto al tipo de prefijo cíclico utilizado. En la *Figura 2-26* se muestra de manera gráfica lo referente al uso de recursos mencionado.

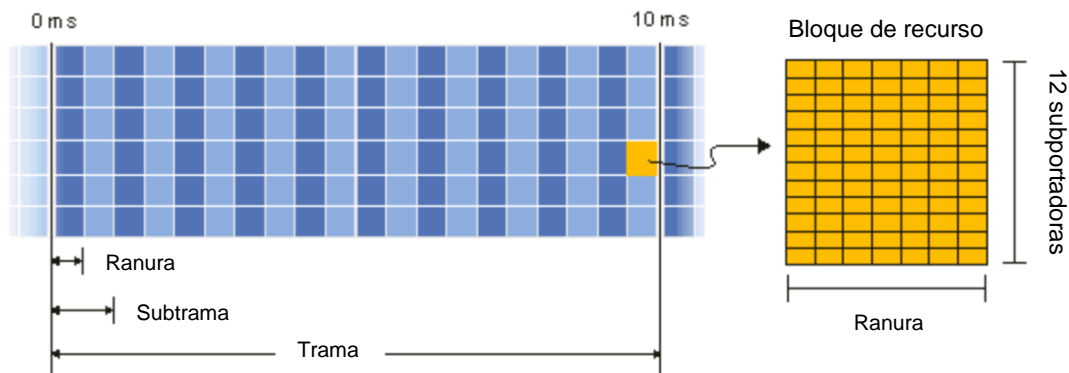


Figura 2-26 Organización de recursos en LTE[98].

Con base en la definición de los bloques de recurso, es posible tener una idea acerca de la proporción que existe entre los diferentes *BW* posibles, en la *Tabla 2-3* se muestra la relación del número de bloques de recurso posibles por ancho de banda, porción de banda de guarda y número de subportadoras.

Tabla 2-3 Relación entre diferentes esquemas de ancho de banda y bloques de recurso en LTE[99]

Ancho de banda (MHz)	Bloques de recurso	Subportadoras	Ancho de banda ocupado (MHz)	Banda de guarda (kHz)
1.4	6	72	1.08	160
3	15	180	2.7	150
5	25	300	4.5	250
10	50	600	9	500
15	75	900	13.5	750
20	100	1200	18	1000

La propiedad de ortogonalidad ya implica ventajas en cuestión de mitigación de interferencia cocanal en casos de reutilización de frecuencia a nivel red. Entre subportadoras el solapamiento no es tampoco un problema, mucho menos a nivel Inter símbolo. Como pudimos ver en la *Figura 2-24*, los problemas de interferencia son significativos ante otros sistemas radioelectrónicos, donde éstos pueden ser vistos como oscilaciones interferentes o incluso con fines de desensibilización intencional.

2.7.2 Sistemas de radar en Banda S y televisión digital

Radares de tráfico aéreo comercial (*ATC*), vigilancia militar de tráfico aéreo (*ATS*) y meteorológicos operan en la banda S, la cual es definida por la *IEEE* como todas las frecuencias entre 2 y 4 GHz. Además de radares de propósito aeronáutico y meteorológicos, una variedad de diferentes radares marítimos también toma lugar en esta misma banda. Las características de propagación y el empleo de antenas eficientes es lo que hace tan popular a esta banda de frecuencia. Al momento de la puesta en marcha del Release 8 07/2013 que definía la introducción del estándar *LTE*, se especificaron un total de 41 bandas de frecuencia cercanas a estos sistemas de radares, demandando así pruebas de coexistencia para la adecuada operación de ambos sistemas.

Como es sabido para los sistemas de comunicaciones móviles, la interferencia de estaciones base puede ocurrir en presencia de otra estación base operando en la misma región. Como se menciona en [100], las perturbaciones que ocurren en la red de *LTE* debido a la banda S, se manifiestan como degradación de la capacidad de transferencia de información a media que incrementa la tasa de error de bloques

(*BLER*). Por otro lado, los sistemas de radar no están definidos por especificaciones globales, tal que se emplean diferentes tipos de señales, frecuencias y anchos de banda dependiendo de su objetivo. Desde el punto de vista de radares, el ancho de banda es el parámetro principal que define el rango de resolución[100], por lo que es posible encontrarse con emisiones desde una portadora simple hasta emisiones de varios GHz. Mientras tanto, la operación de sistemas de radiocomunicación cercanos a estos equipos radioelectrónicos provoca desensibilización de la función del sensor del radar, tal que éste presenta un aumento en el piso de ruido.

Por otro lado, en el caso de la coexistencia con los sistemas de televisión digital, todo depende de la severidad de la interferencia, pues mientras que para los receptores de *DVB-T* habría de causar degradación de la calidad en la recepción, para los receptores de comunicaciones móviles se tiene la pérdida de la capacidad de transferencia de información o la pérdida de la señal deseada. Los factores importantes[101] son entonces el offset en frecuencia entre la señal interferente y la señal deseada, además del nivel de potencia de la señal no deseada. Como puede verse en Figura 2-27, la interferencia que puede tomar lugar puede ser cocanal, adicionalmente pueden darse escenarios que no necesariamente describan situación de coexistencia cocanal, debido a circunstancias de la infraestructura de la red de estaciones y emisoras.

Rango de frecuencia						
Tecnología	Rango de frecuencia				Región	
	174 MHz - 230 MHz VHF	470 MHz - 862 MHz UHF	1452 MHz - 1492 MHz Banda L	Banda S		
Móvil	DVB-H, DVB-SH	X	X		2170 MHz - 2220 MHz	Europa
	ISDB-T1 Seg	X	X			Japón America del sur
	MediaFLO™		X			EUA
	T-DMB		X	X		Corea
	ATSC-M/H		X			EUA
	CMMB	X	X		2635 MHz - 2660 MHz	China
Terrestre	ATSC		X			EUA, Corea
	DVB-T/T2	X	X			Europa
	DTMB	X	X			China
	ISDB-T		X			Japón America del Sur
Cableado	DVB-C/C2	X	X			Europa
	J.83/B	X	X			EUA
	ISDB-C	X	X			Japón

Figura 2-27 Resumen de estándar para televisión digital[101]

CAPÍTULO 3 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN

3.1 Descripción del proyecto

Una estación de monitoreo se constituye por un subsistema de antenas, un subsistema de distribución de la señal de *RF* y un conjunto de receptores; las señales se aplican a un conjunto de receptores multicanal desde donde un subsistema de procesamiento almacena la información de las emisiones representadas en el dominio de la frecuencia. Como sustituto del subsistema de antenas en este trabajo se contará con una antena de banda ultra ancha de tipo pasiva y bajo factor de forma; se prescinde del subsistema de distribución de la señal de *RF* debido al empleo de un solo receptor haciendo uso de una plataforma *SDR*. Con respecto al procesamiento, se abordan características relacionadas con captura de muestras, barrido en frecuencia, manifestaciones del análisis en el dominio de la frecuencia, definición en frecuencia, filtrado digital y el procesamiento necesario para identificación de características externas de señal: tiempo de duración, frecuencia central y ancho de banda.

3.2 Diseño de antena pasiva banda ultra ancha

Con base en [83], a continuación se presenta el proceso de diseño de la antena propuesta para este trabajo de tesis, la cual tiene como objetivo inicial operar en un intervalo de frecuencia comprendido desde los 600 MHz hasta los 6 GHz. Como objetivo secundario se presta particular atención en las siguientes bandas:

- 617 - 960 MHz.
- 1525 - 2690 MHz.
- 3410 - 3590 MHz.
- 5150 - 5925 MHz.

El diseño y simulación del modelo fue realizado en el software CST STUDIO SUITE 2015, considerando inicialmente el uso de sustrato sin pérdidas y material conductor sin pérdidas. En tanto a las opciones de simulación, éstas permanecieron sin modificación inicialmente con el fin de reducir el tiempo de procesamiento en la obtención de resultados preliminares y debido a la sencillez del modelo del parche.

El criterio de optimización para este tipo de antena, como se menciona en, es con base al parámetro S11 cuyo valor por debajo de los -10 dB ([83], [84] y [82]), a fin de minimizar las pérdidas por reflexión que habrían de tener lugar en diferentes puntos del ancho de banda.

El diseño y simulación de la antena se hace con base en sustrato RF35A del fabricante Taconic el cual tiene las siguientes características eléctricas:

- $\epsilon_r = 3.5$
- Espesor del dieléctrico (h) = 1.524 mm

- Espesor del conductor (esp_cond) = 0.035 mm

Preliminarmente, algunos aspectos de la geometría presentada por [83] se adoptaron para este caso, los cuales están relacionados con la microcinta, el plano de tierra y las dimensiones del sustrato:

- Largo de microcinta y alto de plano de tierra (L_m) = 45 mm.
- Ancho de microcinta (W_m) = 3.4 mm.
- Alto del sustrato (L_s) = 150 mm.
- Ancho del sustrato (W_s) = 155 mm.

Para el diseño y estimación de la impedancia de la microcinta fue empleada la “macro” de cálculo de impedancia de microcinta de CST.

Para el cálculo del radio correspondiente al parche circular se utilizó la ecuación de diseño presentada a continuación[82]:

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$R = \frac{F}{\sqrt{1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726 \right]}} \quad (3-1)$$

Donde:

- f es la frecuencia inferior del ancho de banda de impedancia en Hz.
- h es el espesor del dieléctrico en cm.
- ϵ_r es la permitividad del dieléctrico.

Con el valor de 600 MHz y las características del material RF35A, de la ecuación (3-1) se obtuvo un radio de ~78 mm.

3.2.1 Modelado y simulación de antena de parche circular con modificaciones

Con las dimensiones previamente calculadas se realizó la simulación en CST para analizar el parámetro S11 en las bandas sugeridas, este parámetro se presenta en la Figura 3-1. La frecuencia de corte inferior propuesta se localiza a -13.404 dB, valor por encima de la condición de diseño. En tanto al intervalo superior, el valor de 6 GHz se encuentra cercano a los -14.5 dB. Especial atención se toma alrededor de 1.5 GHz, donde el parámetro S11 se aproxima bastante a la línea de los -10 dB.

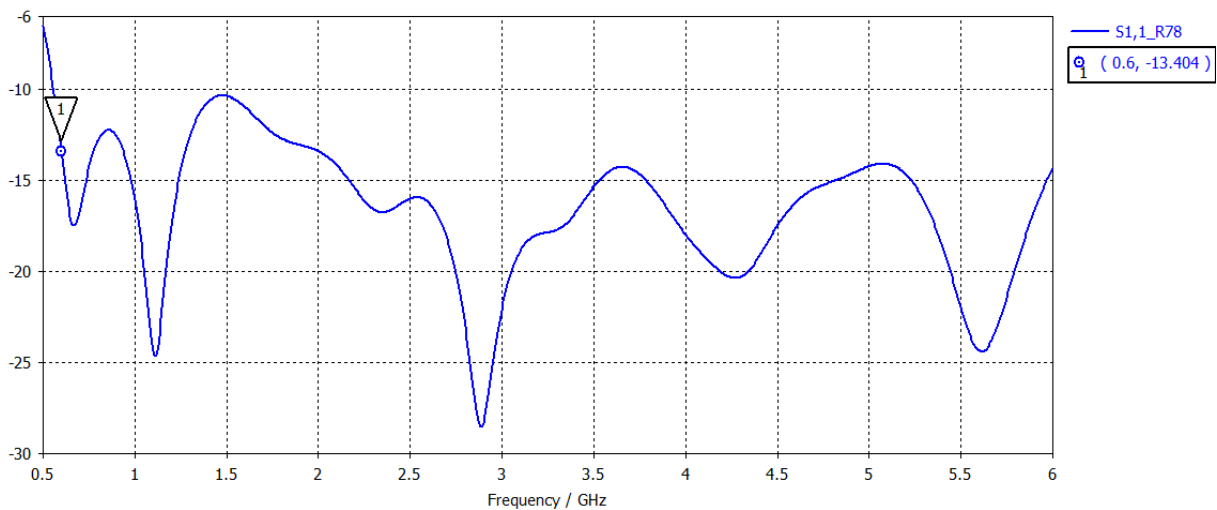


Figura 3-1 Simulación antena de parche circular, radio de 78 mm.

Debido a que las frecuencias de corte superior e inferior contaron con valores por debajo de los -10 dB, se procedió a realizar dos simulaciones adicionales reduciendo

el radio del parche circular en 4 mm (radios de 74 mm y 70 mm, respectivamente), los resultados se muestran en la Figura 3-2.

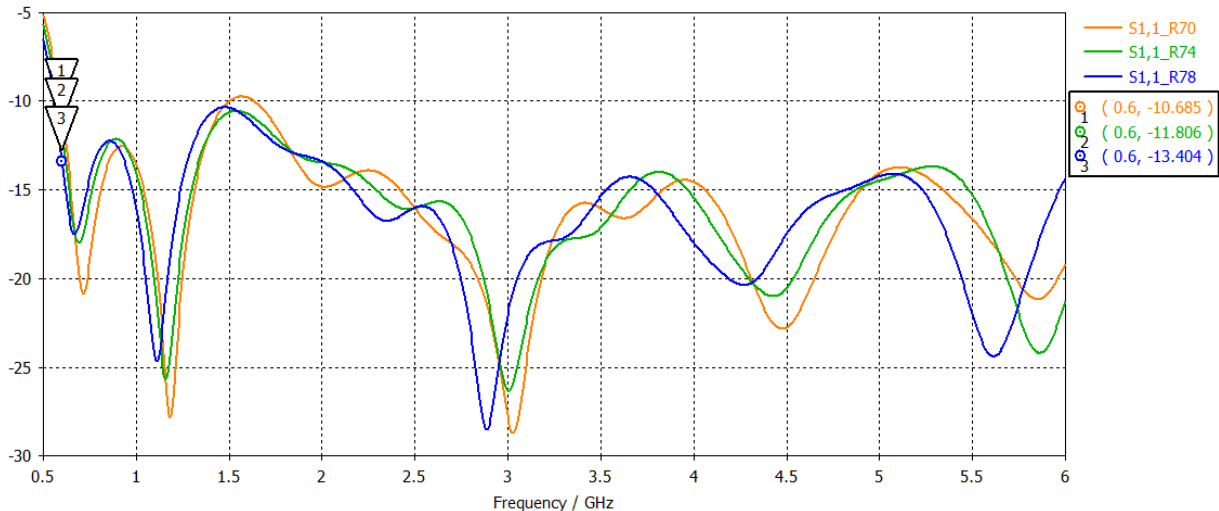


Figura 3-2 Resultados de simulación sobre el tamaño del parche: simulación con radio a 78mm (color azul), radio a 74mm (color verde) y radio a 70 mm (color amarillo).

Teniendo en cuenta la estrecha relación entre la magnitud del radio del parche circular y la frecuencia de corte inferior, se observa que, para un radio de 70 mm la frecuencia de corte inferior (600 MHz) se encuentra a -10.685 dB, mientras que para un radio de 74 mm en dicha frecuencia se cuenta con un valor de su parámetro S11 a -11.806 dB. La región alrededor de 1.5 GHz requiere especial atención pues cualquier modificación que impacte las características del ancho de banda, tiene la potencialidad de llevar a esta región a encontrarse por debajo de nuestra condición de diseño; para un parche de radio igual a 70 mm el parámetro S11 en el intervalo de 1.5 GHz a 1.6 GHz se encuentra por sobre -10 dB. Mientras que, para un parche con radio de 74 mm, la frecuencia de corte inferior se mantiene por encima de la condición de diseño, al mismo

tiempo que se beneficia la región entre 1.5 GHz y 1.6 GHz en 1.5 dB. En la Figura 3-3 se muestra el parche preliminar con sus correspondientes dimensiones de sustrato y plano de tierra. sobre un sustrato tiene un excedente de 50 mm en lo alto del sustrato.

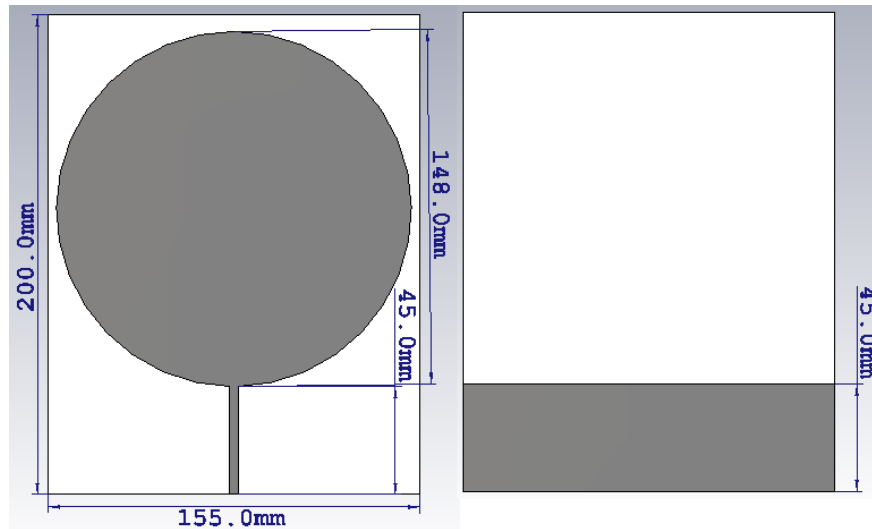


Figura 3-3 Antena de parche circular.

A partir de esta antena, se procedió a realizar los tres algoritmos de optimización presentados en [83]; comenzando con la inserción de una ranura en el parche radiador (W_{rp} como ancho de ranura y L_{rp} como largo de ranura). La ranura se insertó de tal forma de que pudieran verse reflejados sus efectos sobre el parche en 4 intervalos (de 18 mm), es decir, penetrando una cuarta parte del parche progresivamente hasta un límite de 1 mm entre la unión de la microcinta y el parche. Este proceso permitió concluir que los efectos de la inserción de la ranura son significativos una vez alcanzando el intervalo inferior del parche ($L_{rp} = 147$ mm), o bien, el área que comprende la transición entre microcinta y parche radiador.

Una vez fijo el valor del largo de la ranura, se procedió a incrementar el ancho de ésta (W_{rp}). Debido a que la ranura se encuentra muy cercana a uno de sus extremos, se utiliza nuevamente el barrido paramétrico para visualizar los efectos debido al cambio del ancho de la ranura, dando como resultado un valor de 13 mm para W_{rp} . En la Figura 3-4 se muestra el parche resultante, y en Figura 3-5 la gráfica del parámetro S11 correspondiente.

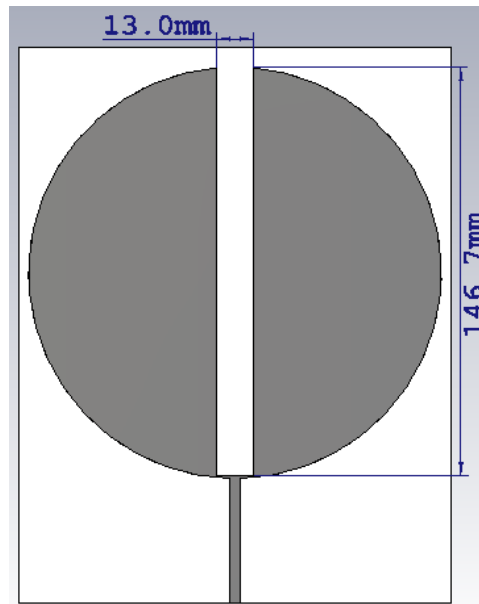


Figura 3-4 Parche ranurado.

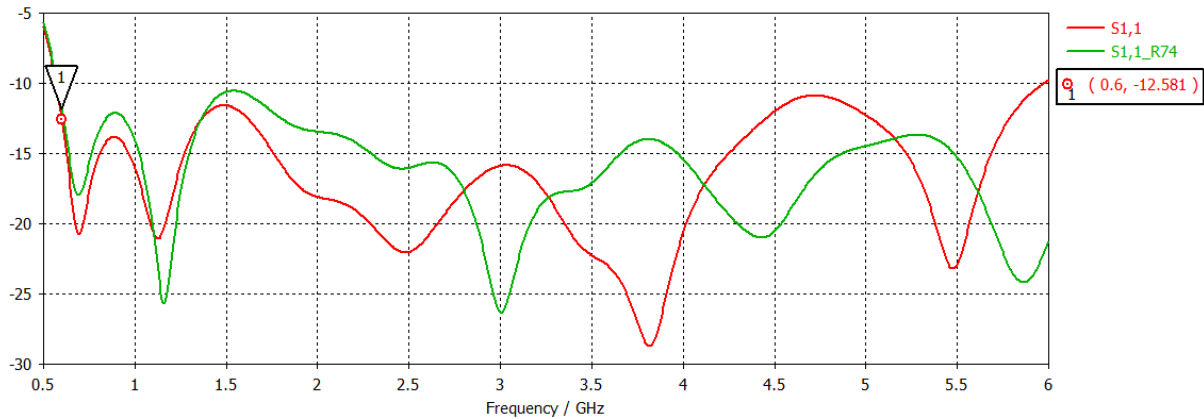


Figura 3-5 Comparación de parámetro S11, resultados de simulación parche circular de radio 78mm (color rojo) y resultados de parche con radio de 74mm y ranurado.

De manera complementaria, se procedió a asegurar que las regiones estrechas resultantes en la parte inferior del parche tuvieran como mínimo 1 mm de separación entre el borde del parche y la arista de la ranura. Para esto, se realizó un chaflán con respecto a las aristas inferiores de la ranura. Su contribución a la respuesta de la simulación es virtualmente nula, se realizó con fines precautorios respecto a la fabricación.

Hasta este punto se concluye que la inserción de una ranura afecta de manera positiva y de forma casi uniforme el ancho de banda de la antena, aunque no disminuye considerablemente el acoplamiento, éste no sobrepasa los -10 dB.

Una vez ranurado el parche, se procedió a suavizar los bordes resultantes en la parte superior del parche, para esto, se seleccionaron individualmente las aristas resultantes en el parche y mediante la herramienta de mezclado de bordes, se insertó un radio en común (R_r) respecto a ambas aristas. Debido a la relación entre ambas aristas, se emplea nuevamente la función de barrido paramétrico. De las observaciones

realizadas sobre el barrido de esta geometría, se puede señalar que sus efectos benefician casi uniformemente el ancho de banda de la antena inicialmente. A medida que este radio incrementa más allá de la primer cuarta parte del parche, comienza a afectar la frecuencia de corte inferior de la antena al mismo tiempo que disminuye súbitamente la reflexión en el intervalo de frecuencias superior cercano a 6 GHz. Como resultado tenemos que el valor del radio (R_r) es de 30 mm, con efectos casi uniformes sobre el ancho de banda de interés conforme a nuestro objetivo secundario. En la Figura 3-6 se muestra el parche resultante de este proceso, y en la Figura 3-7 se muestra la comparativa entre el parámetro S11 del parche solo con ranura y el resultado actual.

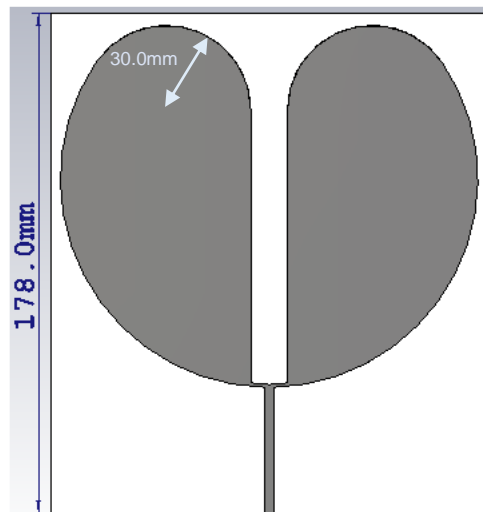


Figura 3-6 Parche resultante del proceso de ranurado y suavizado.

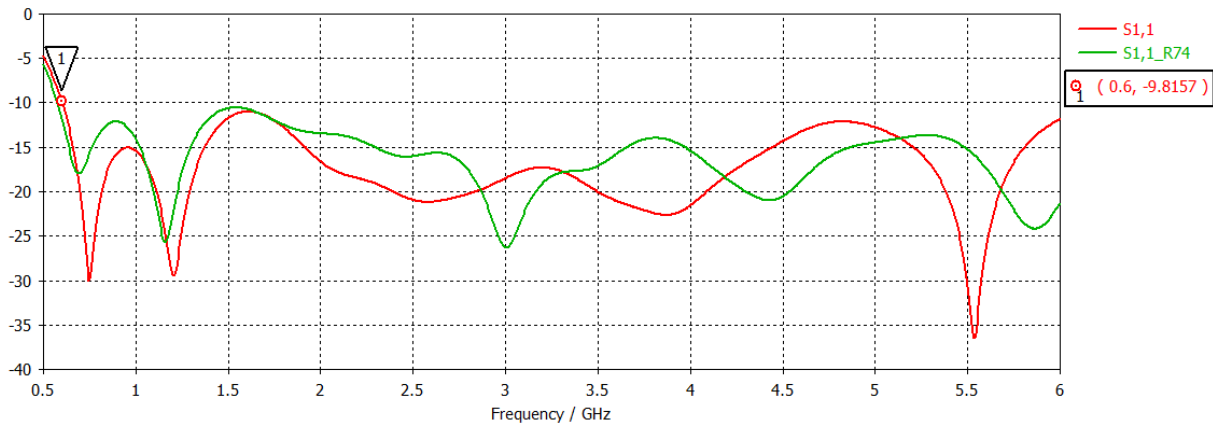


Figura 3-7 Comparativa de parámetro S_{11} , resultados de simulación de parche ranurado (color rojo) y parche ranurado con bordes suavizados (color verde).

De manera adicional, se puede mencionar que, debido a la reducción de dimensiones del parche, es posible reducir las dimensiones del sustrato, señalando que al menos en simulación los efectos de transición entre el sustrato y el medio de propagación no aparentan afectar de manera significativa.

Una vez realizadas las modificaciones sobre el parche, se procede a realizar el biselado del plano de tierra. Al igual que en el caso de la inserción de la ranura en el parche, se procedió con un barrido paramétrico de una ranura con grosor (W_{rg}) igual a 1 mm, y largo (L_{rg}) igual a 1 mm localizada en la parte superior del plano de tierra (a la altura de la conexión entre la microcinta y el parche). La extensión del largo del biselado presenta mejoras en el parámetro S_{11} para bajas frecuencias en el primer tercio de la superficie del plano de tierra, más allá de este punto solo presenta beneficios para frecuencias alrededor de 3 GHz. Las dimensiones del biselado que benefician a bajas frecuencias, en particular la primera banda de interés es $W_{rg} = 2$ mm con $L_{rg} = 10$ mm, Figura 3-8.

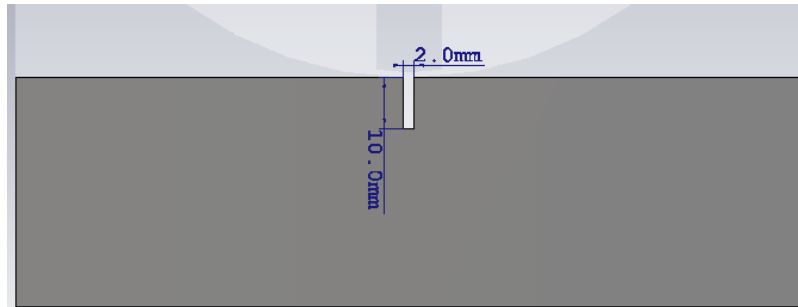


Figura 3-8 Dimensiones de biselado.

Con las dimensiones anteriores se realiza un barrido paramétrico aumentando el tamaño del ancho de la cara superior del biselado (es decir L_{rg}) haciendo un chaflán con respecto a un ángulo (θ) que mantenga el grosor en la cara inferior. Del barrido se concluye que el aumento excesivo de una de las caras cambia la forma hasta el momento del parámetro S11, y es solo hasta $\theta = 2^\circ$ (Figura 3-9) que se presentan cambios benéficos para las bandas de interés, lo cual se puede ver reflejado en la Figura 3-10.

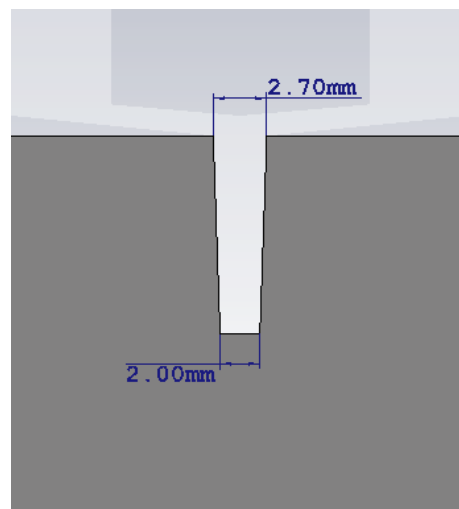


Figura 3-9 Modificación del biselado.

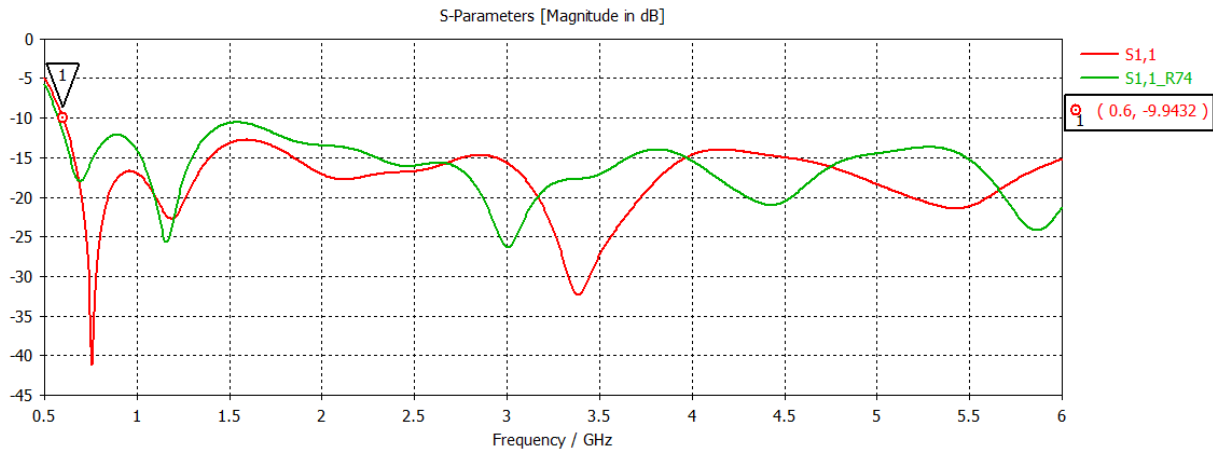


Figura 3-10 Comparación de parámetro S11, resultados de simulación de parche circular radio 74 mm, ranurado y bordes suavizados (color rojo), y resultados de simulación con radio 74mm y modificaciones: parche ranurado, bordes suavizados y plano de tierra ranurado (color rojo).

Para refinamiento de la simulación y considerar elementos que habrían de afectar el desempeño de la antena, se cambió el material del sustrato por su variedad con pérdidas. Tal como se menciona en [83], se agregó el modelo del puerto SMA a 50 Ω para conocer sus efectos sobre el parámetro S11 de la antena. En tanto a las opciones de simulación, se empleó mallado local en la región comprendida por el puerto, la microcinta, la unión entre la microcinta y el parche, y las zonas estrechas de la antena. Para esto, se insertó un bloque de material tipo vacío como se muestra en la Figura 3-11 y en las opciones del bloque, en el apartado de mallado local, se asignó un valor de 0.2 mm en el tamaño de paso de la malla en esa región.

En la Figura 3-12, se muestra la comparativa entre la gráfica del parámetro S11 inicial y la gráfica resultante con las opciones adicionales en la simulación y los cambios anteriormente mencionados. En la parte derecha, se muestra un cuadro que señala

por pares de marcadores las bandas de interés para la aplicación de este trabajo de tesis.

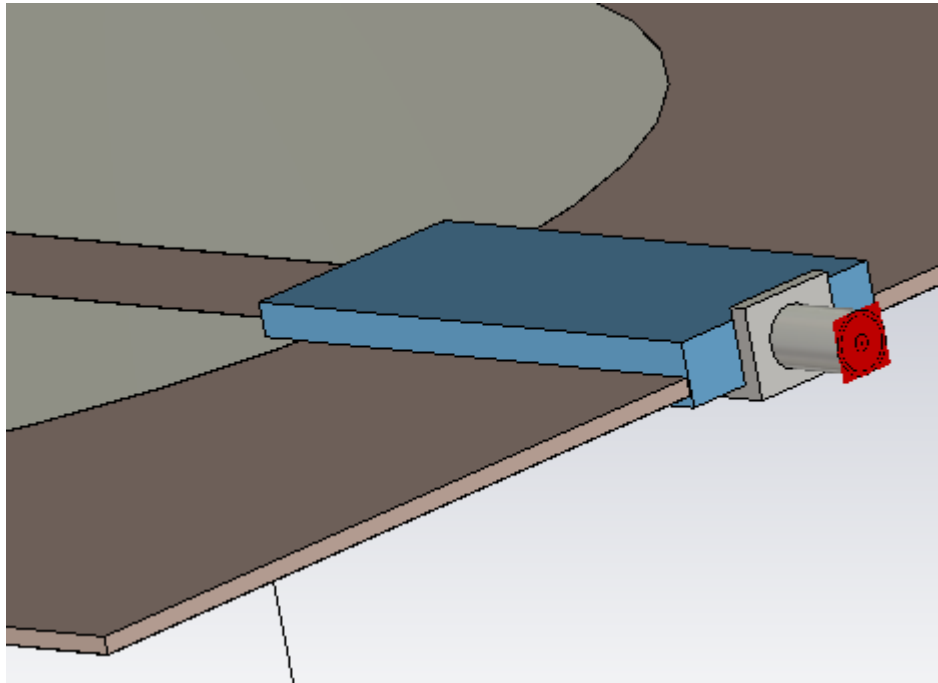


Figura 3-11 Bloque de vacío para mejora del mallado para simulación.

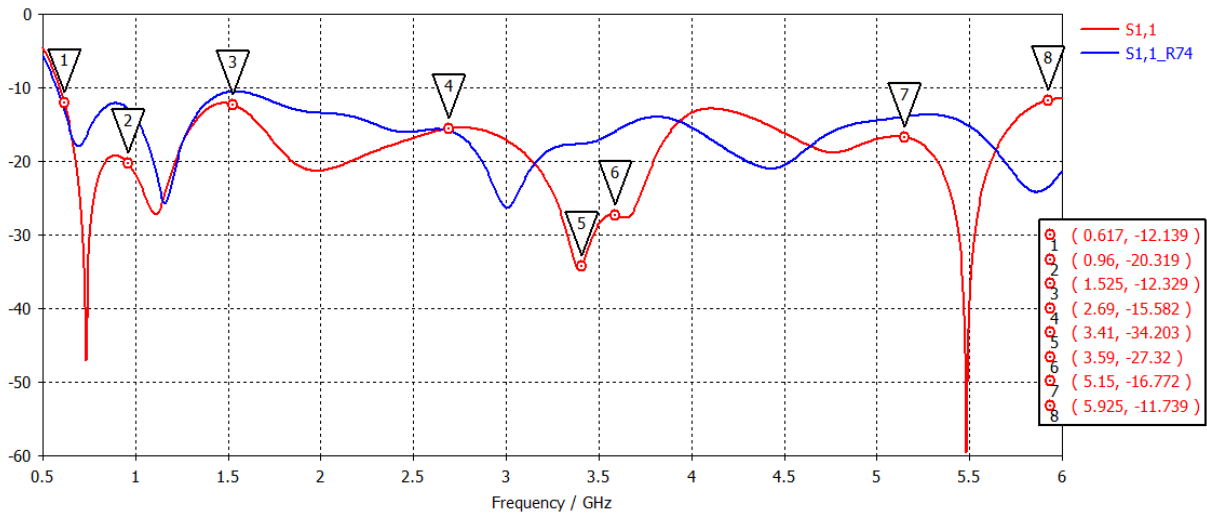


Figura 3-12 Comparación de parámetro S_{11} , simulación de antena de parche circular radio 74mm sin modificaciones (color azul) y simulación de antena con parámetros modificados (color rojo).

Una vez optimizado el diseño de la antena de parche, se procedió a realizar una comprobación adicional por medio del programa HFSS de ANSYS 2020. A fin de no modificar el diseño final obtenido en CST, se importó a HFSS el modelo tridimensional de la antena. Los materiales asignados tanto a plano de tierra como a parche corresponden a cobre, mientras que al sustrato le fue asignado el material Taconic RF-35. La configuración de solución fue realizada para un análisis de banda ancha desde 0.55 GHz hasta 6 GHz, número de iteraciones 20, delta S máximo de 0.02 y residuo relativo de 1×10^{-6} . Adicionalmente se configuró un barrido en frecuencia de tipo discreto de 601 puntos en el intervalo anteriormente descrito. En Figura 3-13 se presenta la comparación entre los valores obtenidos para el parámetro S_{11} entre los dos programas de simulación.

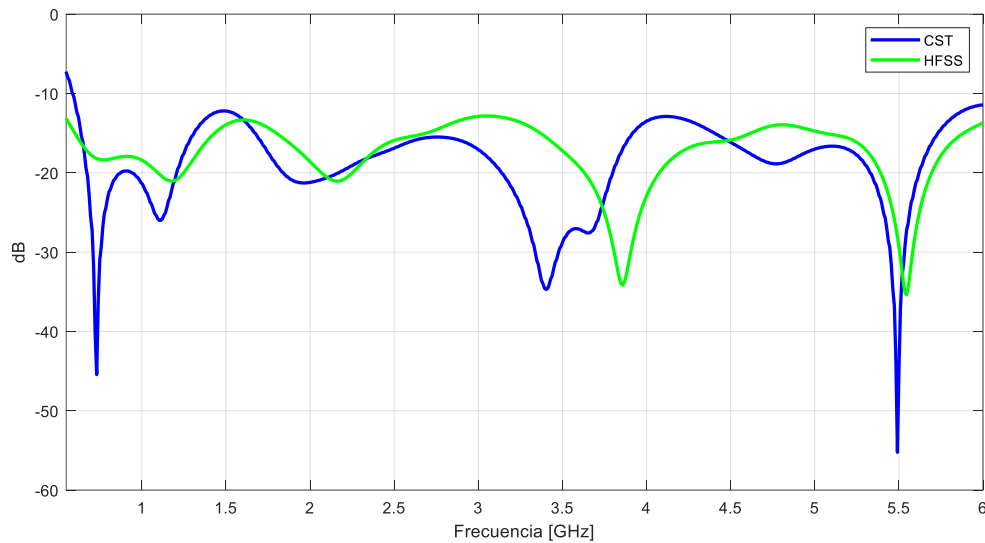


Figura 3-13 Comparación de parámetro S11 de simulación en HFSS (color verde) y CST (color azul).

De la Figura 3-13, podemos señalar discrepancias significativas por debajo de los 4 GHz, teniendo lugar desplazamiento en la forma del ancho de banda de la antena, así como mayores pérdidas por reflexión estimadas por HFSS.

3.2.2 Fabricación

En tanto al proceso de fabricación, fue empleada una máquina de prototipado de PCB de la marca LPKF. Este proceso de fabricación permite asegurar una mayor precisión entre la alineación del plano de tierra y el parche, algo crítico dada la geometría. Una primera versión de fabricación fue en sustrato FR4, con el fin de identificar defectos en proceso de fabricación (Figura 3-14 y Figura 3-15). A razón de comparar los resultados preliminares, las simulaciones en CST y HFSS fueron realizadas considerando dicho

sustrato. En Figura 3-16 se muestra la gráfica comparativa para los parámetros S11, tanto de los programas de simulación como de las mediciones realizadas sobre la antena mediante un VNA. Se puede observar que el comportamiento del parámetro S11 mantiene una forma similar a la descrita por el proceso de rediseño original, mientras que los efectos propios por el cambio de material no provocan una influencia crítica como lo describe la simulación en CST. Entre los resultados de ambas simulaciones se encuentra una coincidencia alrededor de 1 GHz.

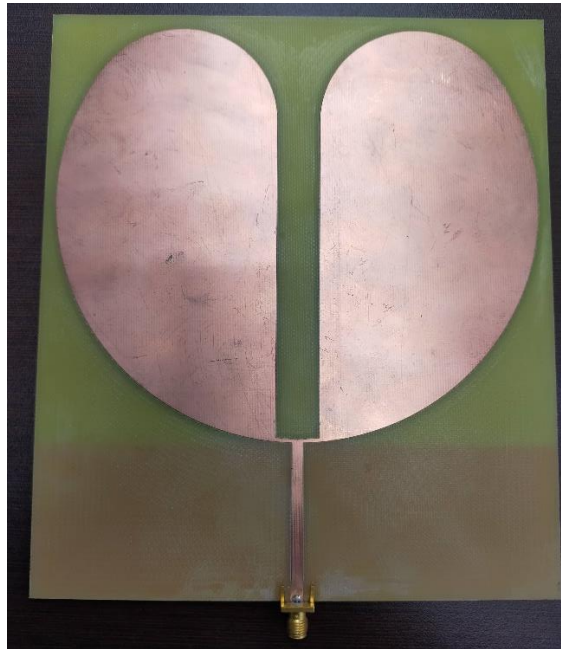


Figura 3-14 Vista frontal, antena fabricada en sustrato FR4.

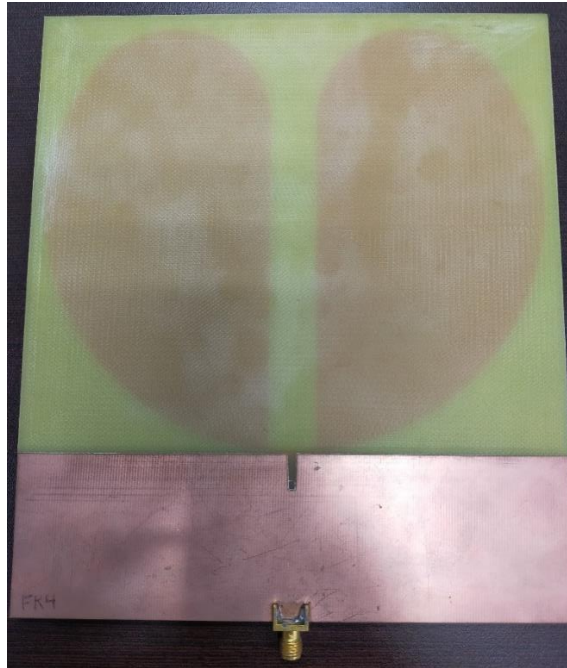


Figura 3-15 Vista trasera antena fabricada en sustrato FR4.

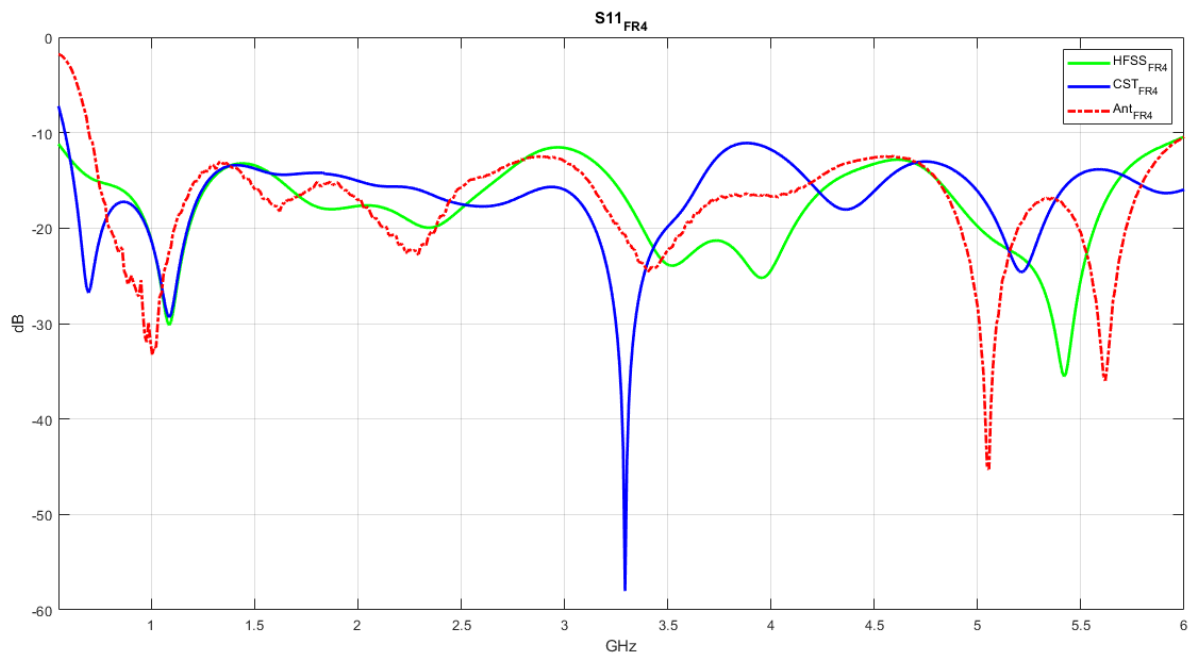


Figura 3-16 Comparación de parámetro S11, resultados de simulación CST y HFSS, contra resultados de medición antena en sustrato FR4.

Debido a la disponibilidad de sustrato, fue posible fabricar dos antenas con el sustrato RF-35A. Por cuestiones de mal funcionamiento del equipo de fabricación, una de estas antenas (versión 1, en lo siguiente señalada como antena V1) sufrió problemas de alineación durante el desbaste provocando una línea dentro de la geometría del parche, en Figura 3-17 y Figura 3-18 se presentan imágenes del resultado de la fabricación. Dadas las características mecánicas del sustrato, fue evidente la irregularidad en el área de desbastado, reflejando regiones donde el desbaste fue mayor. La geometría marcada sobre el sustrato requirió de desbaste manual adicional, a fin de retirar secciones de cobre residuales.



Figura 3-17 Vista frontal antena fabricada en sustrato RF-35A V1.



Figura 3-18 Vista trasera antena fabricada en sustrato RF-35A V1

Una vez realizadas las observaciones anteriores sobre la antena V1, se procedió a fabricar una segunda versión (V2, Figura 3-19 y Figura 3-20) cuidando los detalles mencionados en el párrafo anterior. En Figura 3-21 se muestra la comparación entre simulaciones y mediciones realizadas a ambas antenas fabricadas. El defecto mencionado de la antena V1 se puede señalar como evidente en todo el ancho de banda de la antena con respecto a su parámetro S11, pero particularmente entre 2 y 4.5 GHz. Sin embargo, la forma del parámetro S11 entre ambas antenas guarda cierta similitud a pesar de sus variaciones. Ambas simulaciones pueden verse desplazadas alrededor de la respuesta medida en las antenas.



Figura 3-19 Vista frontal antena fabricada en sustrato RF-35A V2.

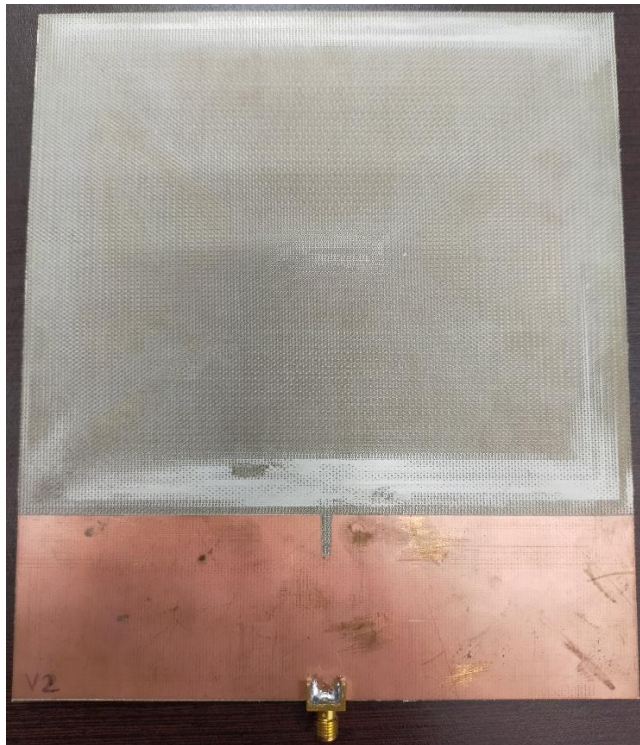


Figura 3-20 Vista trasera antena fabricada en sustrato RF-35A V2.

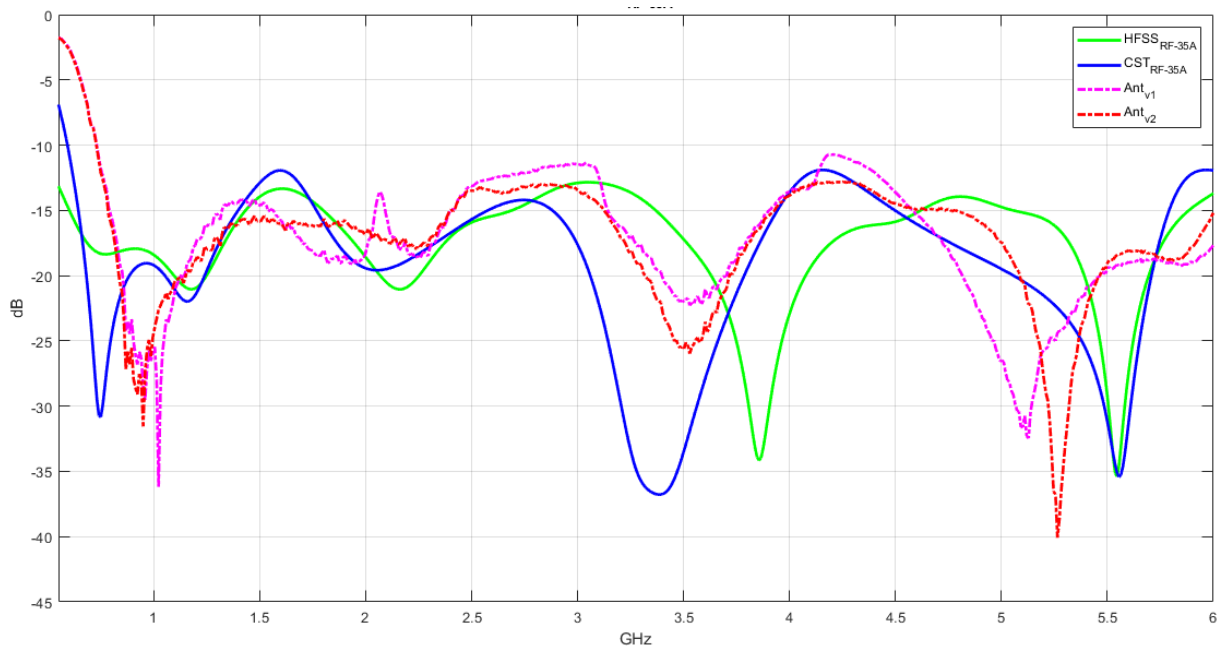


Figura 3-21 Comparación de parámetro S11, resultados de simulación (CST/HFSS) y mediciones realizadas a versiones de fabricación en sustrato RF-35A.

3.2.3 Caracterización del diagrama de radiación

Entre las características eléctricas a medir del parche circular con ranura, además de la búsqueda de mínimas reflexiones en un ancho de banda amplio, es encontrar cómo ésta distribuye la energía en el espacio a través de su diagrama de radiación para las bandas de interés. Debido al tipo de antena, y su fin experimental, no es posible asegurar que sus características no varíen con respecto a su interacción con el entorno, atributo necesario para antenas de monitoreo las cuales consideran un blindaje adicional ante perturbaciones exteriores o radomo [76]. Las mediciones son realizadas en la Cámara Anecoica ubicada en las instalaciones de la Unidad de Investigación y Desarrollo Tecnológico de la Secretaría de Marina (UNINDETEC).

El proceso de medición dentro de cámara anecoica se llevó conforme a la estimación del campo cercano de tipo cilíndrico. El montaje de la antena se presenta en Figura 3-22. La medición fue realizada en dos etapas: primero se realizó la estimación en co-polarización, para posteriormente analizar polarización cruzada, tanto para el plano azimutal (Figura 3-23) como para el plano de elevación (Figura 3-24). Por medio del software de adquisición de datos, se llevó a cabo el mezclado de datos de ambas polarizaciones para posteriormente procesarlos y generar el diagrama de radiación en campo lejano, para ello se requieren los datos característicos de la guía de onda en cuestión. Las guías de onda empleadas en las mediciones se presentan en la siguiente lista:

- MI-6970-WR650 (1.12 - 1.70 GHz)
- MI-6970-WR430 (1.70 – 2.60 GHz)
- MI-6970-WR284 (2.60 – 3.95 GHz)

- MI-6970-WR187 (3.95 – 5.85 GHz)

En tanto a las frecuencias en las cuales fueron realizadas las mediciones, se eligieron la frecuencia inicial, central y final de cada banda de frecuencia, con tal de conocer los cambios que sufre la directividad de la antena conforme incrementa la frecuencia.

Para el proceso de medición se consideró tomar una posición en la cual, mediante una medición rápida, fuese posible identificar la altura a la cual el escáner arrojase un máximo. Para esto, haciendo uso del proceso de medición planar, se realizó un escaneo cruzado, con éste a una determinada distancia establecida por la **frecuencia y dimensiones de la antena**, se realiza un barrido en los ejes horizontal y vertical del escáner. Resultado de esto es posible establecer la posición de dicho máximo relativo. Este proceso se realizó para cada banda de frecuencia puesto que derivado de la simulación se esperaba ver un diagrama de radiación con tendencia a concentrarse por sobre la antena, alejándose de la forma cuasi omnidireccional original.

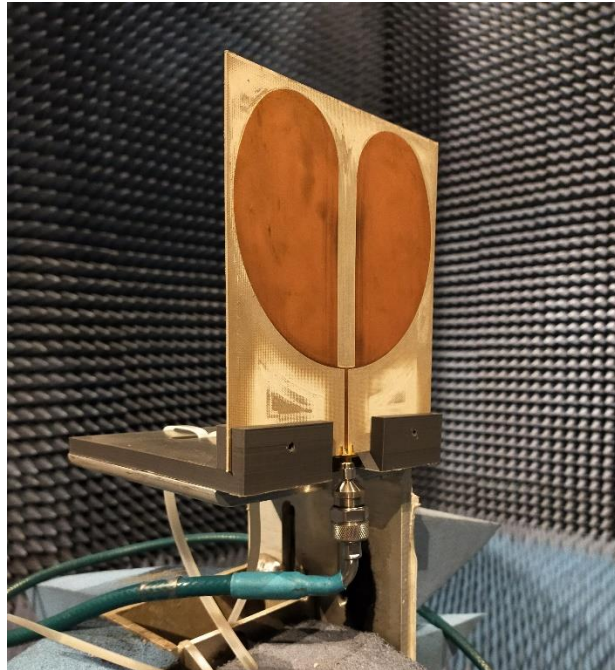


Figura 3-22 Antena montada en base rotatoria para medición



Figura 3-23 Montaje para medición de plano azimutal

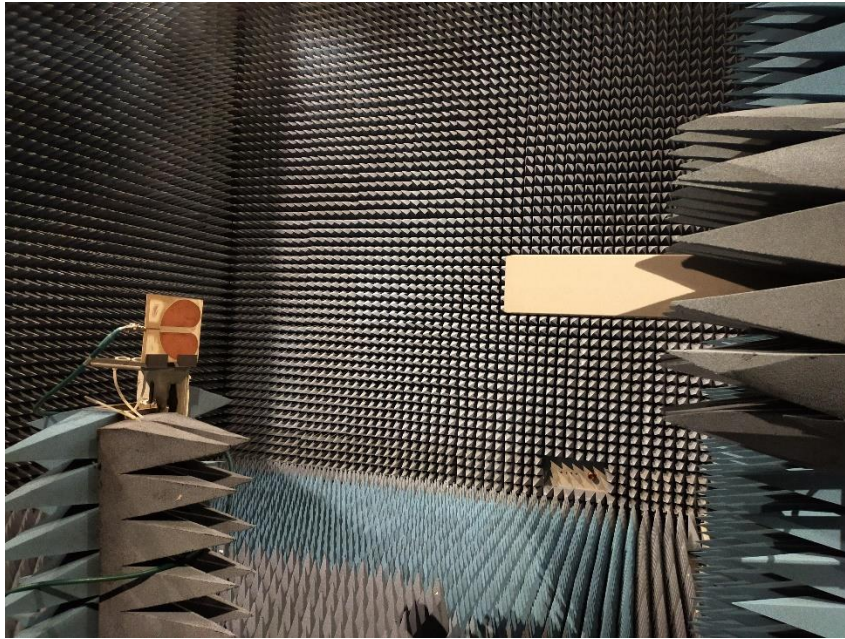


Figura 3-24 Montaje para medición de plano de elevación

En las figuras siguientes se presentan las comparativas entre diagramas de radiación para planos azimutal y elevación, para los resultados de simulación y medición. El análisis llevado a cabo fue de tipo cualitativo conforme a la directividad de los diagramas. La superposición de los resultados fue posible mediante un previo proceso de normalización. Preliminarmente, es posible señalar que la superposición de los resultados de simulación presenta muy poca divergencia de forma general.

Dado que en nuestro caso la antena requiere mediciones por debajo de 1 GHz, fue necesario realizar dichas mediciones con la sonda WR650, la cual se especifica opera hasta una frecuencia mínima de 1.12 GHz. Se tomó como consideración que debido a las características de la guía de onda su ganancia no habría de desviarse súbitamente al alejarnos de su mínima frecuencia; cabe señalar que en baja frecuencia se espera

un diagrama de radiación cuasi omnidireccional. Puesto que el proceso de conversión de las mediciones de campo cercano a campo lejano llevado a cabo por el programa de adquisición de datos siendo posible dicha acción.

De la Figura 3-25 a la Figura 3-28, podemos ver los resultados de la sobreposición de las frecuencias de 617 y 788.5 MHz en sus planos azimutal y elevación, teniendo lugar variaciones irregulares a lo largo del contorno descrito por la distribución del diagrama de radiación. Hay que tener en cuenta que el comportamiento esperado en esas frecuencias es de tipo cuasi omnidireccional, y que las variaciones representadas en la medición pueden reflejar los defectos de conversión desde campo cercano a campo lejano, cabe señalar que la guía de onda empleada para estas mediciones solo se encontraba caracterizada hasta una frecuencia inferior de 1.12 GHz y el software permitió realizar la conversión a campo lejano con esa información.

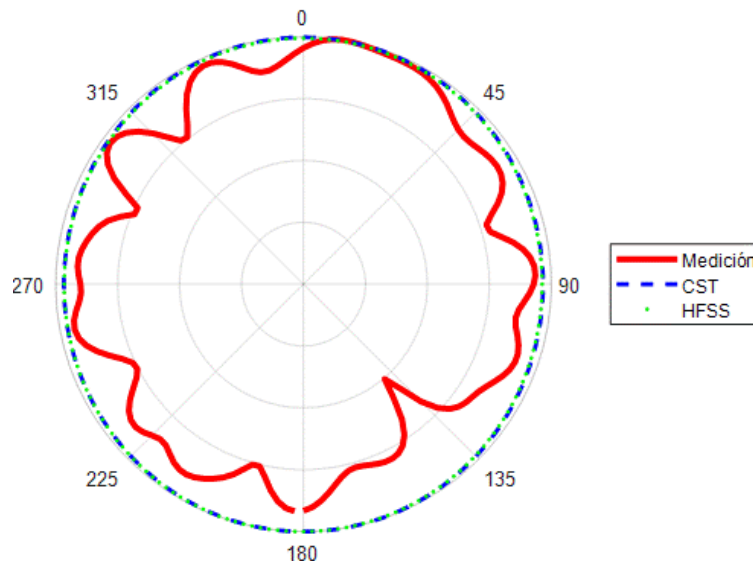


Figura 3-25 Comparación plano azimut en 617 MHz

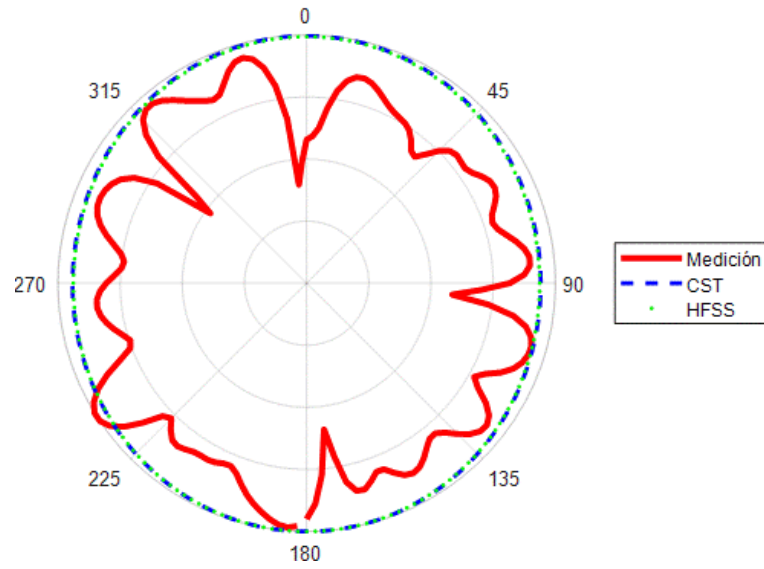


Figura 3-26 Comparación plano azimut en 788.5 MHz

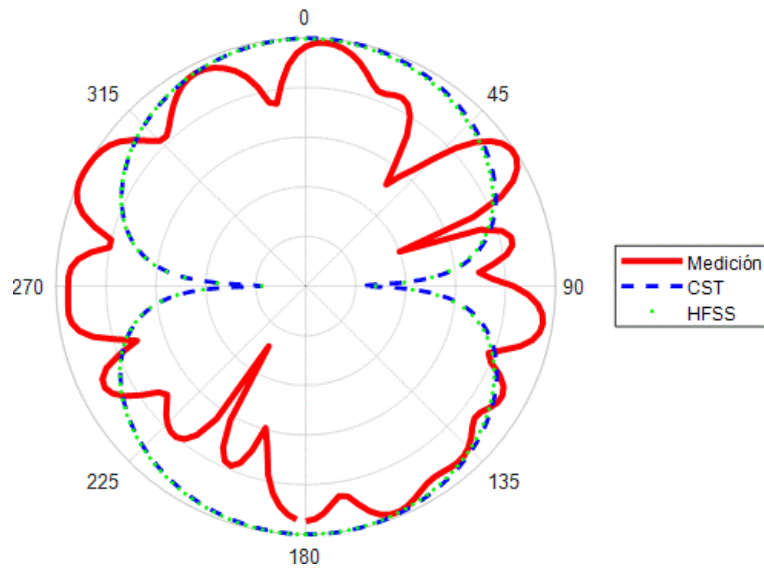


Figura 3-27 Comparación plano de elevación en 617 MHz

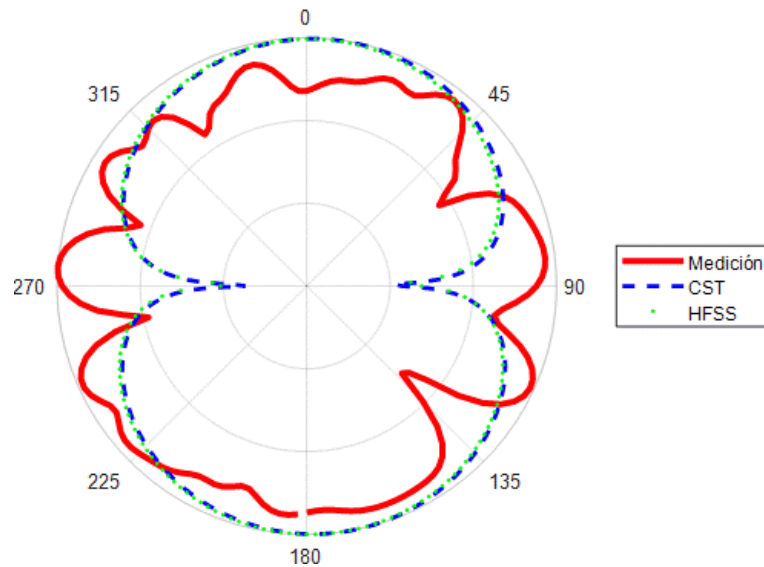


Figura 3-28 Comparación plano de elevación en 788.5 MHz

Por otro lado, las mediciones realizadas en 960 MHz (Figura 3-29) no se ven críticamente influenciadas, la forma del diagrama de radiación presenta variaciones suaves en su contorno para el caso de plano azimut. El plano de elevación no presenta las mismas variaciones suaves en todo el contorno; en cambio, si presenta ciertas tendencias en ubicación de nulos conforme a los resultados de simulación. Es posible que dicha aproximación planteada al inicio, en este caso sea en cierto grado válida pues la frecuencia bajo análisis apenas se encuentra 160 MHz por debajo de la frecuencia inferior de la guía de onda.

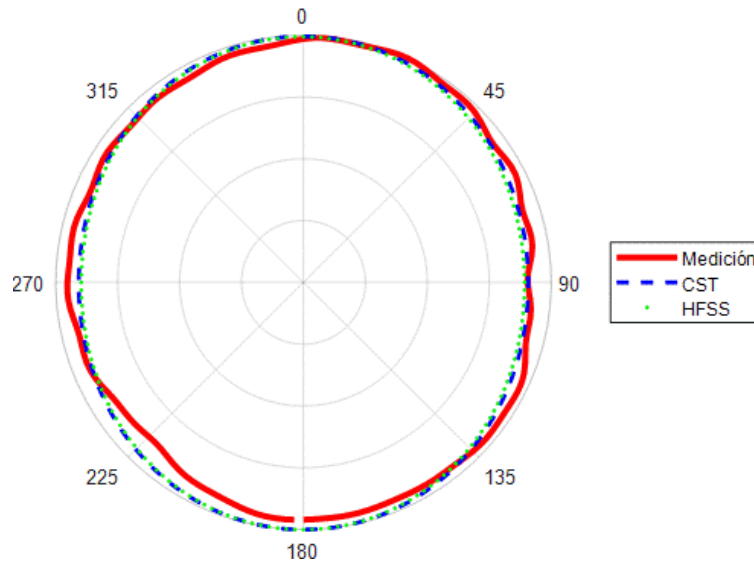


Figura 3-29 Comparación plano azimut en 960 MHz

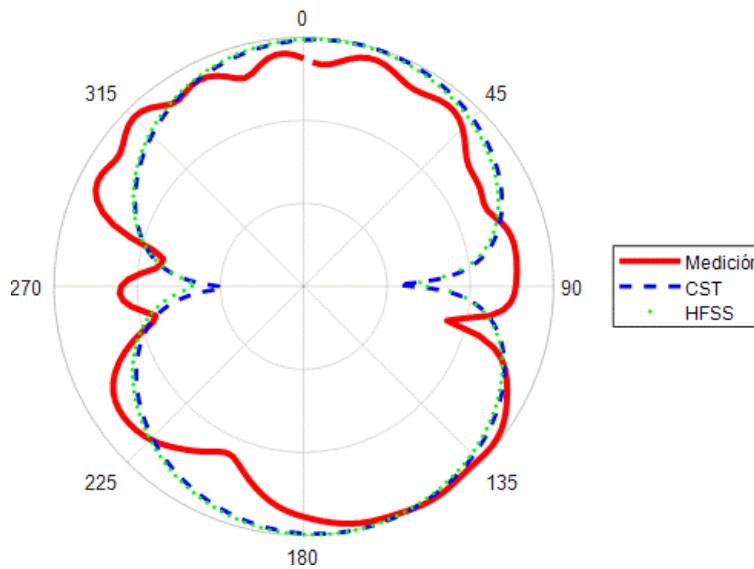


Figura 3-30 Comparación plano de elevación en 960 MHz

Un punto importante observado preliminarmente desde los resultados de simulación fue la progresión del cambio de forma del diagrama de radiación conforme la frecuencia aumenta. Tal es el caso de las frecuencias para la segunda banda, iniciando

por Figura 3-31 (1.525 GHz) cuyo el diagrama medido sugiere una forma con atributos combinados entre las respuestas de ambos simuladores, los cuales señalan un desplazamiento de manera lateral además de una concentración de los lóbulos frontal y trasero. Las mediciones sobre el plano de elevación presentan nulos importantes bastante alejados de lo descrito por ambas simulaciones, siendo posible señalar que la tendencia de formación por encima y por debajo de la antena tienen una distribución semejante. La ubicación de estos nulos se ve influenciado por la altura a la cual el escáner se posicionó para toma del plano de elevación, ya que revisando en Figura 3-24 la altura habría de presentar variaciones. No obstante, es posible señalar que la forma del diagrama presenta una distribución relativamente simétrica. La ubicación de los nulos en la medición sugiere un desplazamiento de aproximadamente 25 grados hacia el plano superior de la antena, además el tamaño de los lóbulos superior e inferior parecer estar desproporcionados, siendo evidente la falta de tendencia en la formación de un nulo en la parte superior (0°).

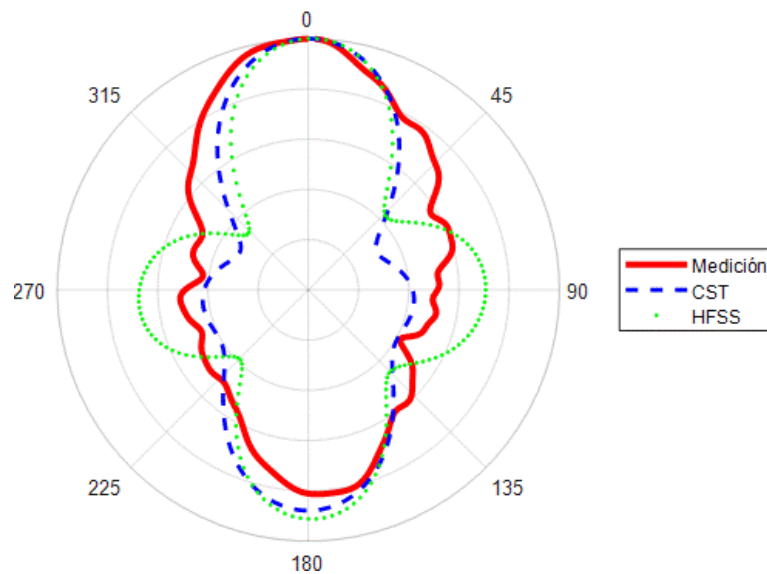


Figura 3-31 Comparación plano azimutal en 1.525 GHz

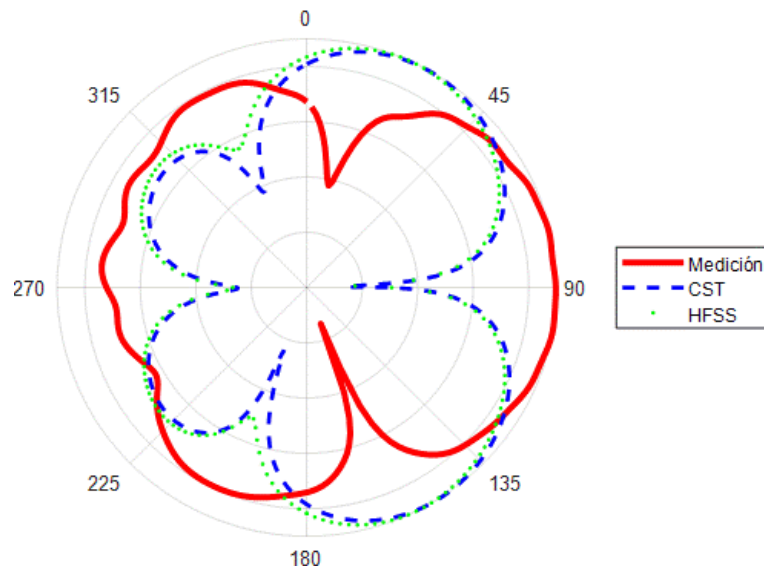


Figura 3-32 Comparación plano de elevación en 1.525 GHz

Para 2.107 GHz (Figura 3-33) la distribución del diagrama se vuelve más uniforme alrededor del plano azimutal, y donde puede señalarse una concentración de forma lateral de los lóbulos que se conservará conforme la frecuencia incrementa. El decremento de los lóbulos localizados transversalmente, demuestran la presencia de un nulo en la parte posterior de la antena, mientras que por la parte frontal aún es posible identificar un decrementado lóbulo, donde la simulación sugiere una tendencia de localización de un nulo. En este caso, la distribución perimetral del diagrama se distribuye con similitud a los resultados de simulación, siendo más crítica la presencia del nulo en la medición.

Por otro lado, el plano de elevación continúa presentando una completa ausencia del nulo en la parte superior. La precipitación del nulo trasero en la medición resulta ser

inconsistente con el plano azimutal, mientras que la presencia de nulos descritos por simulación tampoco presenta dichas tendencias.

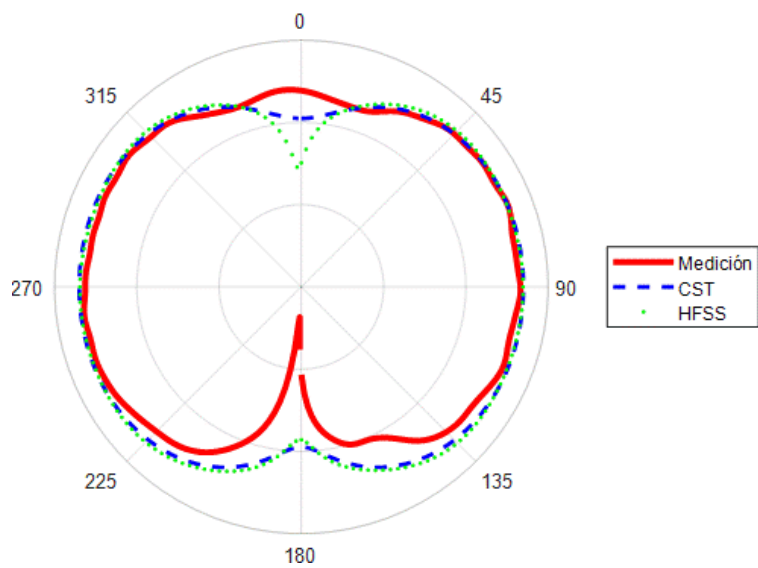


Figura 3-33 Comparación plano azimut en 2.1075 GHz

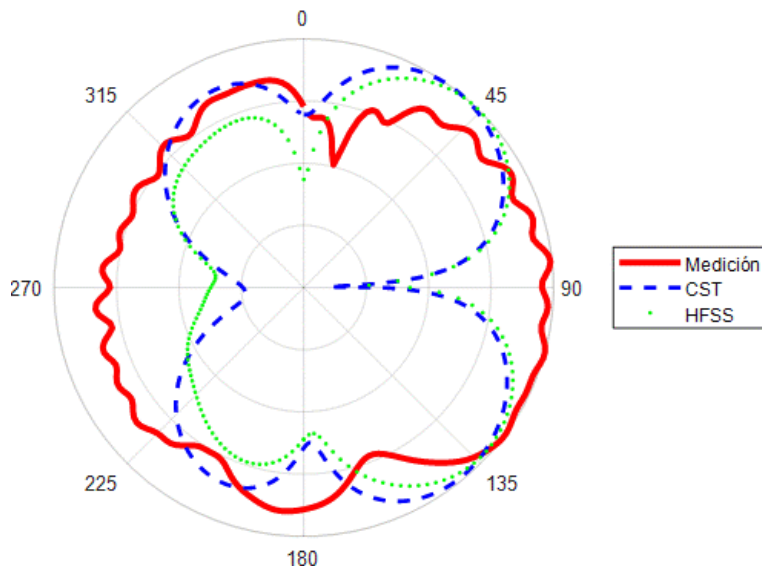


Figura 3-34 Comparación plano de elevación en 2.107 GHz

Para la última frecuencia de la banda 2, la distribución lateral frontal y trasera comienzan a ser más evidente, los resultados de simulación sugieren dicha tendencia en Figura 3-35. Al menos hasta la frecuencia de 2.69 GHz, la incidencia de señales sobre el plano azimutal no se ve críticamente restringido por la presencia de un nulo profundo. El plano de elevación al fin presenta tendencias de forma similares a las de simulación, la formación de lóbulos coincide consistentemente en el plano frontal. La tendencia de formación de nulos comienza a tomar lugar conforme a la estimación de la simulación, más notablemente en plano frontal y superior de la antenna.

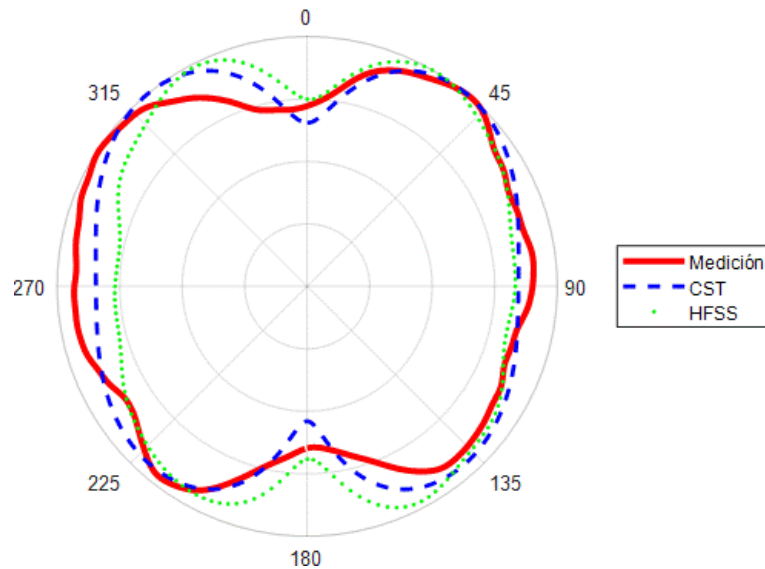


Figura 3-35 Comparación plano azimutal en 2.69 GHz

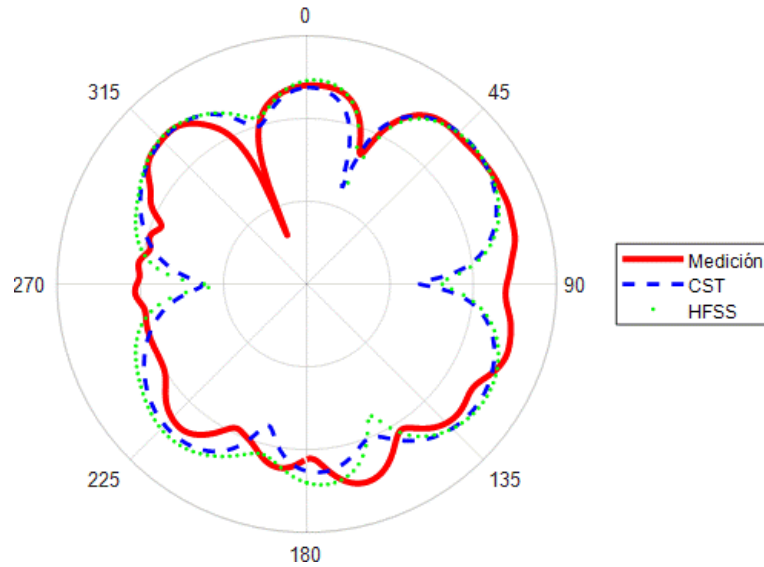


Figura 3-36 Comparación plano de elevación en 2.69 GHz

Para la banda 3 la presencia de nulos se torna evidente, además de ser consistente en toda la banda de frecuencia de interés y descrito por los resultados de simulación. La presencia de nulos y los lóbulos secundarios poco formados en la parte frontal y posterior de la antena hace que los lóbulos principales se ubiquen en los laterales de ésta, en el plano azimutal y a la frecuencia medida el ancho de haz varía entre 30° y 36°

La trayectoria diagonal derecha con respecto a la antena presenta una reducción significativa en tanto al nulo localizado en esa dirección por la parte frontal, en Figura 3-39 se puede señalar la tendencia de formación de un lóbulo secundario en dicha dirección. Para los lóbulos principales es posible identificar que la mayor tendencia corresponde al crecimiento de los nulos sobre las diagonales izquierda y derecha, además del decremento del lóbulo izquierdo. Una tendencia vista en simulación fue el desplazamiento de los lóbulos secundarios hacia la parte superior de la antena, esto

describe que el decremento de los lóbulos secundarios habrían de presentar un desplazamiento con respecto al corte tomado del conjunto de valores de la medición.

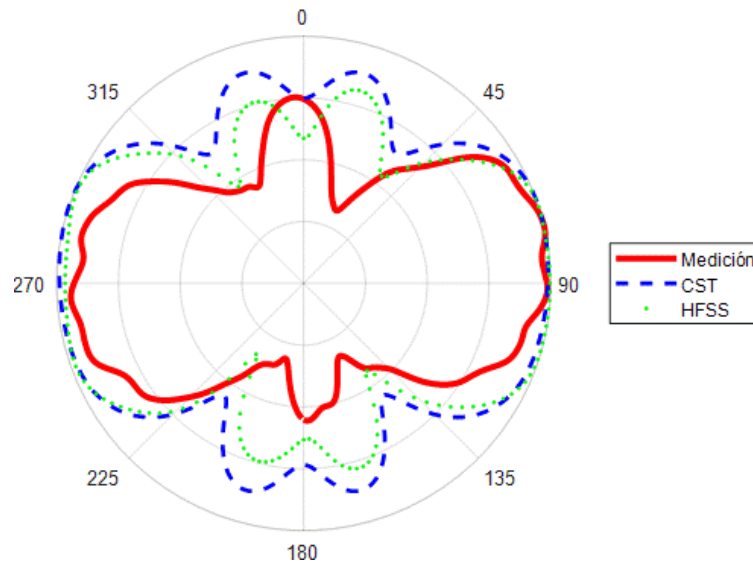


Figura 3-37 Comparación plano azimutal en 3.41 GHz

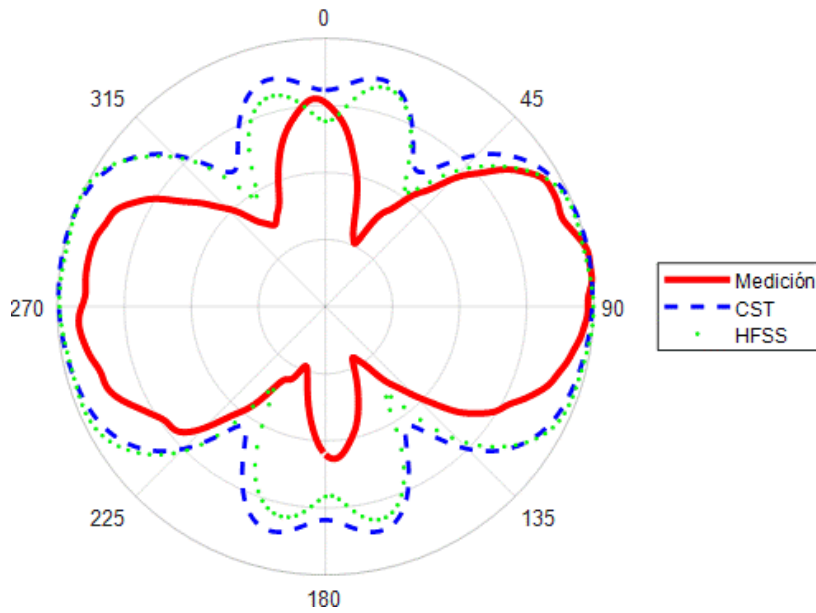


Figura 3-38 Comparación plano azimutal en 3.5 GHz

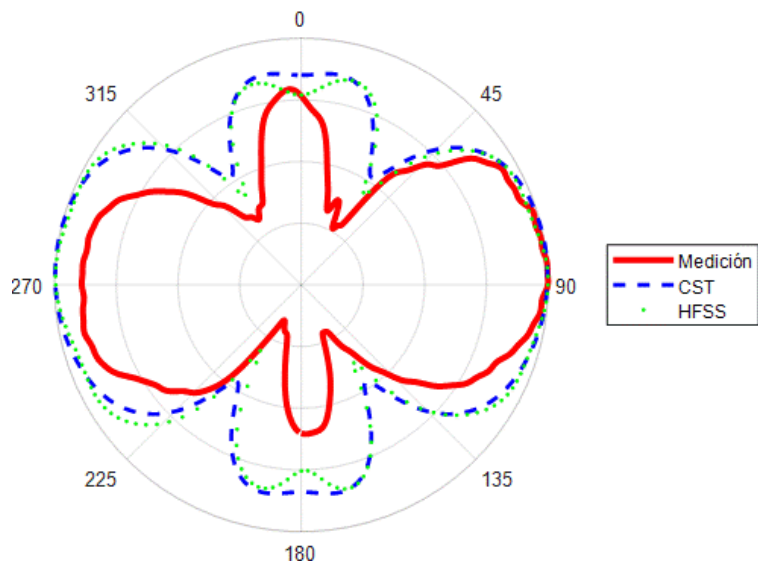


Figura 3-39 Comparación plano azimut en 3.59 GHz

Mientras que en el plano azimut puede aparentar tener lugar un diagrama relativamente constante, en el plano de elevación los cambios que tienen lugar no son abruptos. Cabe señalar que la banda 3 de frecuencia corresponde a uno de los intervalos más estrechos, por lo que la falta de variabilidad en el diagrama de radiación está justificada. La tendencia de la distribución de forma sobre el plano de elevación presenta cierta similitud, sin embargo, es evidente que los nulos que habrían de tener lugar por encima y debajo de la antena no son evidentes. La forma que toma lugar en los primeros 90 grados de elevación presentan gran semejanza con la simulación. La formación de lóbulos traseros e inferiores también describen a través de las 3 frecuencias una tendencia hacia los resultados de simulación.

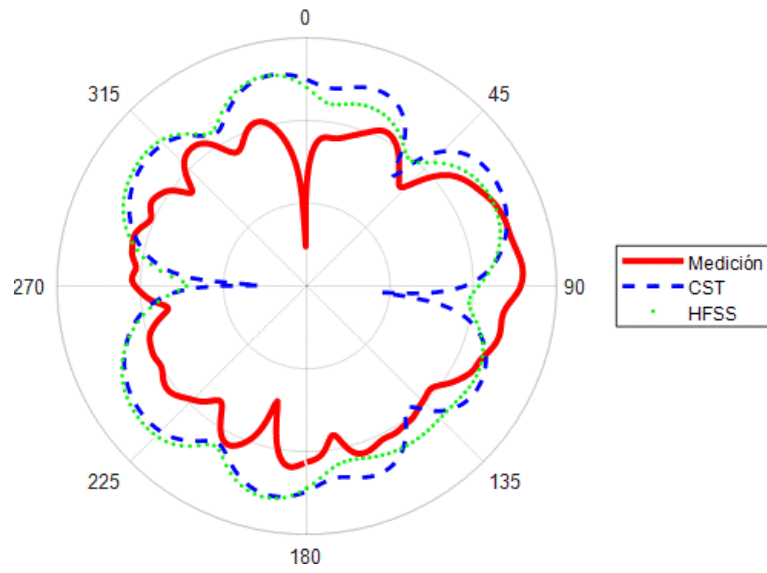


Figura 3-40 Comparación plano de elevación en 3.41 GHz

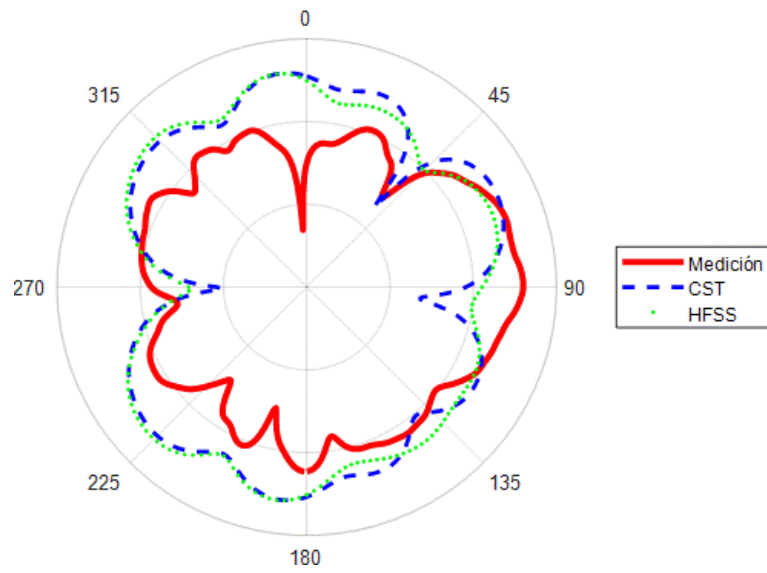


Figura 3-41 Comparación plano de elevación en 3.5 GHz

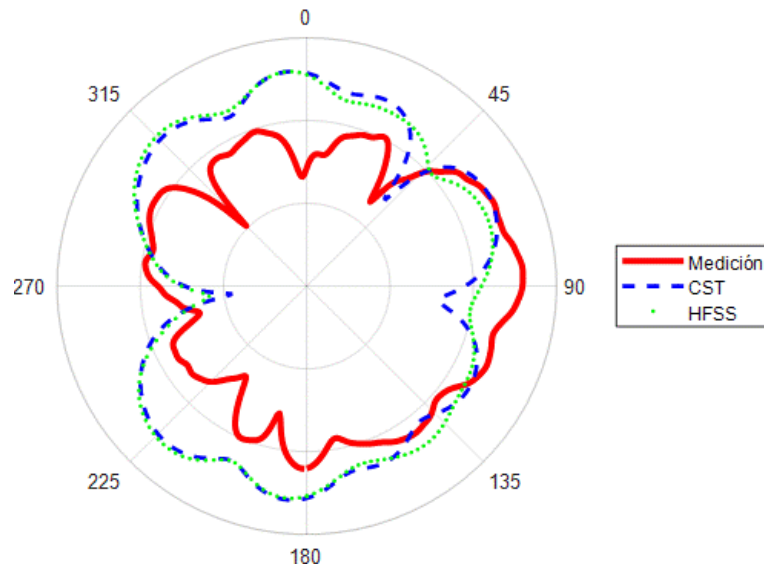


Figura 3-42 Comparación plano de elevación en 3.59 GHz

En la cuarta banda de interés, la cual se localiza sobre casi todo el intervalo de 5 GHz, los resultados de medición contra simulación presentan aún más similitud. En Figura 3-43, podemos ver la coincidencia de la forma lateral del diagrama de radiación además de la presencia de variaciones frontal y posterior con cierto grado de semejanza entre medición y simulaciones. Recordemos que las mediciones fueron hechas tomando en cuenta un punto en el espacio donde el escáner de medición identificó un máximo, por lo que en la medición presenciamos un corte correspondiente a la altura donde la distribución de la radiación es posiblemente más uniforme. Esto último puede no resultar evidente para Figura 3-44. No obstante, lóbulos laterales mantienen una forma similar a simulación, mientras que variaciones frontal y posterior describen formas con tendencias similares a las simulaciones.

La ubicación de nulos en 225° y 130° es una coincidencia significativa con los resultados de simulación para las Figura 3-44 y Figura 3-45, aunque para ésta última

dichos nulos toman un papel más significativo señalando ángulos ciegos en tanto a la parte posterior de la antena.

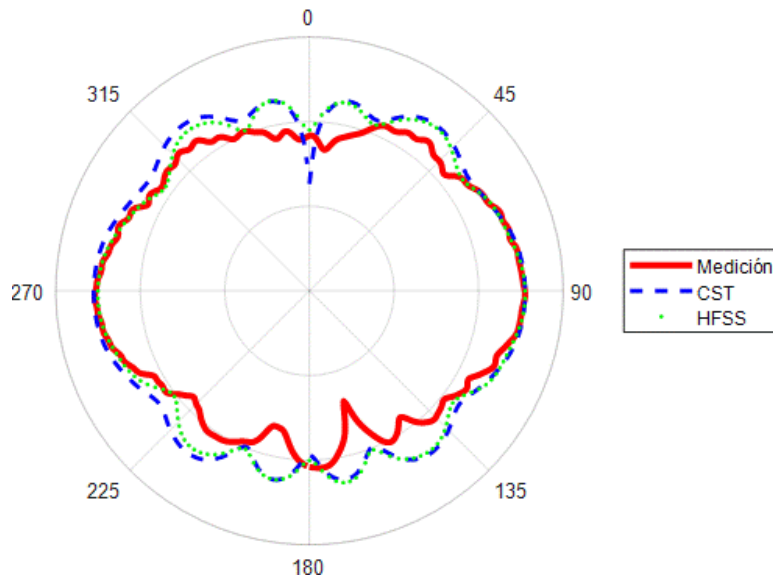


Figura 3-43 Comparación plano azimut en 5.15 GHz

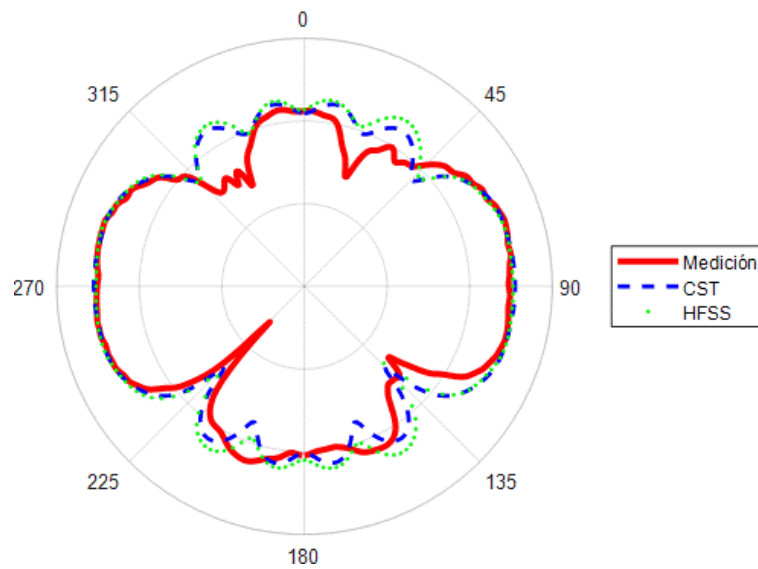


Figura 3-44 Comparación plano azimut en 5.5375 GHz

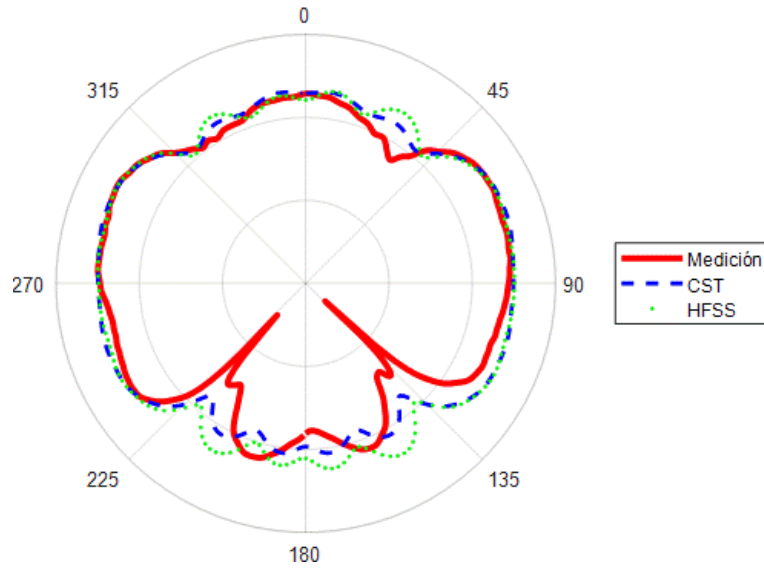


Figura 3-45 Comparación plano azimut en 5.925 GHz

Como se mencionó para el intervalo de frecuencias de la banda 3, la tendencia en formación de lóbulos de la parte trasera toma similitud con los resultados de simulación. La forma de los lóbulos superiores, además del nulo, describen tendencias de la dirección de éstos que corresponden con la simulación. En este caso la desviación entre resultados de simulación sugiere límites de variación dentro de los cuales toman lugar las mediciones.

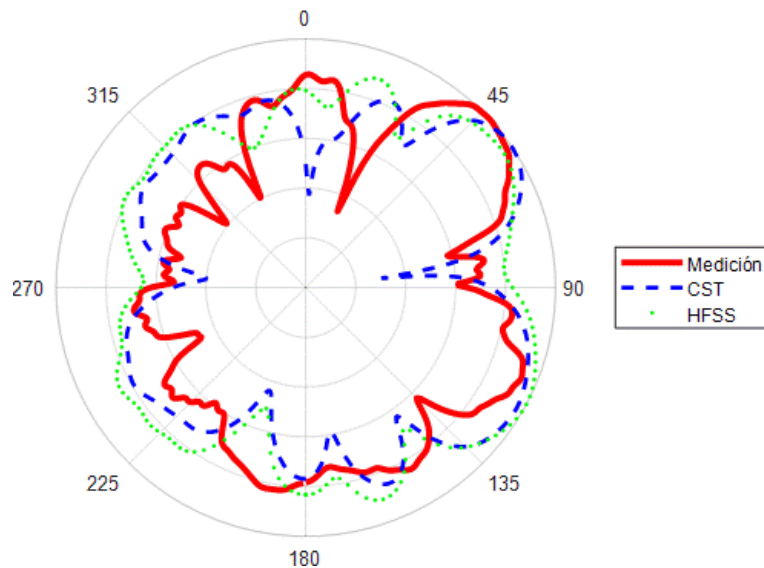


Figura 3-46 Comparación plano de elevación en 5.15 GHz

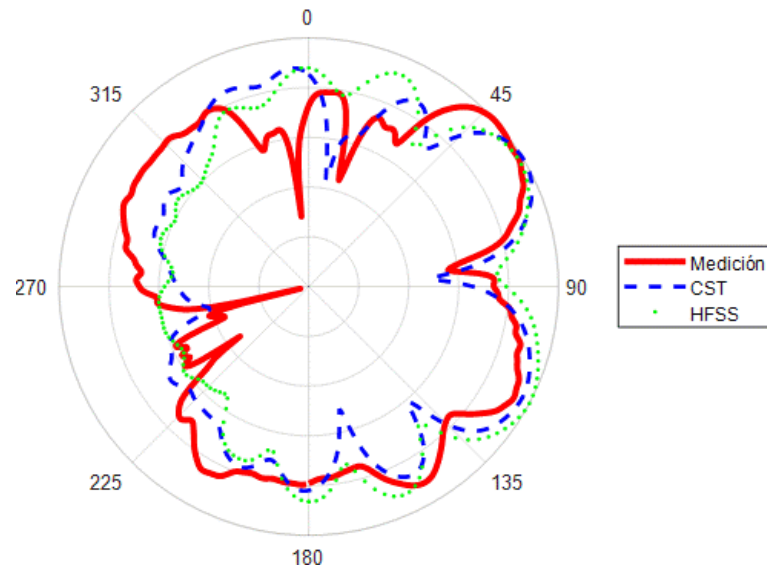


Figura 3-47 Comparación plano de elevación en 5.537 GHz

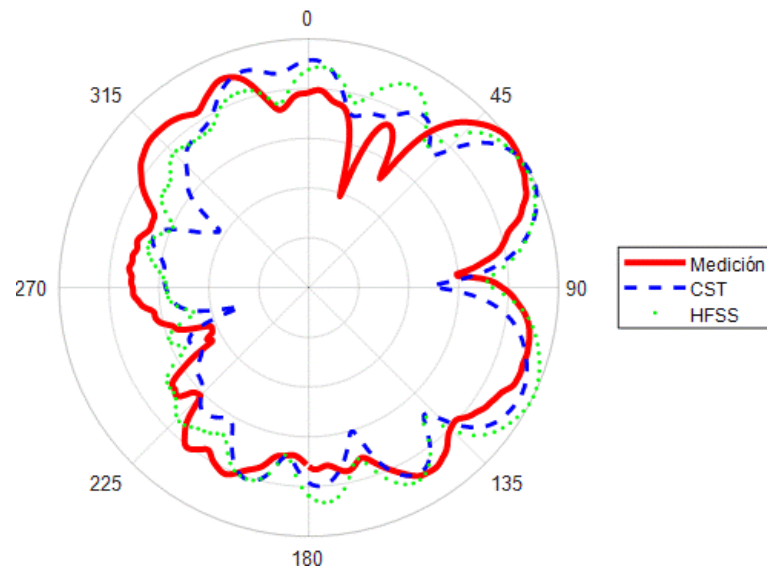


Figura 3-48 Comparación plano de elevación en 5.925 GHz

3.2.4 Mediciones de parámetros S11 e impedancia en bandas de interés

En la Figura 3-49, se presenta un acercamiento a la banda de frecuencia 1 que va desde 617 MHz hasta 960 MHz. Dada la consideración del criterio de diseño para localizar el inicio del ancho de banda de la antena con base en el valor de S11 a -10 dB, se determinó que esta condición se cumple hasta 731.7 MHz, es decir, 114.7 MHz por encima de la frecuencia esperada. En el inicio de la banda (617 MHz) nos encontramos con un valor de -3dB para ambas antenas, muy por encima de los valores de ambas simulaciones y del criterio de diseño. En el final de la banda (960 MHz) nos encontramos con valores de -29.53 dB para V1 y -27.31 para V2, comparable con el resultado de la simulación de CST. En Figura 3-50 se presenta el gráfico de impedancia para la banda de frecuencia 1 medida sobre antena V2. Se puede observar que el desacoplamiento disminuye por debajo del punto de 750 MHz y se mantiene cercano a 50Ω hasta el final de la banda de frecuencia 1. Por otro lado, la parte reactiva de la impedancia no se reduce de forma sustancial, sino hasta cercano al punto de los 850 MHz y permaneciendo en un valor mínimo hasta el final de la banda de frecuencia.

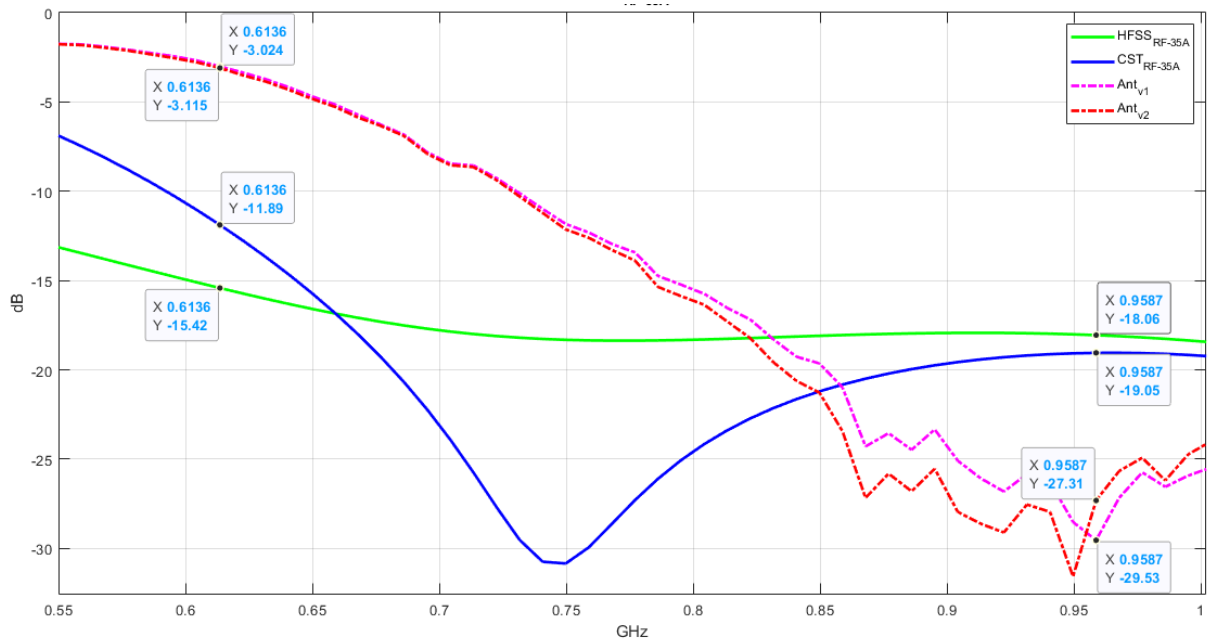


Figura 3-49 Parámetro S11 Banda de frecuencia 1, 617-960 MHz

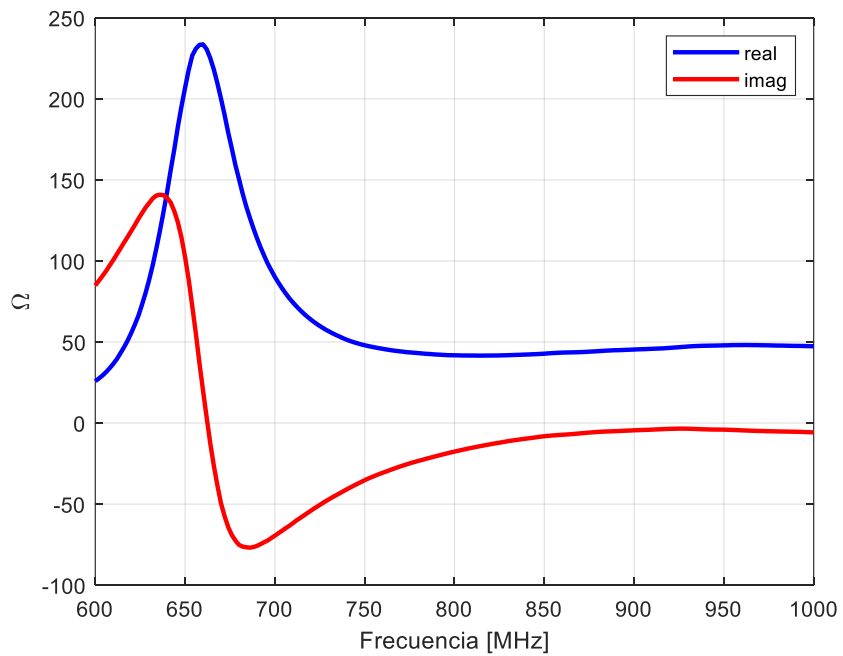


Figura 3-50 Impedancia en banda de frecuencia 1, antena V2

En banda de frecuencia 2 (Figura 3-51) es necesario señalar uno de los efectos más notables del fallo de fabricación ocurrido en V1 en tanto a los valores del parámetro S11 en el intervalo comprendido entre los 2 y 2.2 GHz. A pesar de que más adelante estas antenas se habrán de utilizar con fines experimentales, no podemos omitir el hecho de que las reflexiones exhibidas por una de éstas presentan características cuantitativas diferentes, sin embargo, al cumplir con el criterio de diseño dichas variaciones no habrían de resultar significativa. En Figura 3-52 se presenta el gráfico de mediciones de impedancia para la antenna V2 en esta misma banda. En tanto a la parte real, la antenna exhibe un comportamiento cuasi oscilatorio en torno a la banda con valores pico de desacoplamiento en ~2250 MHz con 32 Ω y en ~2810 MHz con 79 Ω , además de otros puntos como 1100, 1380, 1610, 1910 MHz.

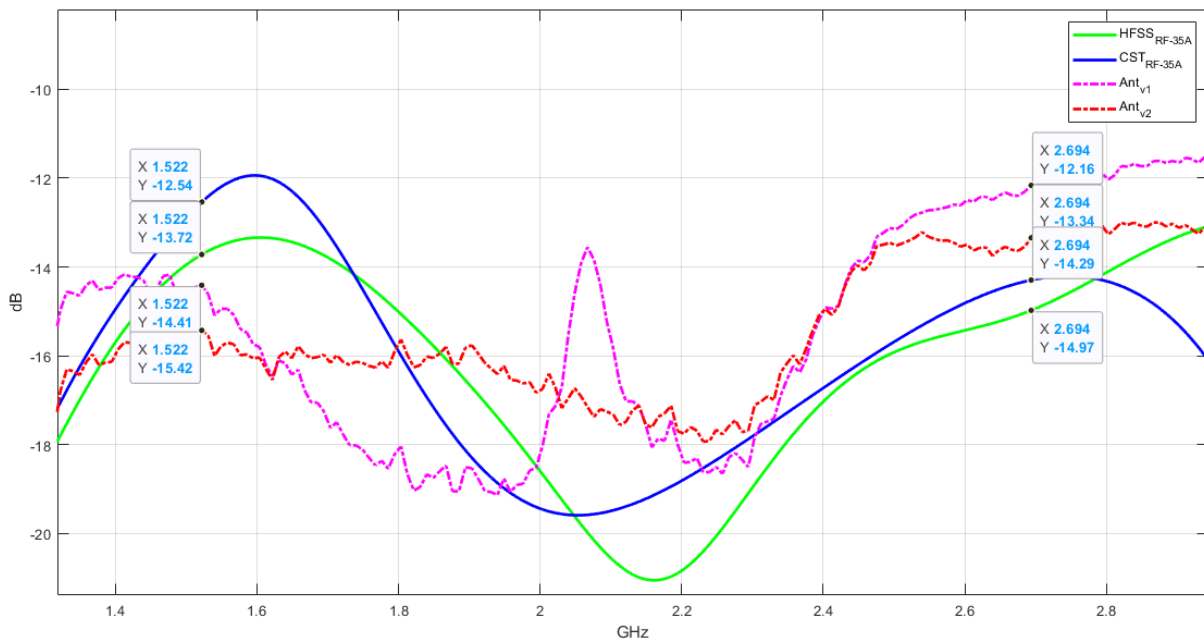


Figura 3-51 Parámetro S11 Banda de frecuencia 2, 1525-2690 MHz

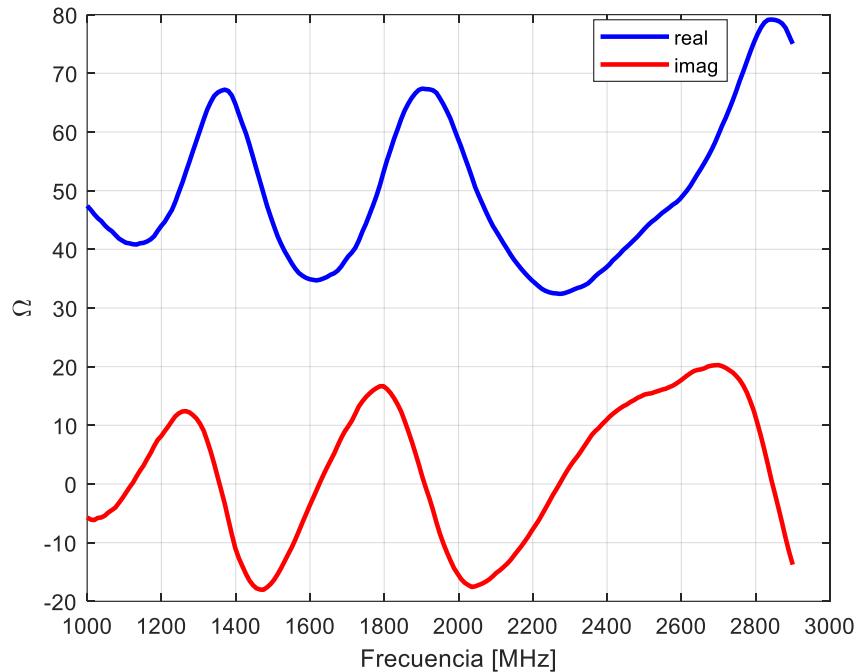


Figura 3-52 Impedancia en banda de frecuencia 2, antena V2

En el intervalo correspondiente a la banda de frecuencia 3, los resultados de las simulaciones parecen confinar los resultados de la medición, es decir, como vemos en Figura 3-53 los resultados de la medición para ambas antenas se encuentran alrededor de los -23 dB, con los resultados de la simulación en HFSS con una pendiente negativa desde los -15.66 dB hasta los -19.07 dB; mientras que los resultados de CST reflejan inicialmente un comportamiento cuadrático partiendo de los -36.66 dB y hasta los -28.36 dB en un comportamiento semi monótono creciente. No obstante, entre parámetros medidos nos encontramos un comportamiento de mínima variación cuantitativa, con apenas una diferencia aproximada de ~3 dB entre ambas antenas en toda esa banda. Por otro lado, en Figura 3-54 podemos ver que el comportamiento de la impedancia de la antena V2 es bastante uniforme, con una ligera desviación de la

parte real por debajo del valor normalizado, y una parte reactiva con una pequeña tendencia de incremento por alrededor de los $+5j$.

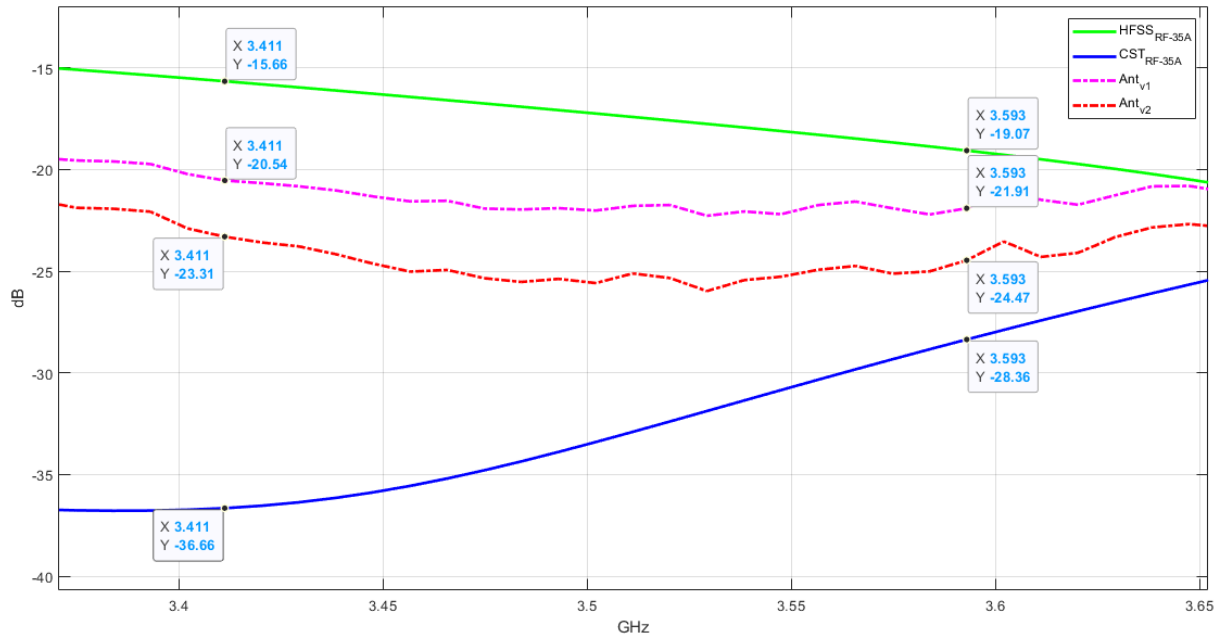


Figura 3-53 Parámetro S11 Banda de frecuencia 3, 3410-3590 MHz

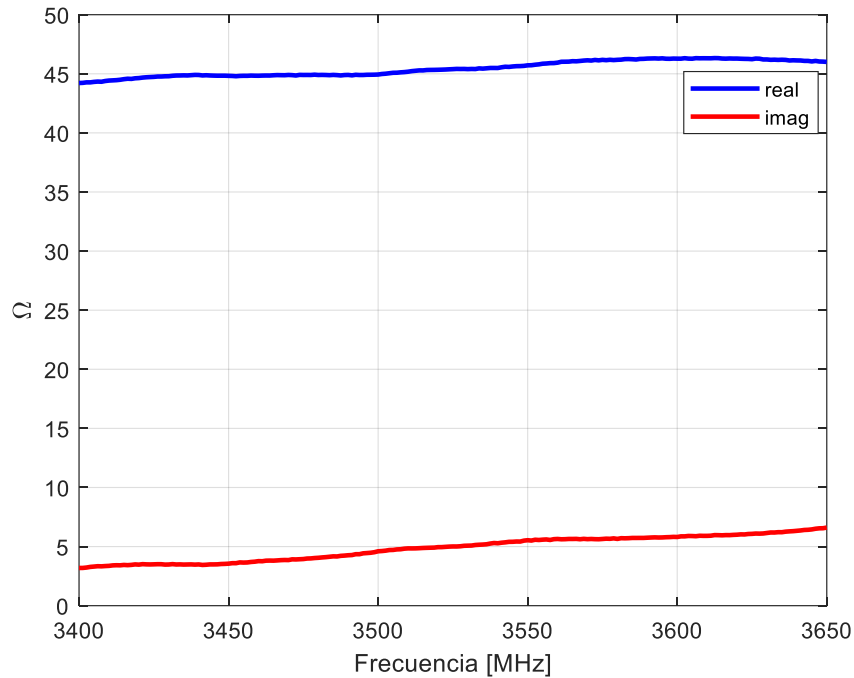


Figura 3-54 Impedancia en banda de frecuencia 3, antena V2

La banda de frecuencia 4 (Figura 3-55) nos muestra un punto de convergencia entre los resultados de ambos programas de simulación el cual ocurre alrededor de la frecuencia de 5.53 GHz donde la magnitud del S11 es cercano a -35 dB, sin embargo, los resultados de las mediciones muestran que un comportamiento similar toma lugar en frecuencias por debajo a este punto de convergencia, donde para antena V2 este se encuentra en ~5250 MHz, mientras que para antena V1 dicho punto se encuentra fuera del intervalo de frecuencia. La magnitud del S11 medido alcanza un valor de -40 dB en la antena V2, 5 dB menos que en las simulaciones. En tanto a la impedancia en antena V2 (Figura 3-56), su parte real refleja un desacoplamiento con valores límite entre 40 y 68 Ω , con un intervalo de mínimo desacoplamiento entre 5150 y 5300 MHz. La parte reactiva toma un valor de apenas +2j en el intervalo entre 5250 y 5400 MHz,

además de un valor inferior límite de $-10j$ y un incremento a final de la banda de frecuencia de hasta $+15j$

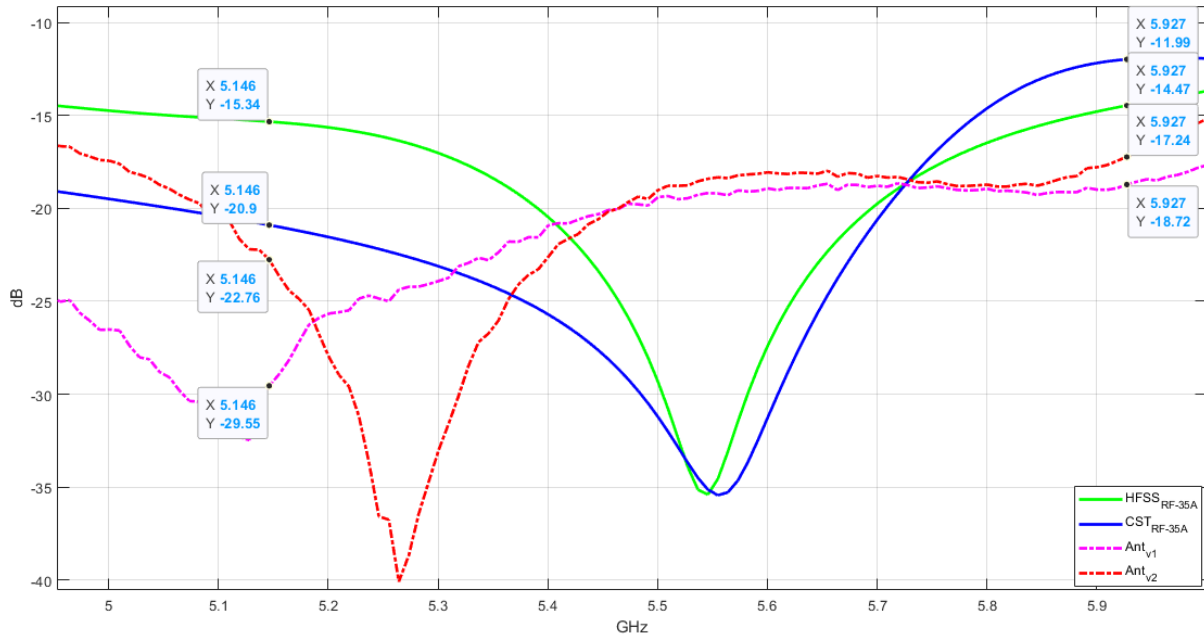


Figura 3-55 Parámetro S11 Banda de frecuencia 4, 5150-5925 MHz

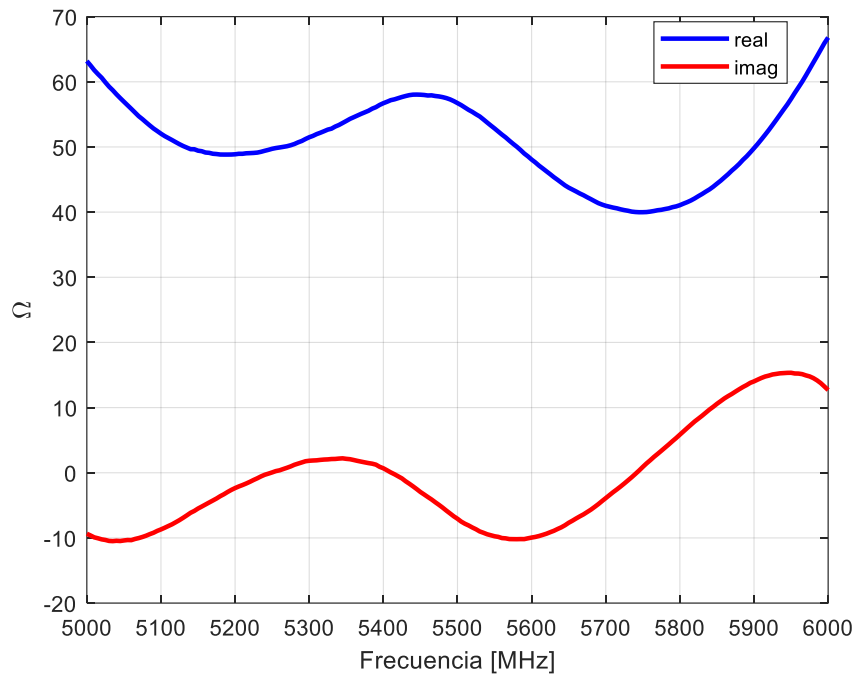


Figura 3-56 Impedancia en banda de frecuencia 4, antena V2

3.3 Configuración del radioreceptor

En una sección anterior se estudió la estructura de los lenguajes de programación involucrados en la operación del software gnuradio-companion con el fin de identificar el flujo de procesamiento asociado al empleo de un *SDR* mediante dicha plataforma. La implementación de funcionalidades por medio de bloques provee de interfaces lógicas para el manejo de conjuntos de datos como volúmenes de muestras. Tal como se mencionó en la descripción del ancho de banda de un sistema *SDR*, las interfaces asociadas a los bloques de hardware que conforman el *SDR* y las características lineales propias del segmento analógico, define el ancho de banda del sistema receptor por aquel más pequeño en la cadena de procesamiento. Por otro lado, el empleo de bloques de software implica un intercambio de conjuntos de datos, ese intercambio no refleja efectos significativos en el funcionamiento de diagramas para implementación de sistemas de comunicación de banda angosta; sin embargo, una de las funciones más afectadas en cuestión de monitoreo es la capacidad máxima de captura de muestras en un instante breve de tiempo, además del procesamiento de dicho conjunto de muestras para su análisis en el dominio de la frecuencia; lateralmente, la capacidad de almacenamiento de ese volumen de datos para su posterior procesamiento es de importancia en el tiempo de respuesta.

A diferencia de la arquitectura analógica conocida en los analizadores de espectro, un receptor digital prescinde de elementos analógicos que habrían de condicionar su definición en frecuencia como lo son el filtro de resolución y el filtro de video. Sin embargo, son otros los compromisos que se toman en cuenta en torno al segmento analógico en ese sentido. Para una arquitectura *ZIF*, la velocidad de toma de muestras

y los procesos digitales para conversión en frecuencia son la parte medular de su resolución en frecuencia. Para que un segmento receptor con tales cualidades opere, requiere irremediablemente de electrónica de bajo nivel de ruido a la entrada de su convertidor *ADC* (Figura 2-6); al mismo tiempo, la frecuencia de operación de dicho convertidor, la tecnología de conversión y el oscilador asociado a este habrían de operar con la mayor estabilidad posible para minimizar la contribución de ruido de baja frecuencia. En un capítulo anterior se explicaron los elementos asociados a los convertidores Delta-Sigma y sus características de desplazamiento del ruido de cuantización fuera de la frecuencia de Nyquist, tal cualidad minimiza la contribución de ruido presente en el convertidor.

En [102] se presenta una propuesta de mejora de las características analógicas de un sistema USRP B210, dicho estudio proporciona un análisis aproximado de la figura de ruido de este *SDR*, además de la figura de ruido resultante al considerar una etapa *LNA* adicional y la mejora de su selectividad.

En este trabajo abordaremos detalles del procesamiento como: configuraciones del segmento receptor del *SDR*, identificación de secciones en el programa derivado de gnuradio-companion, inserción de funciones en el programa mediante lenguaje Python, procesamiento en el dominio de la frecuencia, efecto del ventaneo y algoritmos de estimación de ancho de banda.

Comenzaremos hablando de las configuraciones realizadas sobre el *USRP* B210 como radiorreceptor. El bloque fuente *USRP*, provee las siguientes características para configuración: elemento de identificación de radio, selección de fuente de sincronía para el bus de comunicación, selección de fuente de reloj, además de selección de tarjetas hijas asociadas al *USRP*. Por otro lado, se encuentran las opciones de configuración de los parámetros de operación del radiorreceptor: frecuencia de muestreo, frecuencia central de operación, opción de control automático de ganancia (*AGC*), ganancia y ancho de banda. Las opciones descritas anteriormente se visualizan en forma de bloque en la Figura 3-57.

```
UHD: USRP Source  
Device Arguments: se...F54A8A  
Sync: PC Clock  
Mb0: Clock Source: Internal  
Mb0: Subdev Spec: A:A  
Samp rate (Sps): 11M  
Ch0: Center Freq (Hz): 2.406G  
Ch0: AGC: Disabled  
Ch0: Gain Value: 0  
Ch0: Gain Type: Absolute (dB)  
Ch0: Antenna: RX2  
Ch0: Bandwidth (Hz): 11M
```

Figura 3-57 Bloque de configuración para función de recepción

La arquitectura del *USRP* y el entorno de *gnuradio-companion*, proveen de una herramienta que facilita la operación del segmento de *hardware* de radio, llevando así cualquier aplicación a un problema de procesamiento digital de señales. No obstante, es necesario señalar las limitaciones de esta herramienta al contar con un bloque genérico para configuración de características de operación como receptor. Primero

debemos hablar de la arquitectura específica del *USRP*, éste se encuentra compuesto por un transceptor, el cual indiscutiblemente se encuentra bajo un esquema de operación maestro-esclavo con respecto al *FPGA*. Entre las características de este transceptor, el AD9361[46], se señalan modos de operación e interfaces de control para puesta en funcionamiento del *CI*, esta configuración se encuentra albergada en el *USRP Hardware Driver (UHD)* que es cargada al *FPGA* durante la ejecución de diagramas desde *gnuradio-companion*. Adicionalmente, el *FPGA* provee las interfaces para mover el conjunto de muestras generadas por el transceptor hacia el bus de comunicación con la computadora, muestras empleadas por procesamiento de los bloques de *gnuradio-companion*.

En el caso particular del transceptor que conforma la tarjeta hija del *USRP B210*, la literatura señala ([46], [47]) que éste cuenta con un control automático de ganancia (*AGC*) cuyos métodos de operación están en función de una serie de algoritmos descritos como máquinas de estados que ajustan de manera dinámica la ganancia del amplificador a la entrada del circuito integrado bajo diferentes criterios; adicionalmente se especifica que la ganancia configurable en el segmento de recepción se encuentra diferida en toda la cadena de recepción tanto en su segmento analógico como digital. El control de ganancia es de vital importancia en todo sistema de radiocomunicación y radioelectrónico; los elementos de amplificación involucrados en el canal de recepción no deben ser tratados como elementos lineales pues se omiten todo un conjunto de procesos de carácter no lineal que degradan la operación del receptor. En principio, el *AGC* es empleado como parte de los elementos de protección para los sistemas de radioelectrónicos de metrología, mientras que para los sistemas de radiocomunicación

tiene implicaciones que van desde afectar su sensibilidad hasta aumentar el contenido armónico alrededor de una señal de interés y no propiamente por oscilaciones que ya se encontraban ahí, sino por oscilaciones producidas en el mismo receptor. Por tanto, la opción de empleo de *AGC* será omitida en todo este trabajo debido a la nula información asociada a la configuración de dicha característica del radio.

Los canales de corrección *I/Q* son parámetros de ajuste ante un problema inherente de la operación del *ADC*. Cuando se lleva a cabo la conversión, toma lugar un pequeño valor de *DC* que la señal puede haber adquirido antes de la conversión o debido a la misma conversión; este último se debe a que el promedio entre las muestras digitalizadas es diferente de cero. Para el cómputo de una *FFT* de longitud *N*, los valores en cero Hz son indeterminaciones resultantes de la evaluación de la *FFT* y su magnitud se vuelve inconvenientemente grande conforme *N* crece. Las estrategias para la corrección de este defecto son diferentes con respecto a su implementación: “tiempo real” o postprocesamiento. Mientras que en este último puede implicar la estimación y obtención de un promedio de las muestras, en la implementación en “tiempo real” es necesario un proceso de filtrado, el cual implica un retardo.

Algunos inconvenientes de la *USRP* no se pueden corregir directamente por el usuario como lo es el defecto de desbalance entre ramas de fase y cuadratura, lo cual provoca el bien conocido problema de canal imagen, por lo que se confía que el error de desbalance dado por el fabricante sea muy bajo. Otro parámetro configurable es un nombrado ancho de banda en el apartado de configuración del receptor, este hace referencia a la configuración de un filtro con el cual debería contar la tarjeta hija, sin embargo, esta característica no tiene efecto sobre la selectividad del radio en

operación. En estos ejemplos, la información del transceptor AD9361 y el nulo acceso a la información contenida en la imagen cargada al *FPGA* desde el *UHD*, sugiere que los parámetros anteriormente mencionados sean empleados sin modificación, pues sus efectos son desconocidos o nulos.

Hasta este punto es posible identificar las condiciones analógicas de configuración bajo las cuales habría de operar el radioreceptor, es entonces momento de abordar el segmento de procesamiento digital. Para esto, se optó por tomar un camino adicional al empleo de bloques desde *gnuradio-companion* para el procesamiento de las muestras, es decir, mediante el estudio e identificación de secciones en el código en lenguaje *Python* derivado de los diagramas para inserción de código fuente. El propósito principal de abordar directamente el código ejecutable es debido a la facilidad de inserción de funcionalidades lógicas de las cuales quizá no exista un bloque en específico, reduciendo así la necesidad de empaquetamiento por bloques.

3.4 Identificación de elementos de la programación de diagramas mediante Python

Para conocer la estructura del código ejecutable, en Figura 3-58 se presentan 5 bloques que conforman un diagrama para visualización de muestras obtenidas desde el radioreceptor. Para la visualización en el dominio de la frecuencia nos valemos del bloque "*Frequency Sink*", la frecuencia central de configuración del receptor y la frecuencia de muestreo se encuentran declaradas en sus respectivos bloques *Variable*. El bloque de opciones forma parte de la definición del diagrama y contiene únicamente información del archivo de proyecto.

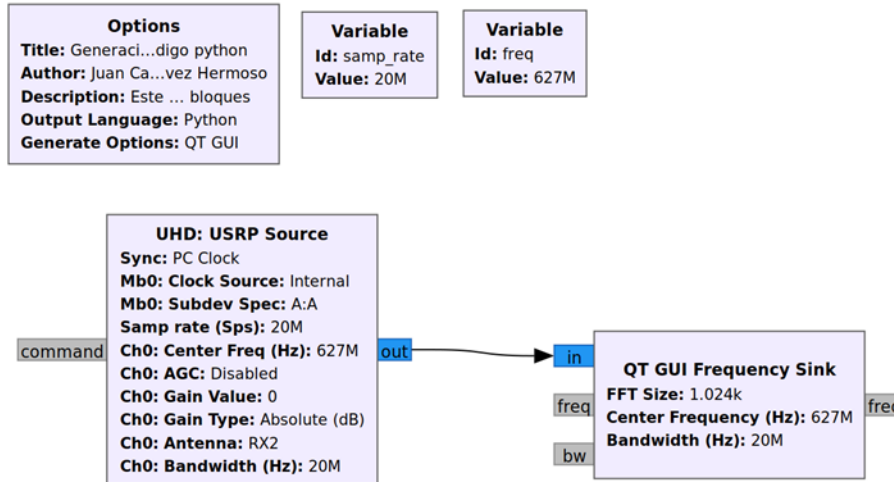


Figura 3-58 Diagrama a bloques base para identificación de elementos de programación.

Con fines de la explicación, el código en Python generado se presentará de forma seccionada. En el encabezado del código (Figura 3-59) nos encontramos con un par de sentencias obligatorias que permiten la ejecución del diagrama sobre el motor de *Python 3*, además de la notación texto en formato utf-8. Los comentarios presentados posteriormente forman parte de la información contenida en el bloque de opciones. Las primeras líneas definen el entorno de ejecución del diagrama como un proceso, las líneas posteriores señalan los módulos necesarios para integración y operación de los bloques contenidos en el diagrama.

```

#!/usr/bin/env python3
# -*- coding: utf-8 -*-

#
# SPDX-License-Identifier: GPL-3.0
#
# GNU Radio Python Flow Graph
# Title: Generacion codigo python
# Author: Juan Carlos Chavez Hermoso
# Description: Este diagrama permite identificar los elementos
# que forman parte del código en python derivado de la interconexión de bloques
# GNU Radio version: 3.9.0.0-git

from distutils.version import StrictVersion

if __name__ == '__main__':
    import ctypes
    import sys
    if sys.platform.startswith('linux'):
        try:
            x11 = ctypes.cdll.LoadLibrary('libX11.so')
            x11.XInitThreads()
        except:
            print("Warning: failed to XInitThreads()")

from PyQt5 import Qt
from gnuradio import qtgui
from gnuradio.filter import firderf
import sip
from gnuradio import gr
import sys
import signal
from argparse import ArgumentParser
from gnuradio.eng_arg import eng_float, intx
from gnuradio import eng_notation
from gnuradio import uhd
import time
from gnuradio import qtgui

```

Figura 3-59 Sección encabezado del código en Python

La parte final del código está conformada por las funciones para ejecución del diagrama como proceso, las interrupciones de inicio y fin de funcionamiento durante la ejecución del diagrama se encuentran contenidas aquí. En Figura 3-60 encontramos a la función principal (*main/top_block*) encargada de la configuración propia de la ejecución del software, no es necesario identificar el objetivo de cada función en esta sección.

```

def main(top_block_cls=Generacion_codigo_python, options=None):
    if StrictVersion("4.5.0") <= StrictVersion(Qt.qVersion()) < StrictVersion("5.0.0"):
        style = gr.prefs().get_string('qtgui', 'style', 'raster')
        Qt.QApplication.setGraphicsSystem(style)
    qapp = Qt.QApplication(sys.argv)

    tb = top_block_cls()

    tb.start()

    tb.show()

    def sig_handler(sig=None, frame=None):
        Qt.QApplication.quit()

    signal.signal(signal.SIGINT, sig_handler)
    signal.signal(signal.SIGTERM, sig_handler)

    timer = Qt.QTimer()
    timer.start(500)
    timer.timeout.connect(lambda: None)

    def quitting():
        tb.stop()
        tb.wait()

    qapp.aboutToQuit.connect(quitting)
    qapp.exec_()

if __name__ == '__main__':
    main()

```

Figura 3-60 Definición de función principal (main)

El diagrama en síntesis es creado como una clase derivada de la función principal o “*top_block*”, ésta hereda todos los módulos de *gnuradio*. La clase posee la definición de funciones requeridas para operación de los bloques: Inicialización y Cierre de evento. El único fin de la función Cierre de evento es interrumpir la ejecución del código una vez que la ventana de ejecución emergente se cierre. La función de Inicialización contiene el paso de valores a los constructores de cada bloque, es decir, es aquí donde se lleva a cabo la configuración de parámetros de cada bloque. Explícitamente, la función de inicialización posee tres secciones bien identificadas: Variables, bloques y conexiones.

La sección de variables alberga la asignación explícita de valor de los bloques Variable (Figura 3-61), adicionalmente se cuenta con las funciones de obtención de valor desde

los atributos del módulo y asignación de valor hacia los atributos de los módulos relacionados (Figura 3-62).

```
#####  
# Variables  
#####  
self.samp_rate = samp_rate = 20e6  
self.freq = freq = 627e6
```

Figura 3-61 Definición de variables.

```
def get_samp_rate(self):  
    return self.samp_rate  
  
def set_samp_rate(self, samp_rate):  
    self.samp_rate = samp_rate  
    self.qtgui_freq_sink_x_0.set_frequency_range(self.freq, self.samp_rate)  
    self.uhd_usrp_source_0.set_samp_rate(self.samp_rate)  
    self.uhd_usrp_source_0.set_bandwidth(self.samp_rate, 0)  
  
def get_freq(self):  
    return self.freq  
  
def set_freq(self, freq):  
    self.freq = freq  
    self.qtgui_freq_sink_x_0.set_frequency_range(self.freq, self.samp_rate)  
    self.uhd_usrp_source_0.set_center_freq(self.freq, 0)
```

Figura 3-62 Métodos para asignación de valores.

En Figura 3-63 se encuentra la sección de bloques, la cual corresponde a la porción de código donde se establecen las configuraciones particulares de cada módulo. Estas configuraciones contienen los parámetros elegidos desde la interfaz gráfica de gnuradio-companion, así como las funciones miembro encargadas de establecer dichas modificaciones sobre el módulo.

```

#####
# Blocks
#####
self.uhd_usrp_source_0 = uhd.usrp_source(
    ".join("", ' '),
    uhd.stream_args(
        cpu_format="fc32",
        args='',
        channels=list(range(0,1)),
    ),
)

self.uhd_usrp_source_0.set_clock_source('internal', 0)
self.uhd_usrp_source_0.set_subdev_spec('A:A', 0)
self.uhd_usrp_source_0.set_samp_rate(samp_rate)
self.uhd_usrp_source_0.set_time_now(uhd.time_spec(time.time()), uhd.ALL_MBOARDS)
self.uhd_usrp_source_0.set_center_freq(freq, 0)
self.uhd_usrp_source_0.set_antenna("RX2", 0)
self.uhd_usrp_source_0.set_bandwidth(samp_rate, 0)
self.uhd_usrp_source_0.set_rx_agc(False, 0)
self.uhd_usrp_source_0.set_gain(0, 0)

self.qtgui_freq_sink_x_0 = qtgui.freq_sink_c(
    1024, #size
    firdes.WIN_RECTANGULAR, #wintype
    freq, #fc
    samp_rate, #bw
    "", #name
    1
)
self.qtgui_freq_sink_x_0.set_update_time(0.10)
self.qtgui_freq_sink_x_0.set_y_axis(-140, 10)
self.qtgui_freq_sink_x_0.set_y_label('Relative Gain', 'dB')
self.qtgui_freq_sink_x_0.set_trigger_mode(qtgui.TRIG_MODE_FREE, 0.0, 0, "")
self.qtgui_freq_sink_x_0.enable_autoscale(False)
self.qtgui_freq_sink_x_0.enable_grid(True)
self.qtgui_freq_sink_x_0.set_fft_average(1.0)
self.qtgui_freq_sink_x_0.enable_axis_labels(True)
self.qtgui_freq_sink_x_0.enable_control_panel(True)
labels = ['', '', '', '', '', '', '', '', '', '', '']
widths = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]
colors = ["blue", "red", "green", "black", "cyan", "magenta", "yellow", "dark red", "dark green", "dark blue"]
alphas = [1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0]

for i in range(1):
    if len(labels[i]) == 0:
        self.qtgui_freq_sink_x_0.set_line_label(i, "Data {0}".format(i))
    else:
        self.qtgui_freq_sink_x_0.set_line_label(i, labels[i])
        self.qtgui_freq_sink_x_0.set_line_width(i, widths[i])
        self.qtgui_freq_sink_x_0.set_line_color(i, colors[i])
        self.qtgui_freq_sink_x_0.set_line_alpha(i, alphas[i])

self.qtgui_freq_sink_x_0_win = sip.wrapinstance(self.qtgui_freq_sink_x_0.pyqwidget(), Qt.QWidget)
self.top_grid_layout.addWidget(self.qtgui_freq_sink_x_0_win)

```

Figura 3-63 Métodos de los bloques.

Por último, las conexiones entre bloques se establecen de manera explícita por medio de la función miembro *connect* (Figura 3-64). De esta forma se establece la relación entre bloques por medio de sus interfaces. Es necesario señalar que dichas interfaces

habrán de ser configuradas para utilizar un mismo tipo de datos, en nuestro caso, muestras I/Q en notación flotante a 32 bits.

```
#####  
# Connections  
#####  
self.connect((self.uhd_usrp_source_0, 0), (self.qtgui_freq_sink_x_0, 0))
```

Figura 3-64 Definiciones de conexiones entre bloques.

Cada diagrama a bloques creado desde gnuradio-companion provee del código en *Python* que establece las relaciones lógicas necesarias para ejecución de dicho diagrama desde la terminal. Para inserción de código, se emplearon los bloques “*Probe Signal/Vector*” (*Señal de Prueba*) y “*Function Probe*” (*Función Prueba*) que se presentan en Figura 3-65.

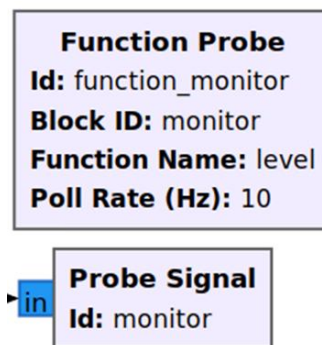


Figura 3-65 Bloques Señal Prueba y Función Prueba.

El bloque *Señal de Prueba* permite observar los datos entregados por la interfaz, mientras que el bloque *Función Prueba* establece la definición de una función en el código de *Python* que toma acción por medio de una interrupción en tiempo de

ejecución (Figura 3-66). De esta manera fueron implementadas las funciones de saltos en frecuencia y captura de datos.

```
def _function_monitor_probe():
    while True:

        val = self.monitor.level()
        try:
            self.set_function_monitor(val)
        except AttributeError:
            pass
        time.sleep(1.0 / (10))
    _function_monitor_thread = threading.Thread(target=_function_monitor_probe)
    _function_monitor_thread.daemon = True
    _function_monitor_thread.start()

#####
# Connections
#####
self.connect((self.uhd_usrp_source_0, 0), (self.monitor, 0))
```

Figura 3-66 Porción de código generado por la integración del Bloque Función Prueba.

La función de salto en frecuencia posee las siguientes características:

- Es necesario recorrer los intervalos de frecuencia considerados en la banda de sub-6 GHz.
- A razón de cubrir las diferentes bandas de frecuencia en el menor número de saltos posible, es necesario una frecuencia de muestreo que permita visualizar un intervalo de frecuencia lo suficientemente amplio sin pérdida de muestras.
- Se debe minimizar la pérdida de información por parte de la interfaz de comunicación con el radioreceptor.

- Se tratará únicamente de la captura y entrega de muestras por parte del radiorreceptor, con el fin de prescindir de bloques adicionales que adhieran retardo o produzcan pérdida de información.

Dado que la herramienta de análisis en frecuencia de *gnuradio-companion* permite visualizar un intervalo de frecuencia (*span*) igual al ancho de banda configurado en el *SDR*, se eligió un ancho de banda igual a 20 MHz. Con dicha configuración se asegura una mínima pérdida de continuidad en las muestras entregadas desde *SDR*. La pérdida de información en el *USRP B210* se da principalmente por el sobre flujo de datos en el bus *USB*, esto se debe a una rápida acumulación en el *buffer* ante una alta latencia en la adquisición de datos desde la aplicación en la computadora.

Para los saltos en frecuencia, cada intervalo de frecuencia fue dividido en segmentos iguales al ancho de banda configurado en el radiorreceptor, además se estableció un tiempo de captura igual a 1 segundo señalado en la literatura para el análisis de señales con modulación digital.

El esquema de saltos de frecuencia quedó de la siguiente manera en las bandas usadas en esta tesis:

- Intervalo 1, 617 – 960 MHz, 16 saltos.
- Intervalo 2, 1525 – 2690 MHz, 57 saltos.
- Intervalo 3, 3410 – 3590 MHz, 8 saltos.
- Intervalo 4, 5150 – 5925 MHz, 38 saltos.

Los intervalos anteriores dan un gran total de 119 saltos en frecuencia, es decir, 119 capturas de 1 segundo de muestras I/Q. Adicionalmente fue necesario identificar las condiciones bajo las cuales opera el radiorreceptor una vez que el programa se ejecuta, éste emplea un tiempo de establecimiento para alcanzar condiciones estables de alrededor de 20 segundos. A su vez, cada salto en frecuencia cuenta con una función de creación de archivo donde se almacenan las muestras I/Q. En Figura 3-67 se muestran las variables declaradas en la *Función Prueba*, mientras que en Figura 3-68 la definición de la función para saltos en frecuencia y captura en ventanas de tiempo de 1 segundo por salto.

```
freq_ = [627e6, 1535e6, 3420e6, 5160e6]
num_saltos = [16, 57, 8, 38];
contador = 0
cont_band = 0
bw_ = 20e6
tiempo_inicio = 20 # Segundos antes de la generación de archivos
pausa = 1
end_flag = 0
init_flag = 0
```

Figura 3-67 Declaraciones de las variables para función de salto en frecuencia (Función Prueba).

```

#####
# Definición de función
#####
def _funcion_monitor_probe():
    while True:
        global contador
        global freq_
        global cont_band
        global end_flag
        global init_flag
        val = self.monitor.level()

        if contador < tiempo_inicio and not(init_flag): #condición para iniciar captura
            contador += 1
            print('cargando...')
        else:
            if not(init_flag):
                contador = 0
                init_flag = 1
                print('inicio')
            if contador == num_salto[cont_band] and not(end_flag): #condición para detener captura
                self.blocks_copy_0.set_enabled(False)
                cont_band += 1
                if cont_band > 3:
                    end_flag = 1
                    cont_band = 0
                    print('Medición finalizada')
                else:
                    contador = 0
                    freq_[cont_band]
            elif not(end_flag):
                self.blocks_copy_0.set_enabled(True)
                archivo = ubicacion + str(freq_[cont_band]) + ".dat"
                self.set_archivo(self.ubicacion + str(freq_[cont_band]) + ".dat")
                self.blocks_file_sink_0.open(self.archivo)
                freq_[cont_band] += bw_
                self.set_freq(freq_[cont_band])
                contador += 1

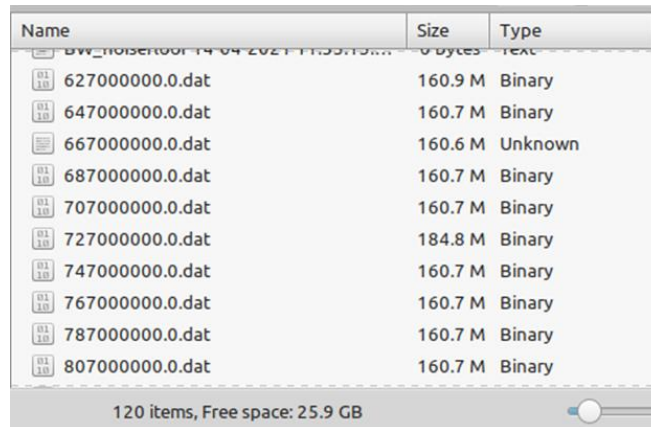
        print(str(contador))
        try:
            self.set_funcion_monitor(val)
        except AttributeError:
            pass
        time.sleep(1.0 / (1))
    _funcion_monitor_thread = threading.Thread(target=_funcion_monitor_probe)
    _funcion_monitor_thread.daemon = True
    _funcion_monitor_thread.start()

```

Figura 3-68 Código en la Función Prueba para los saltos en frecuencia y captura condicional.

La información producida en cada caso se almacena en archivos identificados por la frecuencia bajo análisis. De manera aproximada, por cada intervalo de captura se produce un archivo con muestras complejas cuyo tamaño es de ~160 MB. Debido al ancho de banda del radioreceptor, es posible capturar ventanas cuyo intervalo sólo permite visualizar 20 MHz sin efectos de sobre flujo. Dividiendo los intervalos de

frecuencia (Figura 2-21) se producen 119 cambios de frecuencia, es decir, un total de ~20 GB de muestras por procesar, Figura 3-69.



Name	Size	Type
627000000.0.dat	160.9 M	Binary
647000000.0.dat	160.7 M	Binary
667000000.0.dat	160.6 M	Unknown
687000000.0.dat	160.7 M	Binary
707000000.0.dat	160.7 M	Binary
727000000.0.dat	184.8 M	Binary
747000000.0.dat	160.7 M	Binary
767000000.0.dat	160.7 M	Binary
787000000.0.dat	160.7 M	Binary
807000000.0.dat	160.7 M	Binary

120 items, Free space: 25.9 GB

Figura 3-69 Archivos capturados con respecto al salto en frecuencia.

3.5 Bloque Detector de señal

El bloque “*Signal Detector*” (*Detector de Señal, DS*) ofrece la función de detección por umbral e identificación de frecuencia central de señales en dos pasos. Para la detección de la señal de interés se vale de la comparación con un nivel de umbral. Al superar dicho nivel, el bloque entrega a su salida las muestras *I/Q* que ve a su entrada, las cuales pueden ser visualizadas en el dominio de la frecuencia. Como salida adicional de este bloque, se generan mensajes con información de la señal detectada, particularmente su frecuencia central y la amplitud máxima detectada como “potencia máxima”. En Figura 3-70, es posible observar la información obtenida en terminal por parte del bloque, de la cual se extrae particularmente el mensaje de frecuencia central de la señal detectada para posteriormente llevarla al entorno gráfico dentro de la caja de texto que tiene por nombre *Frecuencia*, esto con el fin de asociar la información producida por los bloques a variables del diagrama para posteriormente atribuirles una utilidad dentro de la implementación. La información que contiene el mensaje completo corresponde a los siguientes parámetros: Potencia instantánea a la cual fue detectada la señal, ancho de banda en Hz de la emisión, frecuencia central de la señal, tasa de muestreo del radioreceptor, frecuencia central del radioreceptor, número de señales detectadas, y estado.

El parámetro de ancho de banda en Hz de la emisión se omite debido a que realiza estimaciones erróneas en torno a la señal detectada. El parámetro de número de señales también se omite debido a que se observó que el bloque es incapaz de discriminar señales próximas entre sí, y mucho menos identificar más de una señal a la vez.

```
qt5ct: using qt5ct plugin
***** MESSAGE DEBUG PRINT *****
***** MESSAGE DEBUG PRINT *****
(state . 1)
*****
(((strongestPower . -37.1748) (strongestWidthHz . 98632.8) (strongestCenterFreq . 8.50949e+08) (sampleRate . 200000) (radioFreq . 8.51e+08) (numsignals . 1) (decisionvalue . 1) (state . 1)))
***** MESSAGE DEBUG PRINT *****
(strongestCenterFreq . 8.50949e+08)
*****
```

Figura 3-70 Mensajes generados por bloque DS.

En Figura 3-71, se presentan dos visores en el dominio de la frecuencia. El visor que se encuentra en la parte superior de la figura corresponde a las muestras generadas por el radioreceptor durante la ejecución, el visor localizado debajo de éste despliega las muestras que el bloque *DS* permite pasar al cumplirse su condición de umbral, dicha condición se visualiza en la caja de texto que lleva por nombre Nivel de disparo. Adicionalmente se agrega un elemento para modificar la ganancia normalizada en el radioreceptor.

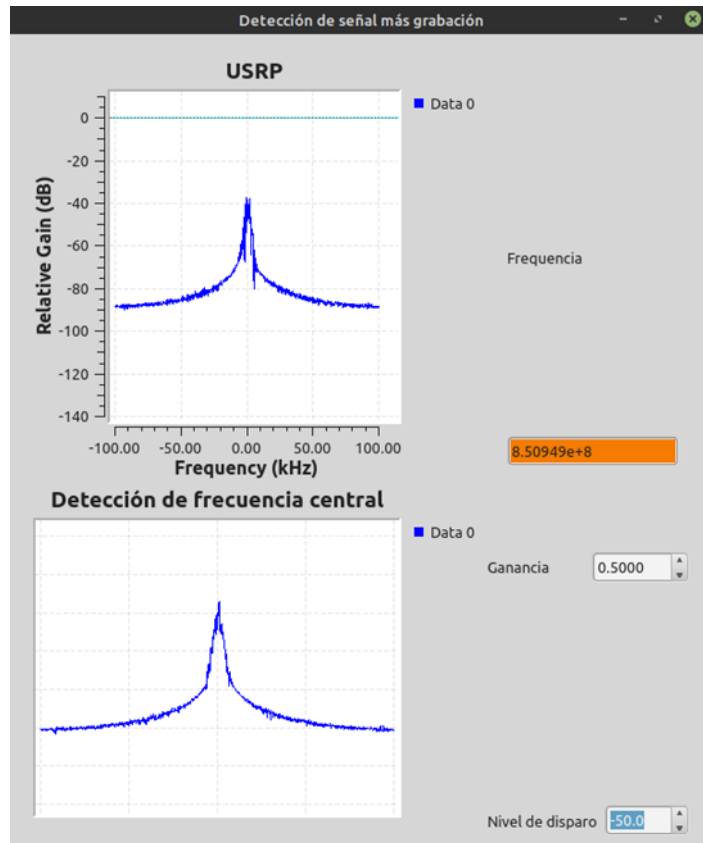


Figura 3-71 Interfaz gráfica de para prueba de bloque DS.

Entre los parámetros de entrada de este bloque nos encontramos con: longitud de *FFT*, umbral, ancho en Hz máximo y mínimo de la señal a detectar, frecuencia central a la cual se encuentra el radioreceptor, tiempo de retención, y tramas a promediar. En Figura 3-72, se muestra el diagrama empleando el bloque *DS*, en conjunto con los bloques necesarios para los saltos en frecuencia y la captura condicional. La lógica de la captura condicional toma como referencia el mensaje de estado del bloque *DS*, al instante que una señal es detectada por encima del umbral comienza la captura inmediata de sus muestras *I/Q*. Los bloques “*Message Debug*” como los de la Figura 3-72 obtienen la información desde los mensajes generados por el bloque *DS*, por lo

tanto, se puede usar la frecuencia central del *DS* para modificar la frecuencia central del *USRP* y poder centrar el espectro como se observa en la Figura 3-71. Lo anterior se hace para facilitar la búsqueda del valor de la frecuencia central entre los vectores asociados al cálculo de la *FFT*, pues tanto el valor como la localización de su índice son de suma importancia más adelante.

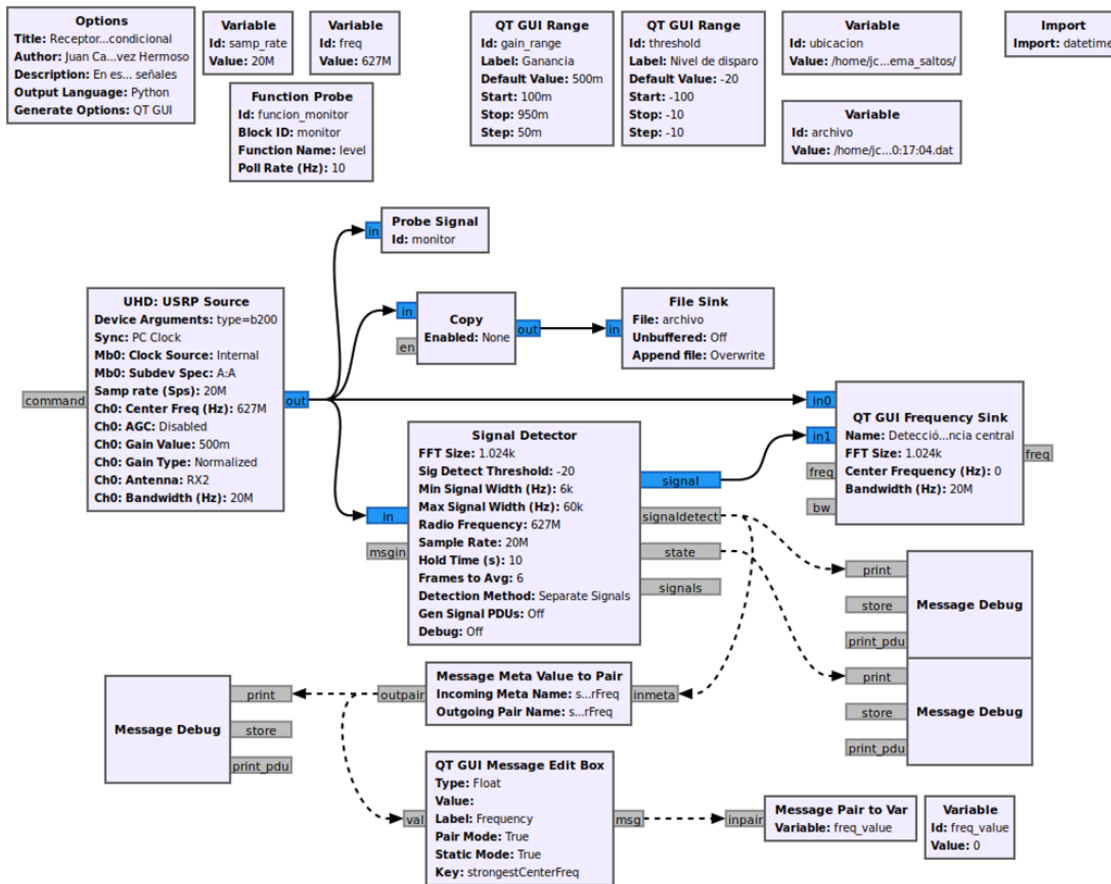


Figura 3-72 Diagrama implementación del bloque DS y captura de mensajes.

Como se observó en Figura 3-69, el almacenaje de muestras de todo un barrido en frecuencia puede tornarse problemático, además de innecesario, pues se debería almacenar únicamente la banda en frecuencia que habría de presentar señales cuya

ocurrencia tenga potenciales implicaciones de interferencia. La captura condicional asociada con el bloque *DS*, permite discriminar esos saltos en frecuencia, tal que no sea necesario almacenar todo el conjunto de muestras al carecer de oscilaciones cuya amplitud no sean significativas en torno al umbral.

3.6 Algoritmo para estimación de ancho de banda

En una sección anterior se hablaron de dos algoritmos para estimación de ancho de banda: $\beta\%$ y x dB. El primero de estos algoritmos es empleado en *software* de análisis de señales para identificación de ancho de banda ocupado (*OBW* por sus siglas en inglés); por otro lado, el algoritmo x dB posee características adaptivas que hacen versátil en tanto al análisis de señales en ambientes con presencia de interferencias.

3.6.1 Algoritmo x dB

Con los datos obtenidos por medio del bloque *DS*: f_{central} y P_{max} , se designa un valor x en amplitud para acotar los límites en frecuencia del contenido espectral de la señal detectada, la diferencia entre estos límites representará su ancho de banda. En el programa de la Figura 3-72 en conjunto con la *Función Prueba*, el *USRP* permite el paso de muestras *I/Q* una vez que un determinado umbral es superado, tal que el almacenaje de muestras y el algoritmo habrán de funcionar bajo esa misma condición. El diagrama general del algoritmo x dB se presenta en Diagrama 1. Primero, se realiza la búsqueda de índices de los datos determinados por el bloque *DS* entre los vectores derivados del cálculo de la *FFT*: vector de amplitudes y vector de frecuencia. El vector de amplitudes alberga la potencia de cada línea espectral obtenida por la *FFT*, mientras que el vector de frecuencia contiene la lista de frecuencias correspondiente a cada línea espectral bajo una cierta resolución.

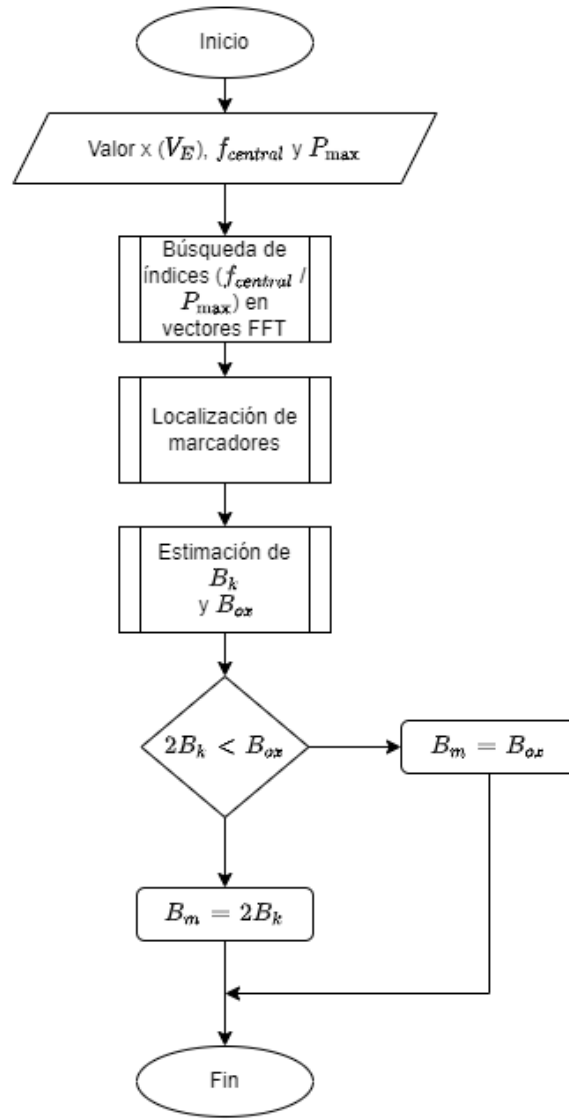


Diagrama 1 Flujo general de implementación algoritmo x dB.

Posteriormente se realiza la búsqueda entre las líneas espectrales para determinar la ubicación de los marcadores que habrán de delimitar el intervalo de frecuencia que cumple con la condición x de ancho de banda. En Diagrama 2 se presenta el flujo de búsqueda de cada marcador, es posible identificar que se trata de un mismo proceso de búsqueda, pero es necesario realizarlo a la derecha e izquierda de la $f_{central}$. En

este punto se emplea la notación de V_A y V_E , siendo V_A la diferencia real encontrada entre P_{\max} y la amplitud espectral en ese instante de búsqueda, y V_E el valor correspondiente de x en la fórmula de estimación de error porcentual, cuyo resultado δ corresponde a una tolerancia en la ubicación de los marcadores.

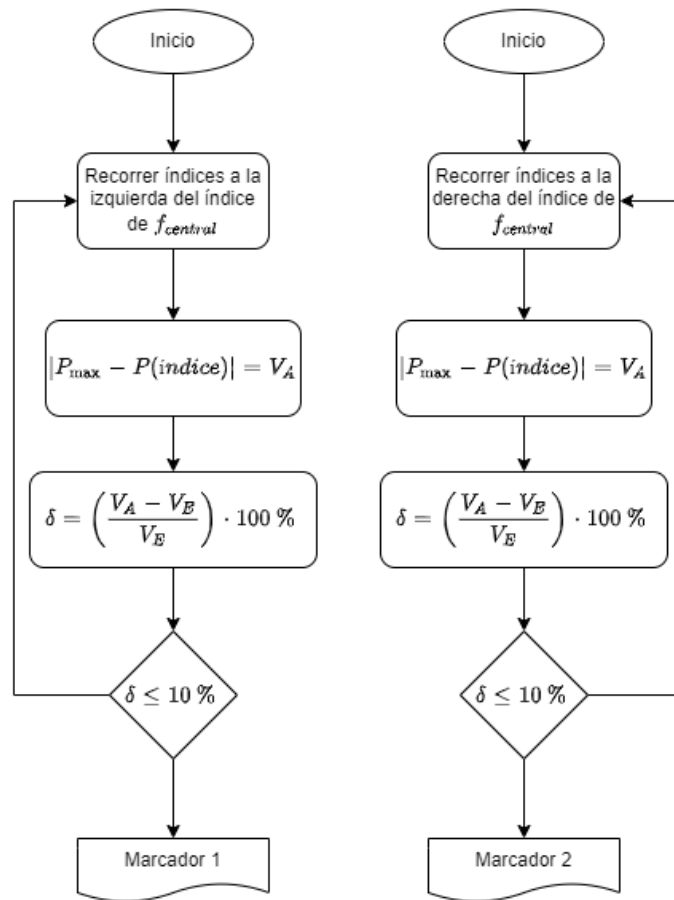


Diagrama 2 Localización de marcadores para delimitar el ancho de banda determinado por el valor x .

Una vez hecho lo anterior, se procede a realizar dos estimaciones de ancho de banda: B_k y B_{OX} . La primera de éstas corresponde a la estimación parcial de ancho ante la presencia de interferencias, por otro lado, B_{OX} es una estimación bajo el criterio de

ubicación de ambos marcadores sin influencia de interferencias, todo esto se encuentra en el Diagrama 3. Por último, se elige al candidato cuyo valor sea menor entre ambos, lo anterior asume un criterio de cuasi uniformidad de la forma espectral de la señal.

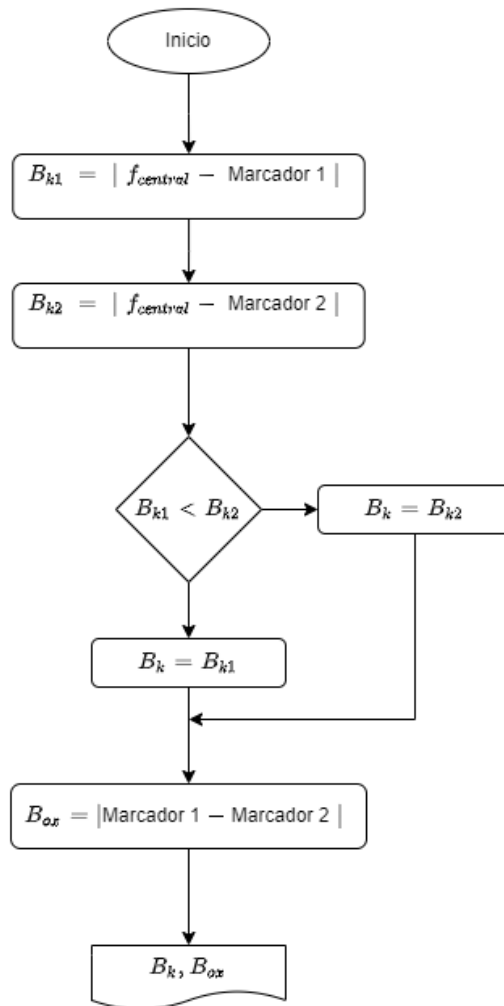


Diagrama 3 Estimación de candidatos de ancho de banda.

3.6.2 Algoritmo $\beta\%$

Partiendo de la información generada en el dominio de la frecuencia, ésta se hace pasar por el algoritmo de $\beta\%$, el cual opera de igual manera sobre la magnitud resultante de los valores entregados por la *FFT*. Las condiciones analíticas para empleo de este método de estimación son:

- Estimación de frecuencia central de la emisión mediante detector de pico.
- Intervalo de frecuencia a visualizar entre 1.5 y 2 veces el ancho de banda de la emisión.

En Diagrama 4, se presenta el flujo general de estimación de ancho de banda, la estimación de frecuencia central no será considerada debido a que este método no es empleado sobre emisiones pulsantes, por tanto, para su operación se tratará sobre emisiones que se encuentren centradas según la frecuencia del *SDR*. Una precisión adicional en este sentido es el empleo de un detector de pico el cual habría de rectificar la ubicación de la frecuencia central de la emisión, lo cual resulta ser crítico en modulaciones analógicas por su acción de retorno a portadora al término del proceso de modulación.

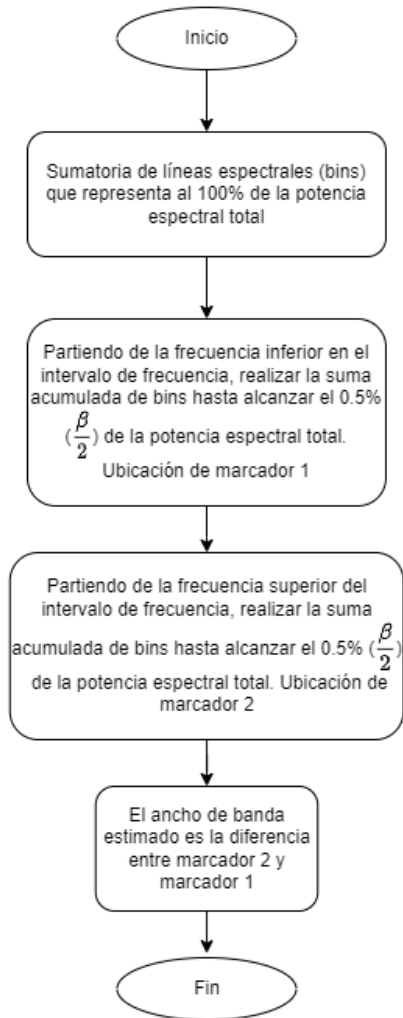


Diagrama 4 Flujo general del algoritmo $\beta\%$

3.7 Entorno de pruebas

La distribución de los elementos del experimento se presenta a continuación. En Figura 3-73, se muestra el arreglo realizado en torno a la ubicación del radioreceptor *USRP* y el transmisor, ambos empleando versiones de la antena diseñada. El transmisor en este caso fue configurado para emitir una señal con modulación 4-FSK con 12 kHz de ancho de banda, además de una señal armónica simple adyacente, ésta última

cumpliendo con la función de señal interferente. La potencia configurada en el transmisor fue de 0 dBm. La ganancia normalizada en el receptor se estableció en 0.5. La linealidad en torno a la potencia y estabilidad del transmisor fue previamente corroborada, tal como se muestra en Figura 3-74.

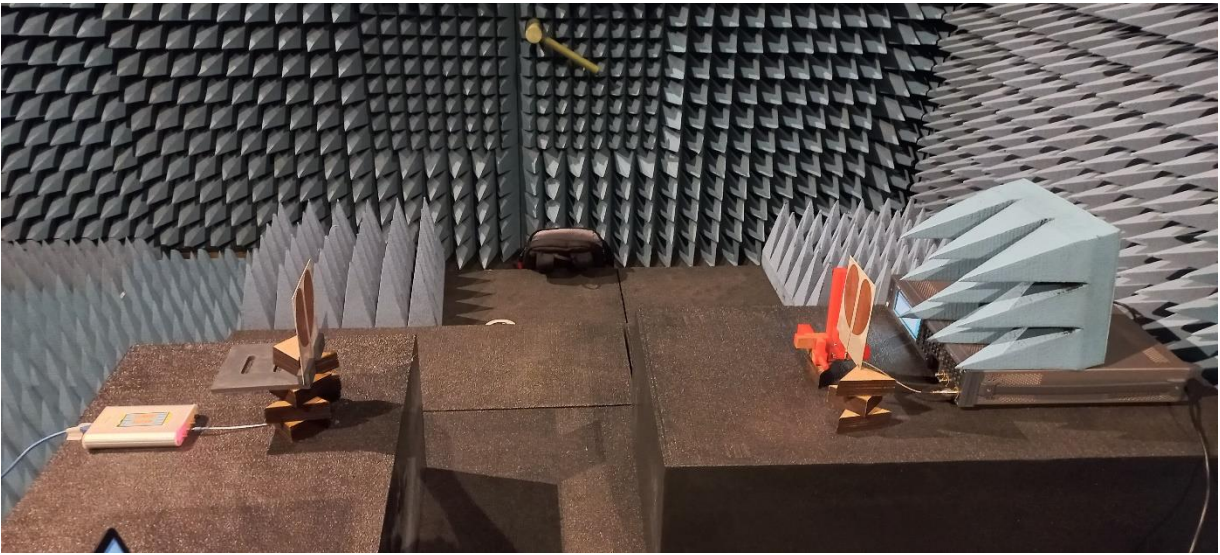


Figura 3-73 Configuración del experimento para frecuencias en el intervalo entre 700 MHz y 2 GHz.

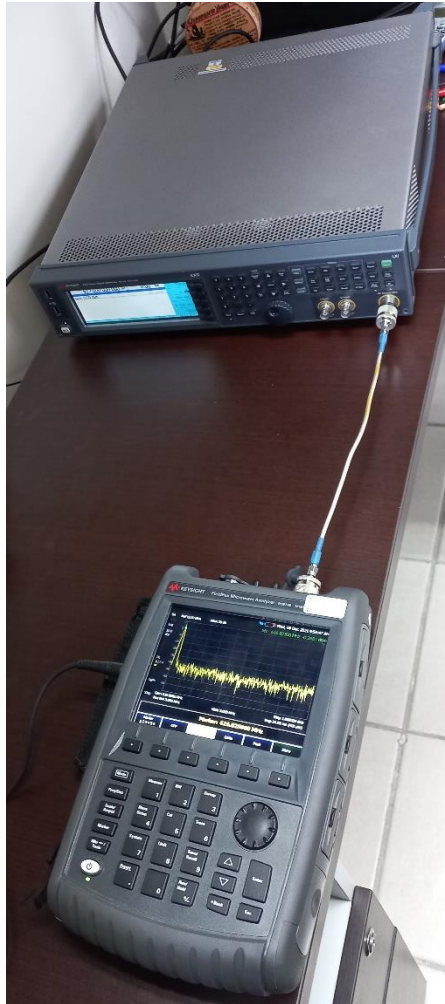


Figura 3-74 Caracterización del transmisor.

Conforme a los resultados de simulación y medición de las antenas, se concluyó que para un empleo adecuado de éstas en frecuencias por encima de 2 GHz las antenas habrían de ser reacomodadas, debido a que su lóbulo principal se concentra en dirección superior evidente sobre el plano de elevación, por ello que en Figura 3-75 se presentan las antenas acomodadas de forma perpendicular a la posición previa.

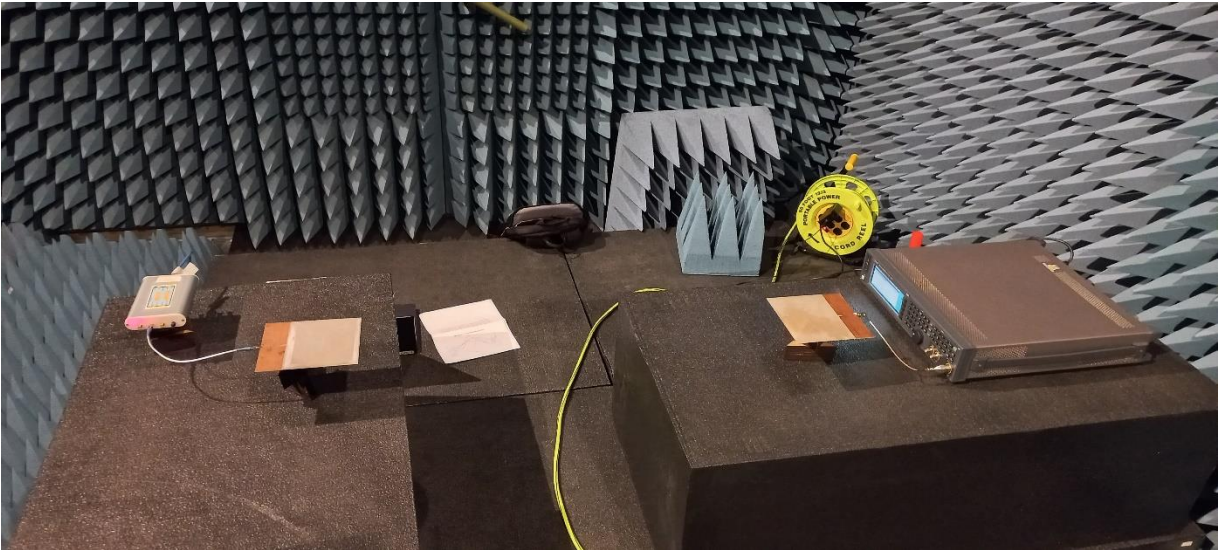


Figura 3-75 Configuración del experimento para frecuencias en el intervalo de 3 GHz y 6 GHz.

El entorno bajo el cual se llevaron a cabo las pruebas contaba con aislamiento, evitando así el aumento en el piso de ruido visto por el radioreceptor, además de minimizar los efectos multitrayectoria en torno a la señal emitida por el transmisor.

CAPÍTULO 4 PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se abordará la identificación de las características externas de señal: tiempo de duración, frecuencia central y ancho de banda. Debido a que en el monitoreo del espectro radioeléctrico es necesario considerar un barrido en frecuencia de la banda a estudiar, en esta tesis, el barrido se hace discretamente en saltos de frecuencia como se describió en el capítulo anterior. Por cada salto, el cual es determinado por la frecuencia central del *USRP*, el algoritmo implementado detecta si hay alguna emisión y posteriormente estimar su ancho de banda. Como primer lugar se describe el diagrama a bloques en GNU Radio para estimar el tiempo de duración de la señal que en esta tesis se entenderá como el tiempo que dura el procesamiento de la señal para su análisis en frecuencia.

4.1 Tiempo de duración de señal

Partiendo del diagrama presentado en la Figura 3-72, en principio se agrega el bloque para mitigación del nivel de *DC* por medio del bloque "*Remove DC Spike*" en la Figura 4-1, se prescinde de los bloques variable y mensaje para alineación de la frecuencia central conforme al bloque *DS*. El bloque "*Stream to Vector*" permite generar los conjuntos de valores acotados a 1024 muestras para el cálculo de la *FFT*. El resultado del bloque "*FFT*" es llevado a su valor en magnitud por medio del bloque "*Complex to Mag*" el cual habría de alimentar al bloque "*Probe Signal Vector*". En Figura 4-1 se presenta el diagrama base desde el cual se procedió a verificar las manifestaciones

del proceso de detección para identificación de frecuencia central siendo esta la condición inicial para captura de la emisión.

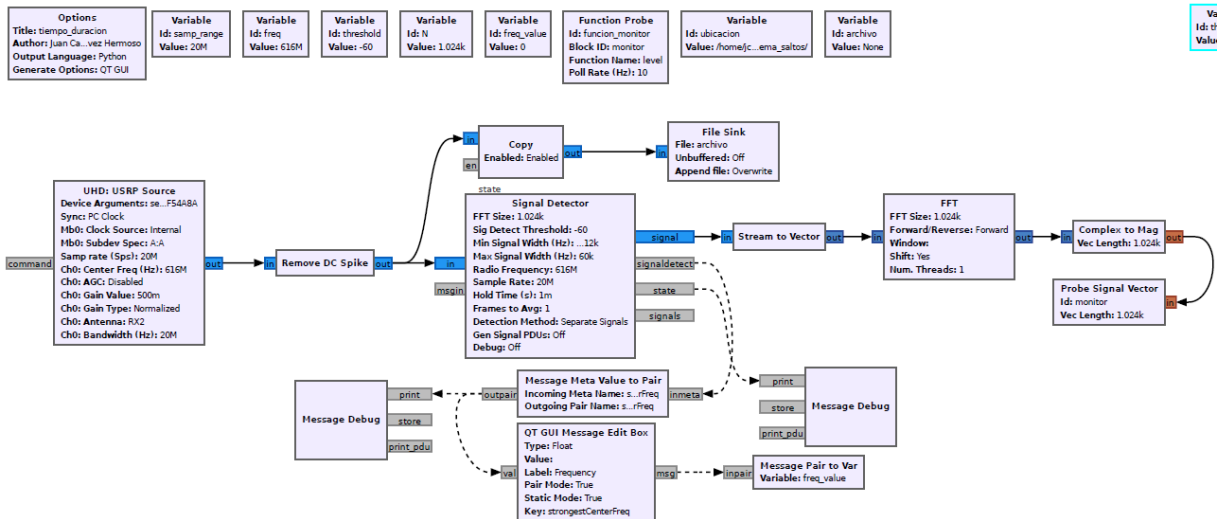


Figura 4-1 Diagrama a bloques para detección de señal.

Tal como se señaló en el capítulo anterior, se estableció que el valor de frecuencia de muestreo al cual no ocurre pérdida de información es de 20 MHz, eso considerando únicamente almacenamiento de muestras. Para el análisis en frecuencia, se requiere al menos de 1024 de estas muestras, las cuales cada una es tomada al menos en el intervalo de muestreo, es decir que cada $51.2 \mu\text{s}$ tendría lugar un conjunto completo para cálculo de la *FFT*. Solo considerando la interfaz *USB 3.0*, las muestras estarían disponibles sin mayor retardo, sin embargo, es aquí donde las interfaces lógicas de los bloques de *gnuradio-companion* comienzan a manifestar desbordamiento de datos.

El bloque de mitigación del nivel de *DC* es necesario pues la contribución de dicho nivel se comporta como un falso positivo ante la detección del bloque *DS*. La acción conjunta de los bloques que se encuentran entre “*USRP Source*” y “*Probe Signal*”

Vector”, provocan también la manifestación de la bandera de sobre flujo, es decir, la tasa a la cual bloques del diagrama consumen las muestras, es menor a la tasa en la cual se actualiza el buffer que recibe datos desde el *USRP*. Y así como en un caso previo, la frecuencia de muestreo debe bajar.

Considerando el estudio sobre una banda de frecuencia con muestreo de 12 MHz, el problema de sobre flujo deja de tener lugar, pero entonces hay que replantear la ventana de tiempo que existe entre conjunto de muestras, es decir 1 muestra tiene lugar cada 83.33 ns, un conjunto de 1024 entonces ocurre cada 85.33 μ s. Debido a la disminución en la frecuencia de muestreo, el ancho de banda visible por el análisis en el dominio de la frecuencia disminuye. Por otro lado, puesto que estamos mitigando la manifestación del nivel de *DC* directo de las muestras entregadas por el receptor, incrementar los puntos durante el cálculo de la *FFT* habrían de incrementar nuevamente la manifestación de *DC*.

Para reducir las manifestaciones de la discontinuidad entre muestras, además de ganar selectividad, fue agregado un filtro *FIR* pasa bandas justo después del bloque para mitigación de *DC*. El costo de esta etapa de filtrado no es en pérdidas por inserción, si no en carga computacional. En Figura 4-2, se puede observar la ubicación del bloque de filtrado adicional en el diagrama.

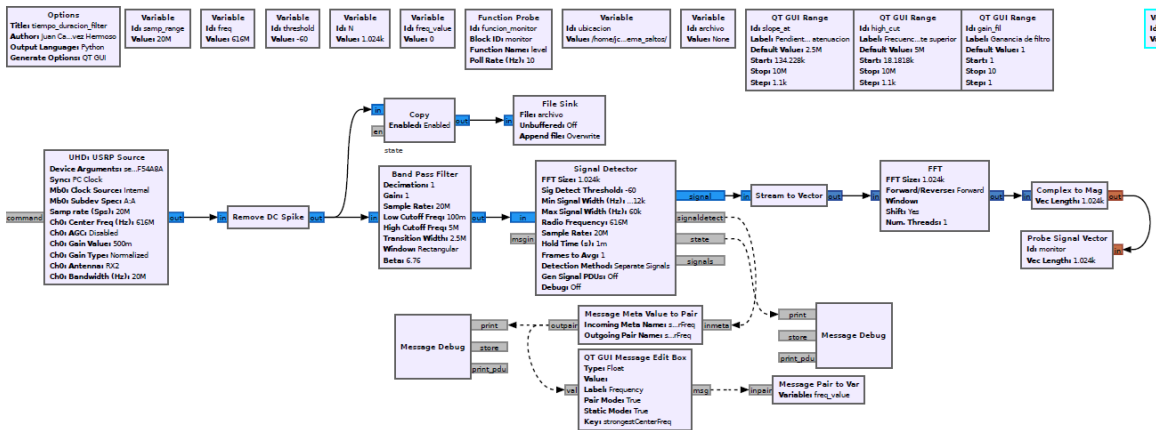


Figura 4-2 Diagrama a bloques para detección de señal con filtrado.

La selectividad en este caso está determinada por el número de muestras o “taps” del filtro *FIR*. Y sin ninguna duda, las operaciones de cómputo del filtro manifiestan un retardo inherente. En Figura 4-3, se muestra una gráfica que relaciona el número de *taps* con la frecuencia de muestreo evitando pérdida de muestras. La cantidad de *taps* va desde un filtro con pobre selectividad (3 *taps*), hasta uno de longitud igual al bloque de muestras utilizado (1024 *taps*). El mejoramiento de la selectividad tiene como objetivo disminuir los efectos de *aliasing* o manifestaciones de submuestreo en tanto a frecuencias adyacentes al ancho de banda visto por la frecuencia de *Nyquist*.

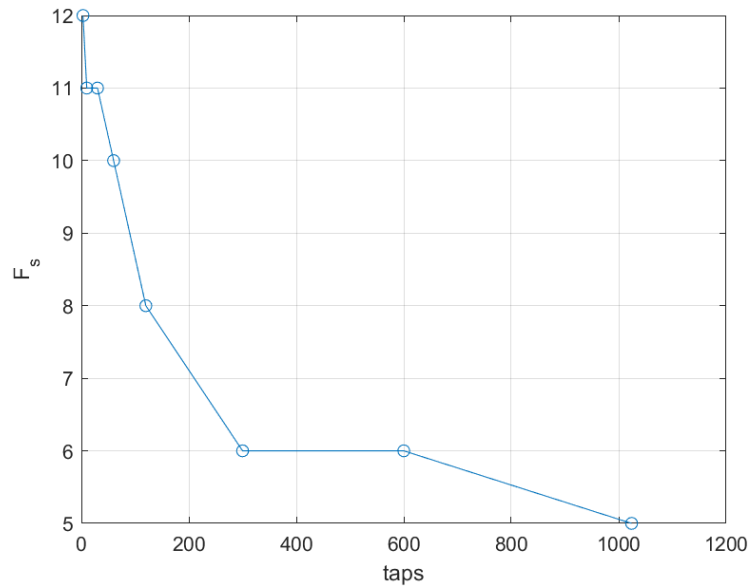


Figura 4-3 Relación de número de taps contra frecuencia de muestreo, obtenido a partir de mediciones.

A razón de no disminuir súbitamente la frecuencia de muestreo, pero buscando buenas características de selectividad, el filtro fue elegido con un número de *taps* tal que la frecuencia de muestreo permanezca en el orden de 10 MHz (102.4 μ s por captura de conjunto). En Figura 4-4, es posible ver el gráfico del análisis en el dominio de la frecuencia obtenido desde el bloque “*Probe Signal Vector*” sin los efectos del filtro, mientras que los efectos del filtrado pueden verse en Figura 4-5. En ésta última es posible identificar que la cantidad de atenuación lateral del espectro mostrado puede resultar algo excesiva, sobre todo si se considera que en esas frecuencias se podría tener una porción del espectro de la emisión, al mismo tiempo que un *alias* de alguna frecuencia adyacente esté presente.

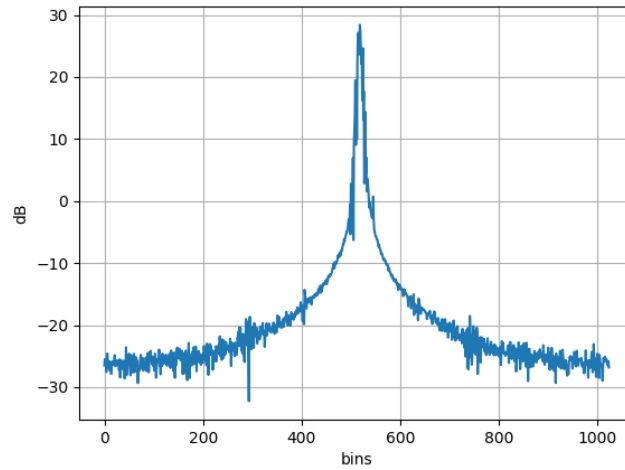


Figura 4-4 Análisis en frecuencia sin efectos de filtrado

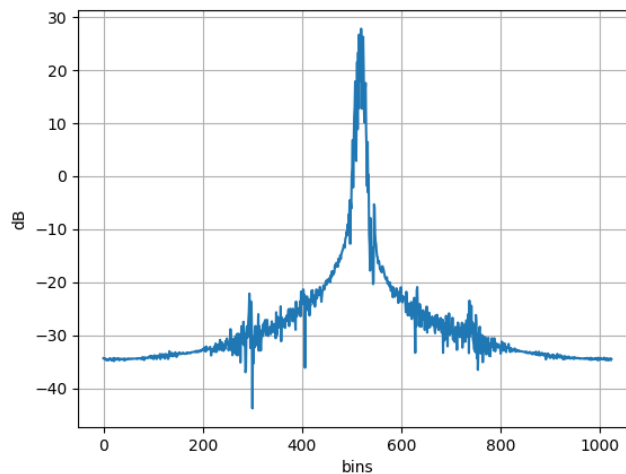


Figura 4-5 Análisis en frecuencia con efectos de filtrado

Téngase en cuenta que, así como la frecuencia de muestreo debió reducirse a fin de ganar selectividad y mitigar la pérdida de información con respecto a los procesos digitales que deben llevarse a cabo, el número de saltos en frecuencia para cobertura de las bandas de frecuencia se ha duplicado. Esto último impacta nuevamente en la capacidad de captación de emisiones, pues el barrido en frecuencia ahora habría de

llevarse a cabo en 238 saltos de frecuencia, en capturas de 1 segundo por salto, dando un total de 240 segundos totales por barrido, y generando ~35 GB en archivos de muestras.

Adicionalmente, cabe mencionar, que el tiempo de respuesta mínimo por instrucción descrita en lenguaje C++ se encuentra en el orden de decenas de milisegundos. Sin embargo, el lenguaje que evoca estas funciones es *Python* el cual habría de generar un retardo adicional. Se menciona esto, debido a que el tiempo en respuesta del receptor no es inmediato entre cada salto en frecuencia, lo cual de forma estricta habría de impactar en el tiempo de captura de emisiones breves. Con base en lo anterior, de la operación del código de la Figura 3-68 para saltos en frecuencia, fue posible establecer el tiempo de captura de información en ventanas de 1 segundo de duración, por lo que el tamaño de cada archivo es el mismo en cada salto. El tiempo entre interrupciones por medio de la *Función Prueba* es modificable, sin embargo, el tiempo de respuesta de esta función, a pesar de que puede precisarse en fracciones de segundos, llega a un punto en el que dicha interrupción comienza a entrar en conflicto con las operaciones del diagrama ejecutado y deja de funcionar. Se trata de la instrucción "*time.sleep()*", la cual para valores menores a 500 ms deja de ser consistente el tiempo de respuesta, y para valores por debajo de los 100 ms provoca los mencionados problemas de ejecución. Es decir que, si tomamos como referencia la duración de una emisión de tipo pulsante, la brevedad de este tipo de emisión tendría que ser apenas conmensurable con la latencia de la ejecución de las funciones definidas en Python.

4.2 Estimación de ancho de banda

4.2.1 x dB

En el capítulo 2 se expusieron dos métodos para estimación de ancho de banda además de las condiciones para obtenerse con un cierto grado de precisión. En la sección anterior se mencionaron las condiciones que relacionan al *span* con el criterio de máxima frecuencia de muestreo sin pérdida de información. Así entonces en continuación en esta sección se orienta a estudiar los procesos que limitan a la estimación de tiempo de duración para emisiones intermitentes, además de los procesos y compromisos en la operación de los algoritmos de estimación de ancho de banda.

Las condiciones bajo las cuales debe realizarse la estimación mediante este algoritmo fueron mencionadas en el capítulo 2, se presentan de manera concentrada a continuación:

- Estimación de frecuencia central.
- Intervalo de frecuencia mínimo al menos 1.5 veces el ancho de banda de la emisión.
- *RBW* de ancho igual al menos del 3% del intervalo de frecuencia visualizado.
- Detector de pico.
- Trazo de amplitudes espectrales con retención de máximo.
- Ancho de banda de la emisión con mínima dispersión.
- El valor de x debe encontrarse al menos 5 dB por encima del piso de ruido para un error menor al 10% en la estimación.

La utilidad del detector de pico y la estimación de frecuencia central van de la mano en la operación del bloque *DS*, pues al condicionar la detección con respecto a un umbral, se trataría entonces de que una pequeña porción del espectro visualizado superase dicho umbral. La condición relacionada al *RBW* queda solventada debido a la longitud designada para la *FFT* de N igual a 1024, es decir, para un *BW* amplio como 20 MHz la resolución en frecuencia que se tendría sería de 19.531 kHz, lo cual es 30 veces menor que la condición de resolución solicitada. La mínima dispersión el ancho de banda y la diferencia en al menos 5 dB entre el valor x y el piso de ruido, representan condiciones que implican al ajuste de la ganancia del receptor. Dicha ganancia tradicionalmente está relacionada con los elementos de protección a la entrada del receptor, sin embargo, en este caso la ganancia a la entrada del receptor es fija además de que las emisiones se eligieron con tal de no saturar al receptor durante las pruebas y así evitar la manifestación de elementos parásitos.

En Figura 4-6, se presenta el diagrama base para la implementación de funciones para estimación de ancho de banda mediante el algoritmo de x dB. Podemos ver que en este caso se prescinde de los bloques, además del código para captura condicional de Figura 3-68. La emisión para analizar posee un ancho de banda de 12.5 kHz, la frecuencia de muestreo será configurada a 200 kHz, mínima frecuencia configurable en el *USRP* con el fin de despreciar los efectos de pérdida de información y retardo de procesamiento. Dadas las características del bloque “FFT” de *gnuradio-companion*, la resolución en frecuencia corresponde a la división entre la frecuencia de muestreo y el número N (1024) longitud de la *FFT*, siendo este valor el número de *bins*. Como se

señaló en el capítulo 3, los elementos analógicos del *USRP* no influyen en la resolución en frecuencia como en el caso de los analizadores de espectro, por lo que para mejorar dicha característica, es necesario disminuir la frecuencia de muestreo manteniendo una misma longitud en *bins*, es decir, que con la frecuencia de muestreo a 200 kHz nuestra separación entre *bins* es de 195.325 Hz, preparando así el conjunto de datos con los que habrá de trabajar el algoritmo de estimación de ancho de banda. El código fuente de la prueba presentada en Figura 4-6 se encuentra en el Anexo A.

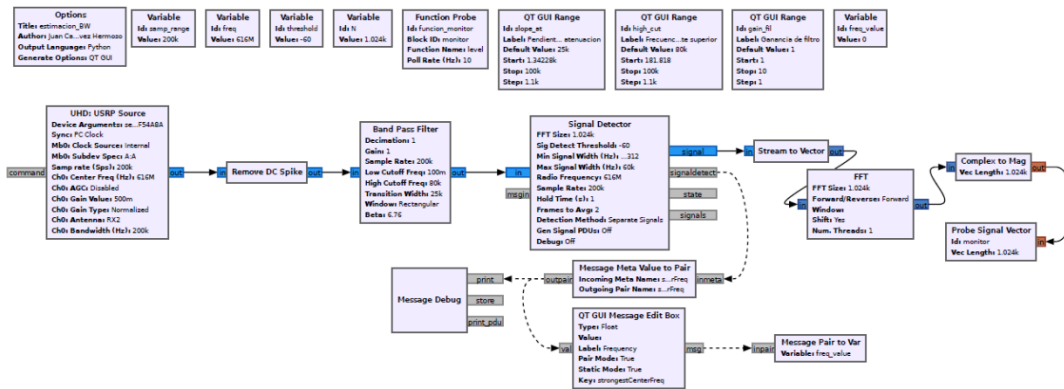


Figura 4-6 Diagrama base para implementación de algoritmo de estimación de ancho de banda a partir de bloque DS.

Para probar el funcionamiento de estimación del algoritmo $x dB$, fueron empleadas las siguientes señales: ancho de banda simple sin oscilaciones interferentes (Figura 4-7), emisión de interés más portadora lateral derecha como oscilación interferente (Figura 4-8) y emisión de interés más portadoras adyacentes como oscilaciones interferentes (Figura 4-9).

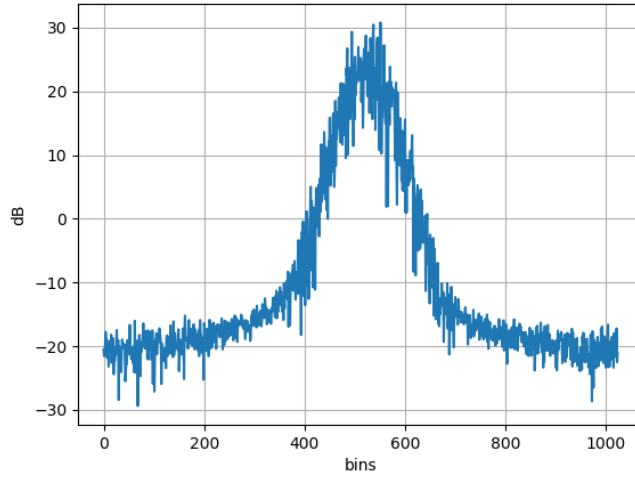


Figura 4-7 Caso 1, emisión útil de prueba sin oscilaciones interferentes.

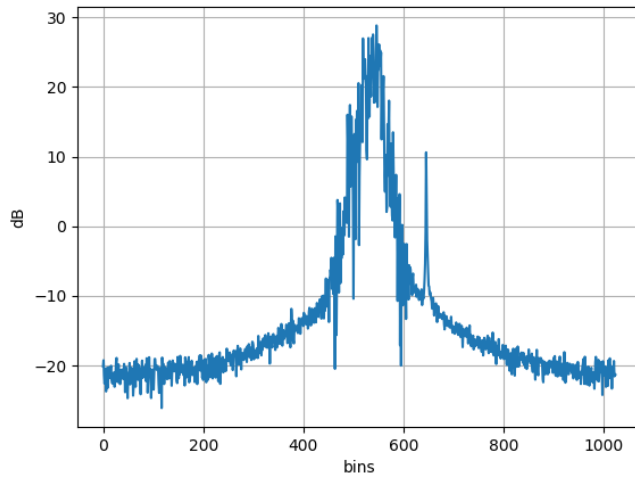


Figura 4-8 Caso 2, emisión de interés más portadora como oscilación interferente.

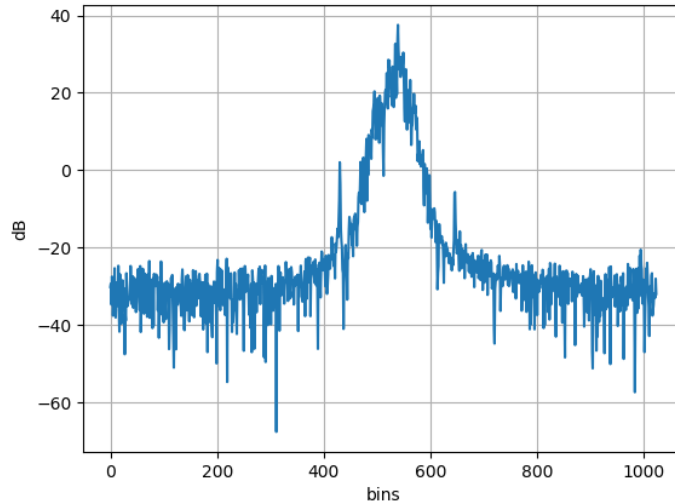


Figura 4-9 Caso 3, emisión de interés más par de portadoras adyacentes como oscilaciones interferentes.

Las pruebas de estimación de ancho de banda ante este conjunto de señales fueron realizadas adicionalmente bajo el efecto de la ventana de tipo *Hann* debido a los casos de empleo presentados en Tabla 2-2: combinación de señales armónicas, señales aleatorias de banda angosta y en general para señales de contenido desconocido.

Tabla 4-1 Estimación de ancho de banda con algoritmo x dB, span a 200 kHz, usando bloque DS

Caso	Función ventana	BW estimado (Hz)	Error (%)
1	Respuesta plana	12828	2.624
2		12141	2.872
3		12421	0.632
1	<i>Hann</i>	12479	0.168
2		12327	1.384
3		12017	3.864

Como el bloque *DS* emplea la *FFT* para la identificación de la frecuencia central de una emisión, llevar a cabo posteriormente la *FFT* nuevamente resulta impráctico, sin embargo, no es posible obtener las muestras en el dominio de la frecuencia desde dicho bloque. Puesto que el promedio habría de proveer de certidumbre a la estimación realizada por el bloque *DS* en tanto a la frecuencia central, se procedió a prescindir de su uso para entonces ver así la estimación realizada por el puro algoritmo sobre los datos resultantes de la *FFT*. La contribución de la función ventana no es del todo evidente debido quizá al promedio realizado por el bloque *DS*, sin embargo, su contribución debería verse reflejada en la reducción de la magnitud de manifestaciones de alta frecuencia por discontinuidad.

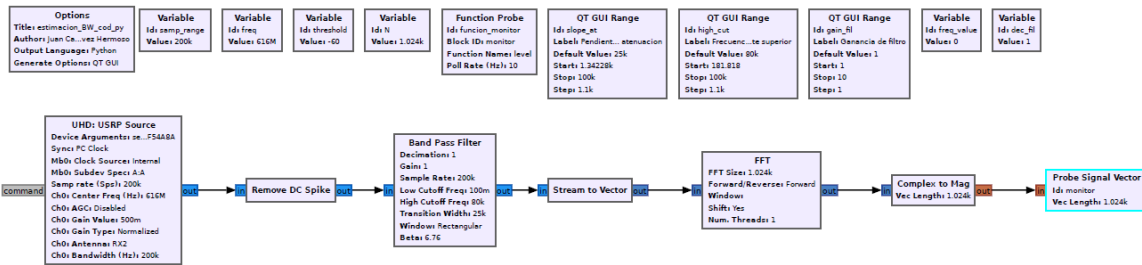


Figura 4-10 Diagrama base para inserción de código sin el bloque DS, a partir de datos en el dominio de la frecuencia.

Tabla 4-2 Estimación de ancho de banda con algoritmo x dB, span a 200 kHz sin bloque DS

Caso	Función ventana	BW estimado (Hz)	Error (%)
1	Respuesta plana	10840	13.279
2		10618	15.055
3		10353	17.175
1	Hann	10085	19.32
2		10138	18.896
3		10015	19.879

Resulta ser que además del promedio que explícitamente lleva a cabo el bloque *DS*, también la retención de máximo toma lugar. La variabilidad en el *BW* instantáneo sin retención de máximo refleja una estimación por debajo del ancho de banda esperado, cabe señalar que ante el empleo de la función ventana *Hann* el valor de la estimación se reduce aún más. El empleo de la función ventana habría de suavizar los cambios abruptos de oscilaciones estrechamente espaciadas, por lo que cambios rápidos habrían de presentar una pendiente. Es prudente señalar que, debido a la resolución, dicha pendiente con respecto a las amplitudes de los *bins*, habrían de reducir la

cantidad de elementos que componen al ancho de banda bajo la condición de x . En el caso del algoritmo x dB, la influencia de la relación entre amplitudes de la señal de interés y las oscilaciones interferentes, no tienen contribución en la estimación principalmente debido a la separación entre la frecuencia central de la emisión de interés y las oscilaciones interferentes. Por lo anterior, la estimación fue entonces llevada a cabo bajo un esquema similar al caso 2 de la Figura 4-8, pero variando la separación entre la frecuencia central de la emisión de interés y la interferente. Para hacer evidente su contribución la amplitud de la oscilación interferente fue de 10 dBc, y debido a las condiciones de retención de máximo el bloque DS es empleado nuevamente. Los resultados de esta prueba se encuentran en la Tabla 4-3.

Tabla 4-3 Estimación de ancho de banda con algoritmo x dB, ante oscilación interferente de amplitud 10 dBc, span 200 kHz, intervalos de separación entre frecuencias centrales, uso de bloque DS.

Separación entre frecuencias centrales (Hz)	BW estimado (Hz)	Error (%)
8000	12863.48	2.907
7000	12814.84	2.518
6000	12724.24	1.793
5000	12657.57	1.261
4000	12852.56	2.824
3000	12879.18	3.033

4.2.2 $\beta\%$

Por otro lado, la implementación del algoritmo $\beta\%$ considera de amplitudes y el intervalo de frecuencia visualizado. Como puede observarse en Figura 4-11, el espacio ocupado por la emisión de interés puede asegurarse al centro del intervalo junto con las oscilaciones interferentes adyacentes, tomando así lugar en menos del 50% del conjunto de amplitudes espectrales, es decir, que el resto de las amplitudes contribuyen en forma de ruido a la cantidad de energía total, valor importante en este método. Puesto que la resolución en frecuencia está dada por la frecuencia de muestreo y la cantidad N de muestras para la *FFT*, la relación de muestras puede reducirse mediante un proceso de diezmado, lo cual termina modificando esta resolución.

Las condiciones bajo las cuales debe emplearse este algoritmo se presentan de manera breve a continuación:

- Estimación de frecuencia central.
- Intervalo de frecuencia visualizado entre 1.5 y 2 veces el ancho de banda de la emisión.
- Detector de pico.
- Tiempo de adquisición automático.
- Trazo de amplitudes espectrales sin retención de máximo.
- Mínima dispersión adyacente.
- Asegurar una relación entre emisión e interferencias de al menos 30 dBc para un error en la estimación menor al 10%.
- Promedio sobre la estimación de al menos 400 veces.

Partiendo del diagrama a bloques presentado en la Figura 4-6, se agregaron las funciones para el algoritmo $\beta\%$, el código completo de esta implementación se encuentra contenido en el Anexo B. Las pruebas realizadas en este algoritmo fueron mediante la señal presentada en Figura 4-11, dos señales armónicas que funcionan como oscilaciones interferentes. Las oscilaciones adicionales se mantuvieron a una magnitud 30 dB menor que la magnitud máxima de la emisión central (condiciones similares a las del método x dB), de hecho, es posible visualizar que la emisión identificada por el número 2 refleja una magnitud menor al encontrarse cercana al intervalo superior donde los efectos del filtro pasa banda tiene lugar. Manteniendo fija la oscilación 2, la oscilación 1 fue desplazada hacia las cercanías de la emisión de interés, la cual recordemos se trata de una emisión con ancho de banda de 12.5 kHz.

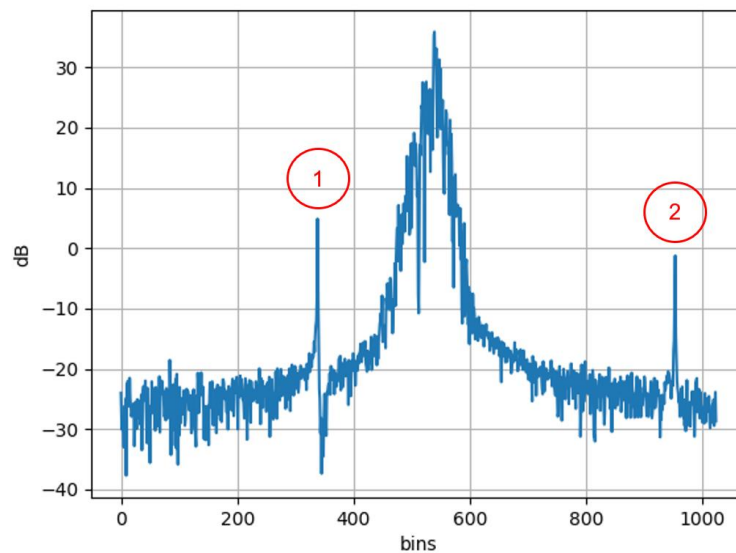


Figura 4-11 Emisión útil más par de portadoras adyacentes como oscilaciones interferentes para pruebas con algoritmo $\beta\%$.

Manteniendo las condiciones previas de frecuencia de muestreo para un *span* de 200 kHz, en Tabla 4-4 se encuentra un conjunto de estimaciones bajo presencia de la oscilación 2 y diferentes desplazamientos de la oscilación 1 con respecto a la frecuencia central de la emisión de interés. La relación de *span* y *BW* de la emisión de interés en este caso es de 16 veces, es decir que en las operaciones de este algoritmo la potencia total está conformada mayormente por ruido.

Tabla 4-4 Estimaciones de BW bajo presencia de oscilaciones adyacentes, span 200 kHz

Distancia entre oscilación 1 y frecuencia central de emisión (kHz)	<i>BW</i> (Hz)
12	42976.38
11	43155.24
10	45195.46
9	40470.30
8	43777.22
7	41615.16
6	40768.79

Reduciendo el *span* a 100 kHz mediante un valor de diezmado de 2, la relación con el *BW* es ahora de 8, en Tabla 4-5 se concentran las estimaciones bajo estas condiciones de *span*, en este caso la contribución de la oscilación 2 queda descartada, pues queda fuera del intervalo de frecuencia sobre el cual se lleva a cabo la estimación, esto debido por su lejanía con respecto a la frecuencia central de la emisión de interés, se presentan entonces las estimaciones bajo efecto del desplazamiento de oscilación 1.

Tabla 4-5 Estimaciones de BW bajo presencia de una oscilación adyacente, span 100 kHz

Distancia entre oscilación 1 y frecuencia central de emisión (kHz)	BW (Hz)
12	31136.38
11	29507.63
10	29484.40
9	31280.37
8	30683.17
7	32085.60
6	31905.62

La reducción del *span* tiene dos efectos, por un lado, se disminuye la contribución del ruido acumulado a medida que la relación entre *span* y *BW* se reduce, adicionalmente se conserva la relación de muestras *N*, tal que la resolución en frecuencia se ve favorecida. Para un *span* de 200 kHz, la resolución es de 195.3125 Hz entre bins; mientras que para un *span* de 100 kHz es de 97.6562 Hz. Entre las condiciones de precisión de la estimación por medio del algoritmo $\beta\%$ se especifica que la relación de *span* y *BW* debe ser de 1.5, es decir que en el intervalo la mayor contribución en la potencia total debería ser por la huella espectral de la emisión y en menor medida por ruido. En Tabla 4-6 se presentan las estimaciones ante una relación de 1.6 (*span/BW*, diezmado de 10), el espacio adyacente es mucho menor. La amplitud de oscilación 1 se ve afectada por los efectos del filtrado, ya que al encontrarse 9 kHz alejada de la frecuencia central se encuentra muy cercana al límite lateral inferior del *span*. La resolución en frecuencia es de 19.5312 Hz. A medida que la oscilación se acerca al

BW de la emisión, su contribución es cada vez menor debido a la relación de amplitudes de 30 dBc.

Tabla 4-6 Estimaciones de BW bajo presencia de una oscilación adyacente, span 20 kHz

Distancia entre oscilación 1 y frecuencia central de emisión (kHz)	<i>BW</i> (Hz)	Error (%)
9	15712.61	25.7
8	15617.35	24.93
7	15252.59	22.02
6	14832.57	18.66

Para cumplir con la relación de 1.5 entre span y *BW*, fue necesario un diezmado de 32 y una interpolación de 3 en la operación del filtro pasa banda, para lograr así un span de 18.750 kHz, con una resolución de 18.3105 Hz de separación entre cada bin. Puesto que la reducción del span con relación al caso anterior es apenas de 1.250 kHz, lo que sucede también es que los efectos del filtro confinan aún más el *BW* de la emisión de interés, afectando a la contribución de la oscilación 1 al igual que el rudo adyacente. En se presentan los resultados de la estimación de *BW* ante el desplazamiento de oscilación 1.

Tabla 4-7 Estimación de BW bajo presencia de una oscilación adyacente, span 18.750 kHz

Distancia entre oscilación 1 y frecuencia central de emisión (kHz)	<i>BW</i> (Hz)	Error (%)
9	15388.61	23.11
8	14307.58	14.46
7	13884.39	11.07
6	13735.15	9.88

La contribución de la oscilación 1 deja de ser significativa a medida que se traslapa con el *BW* de la emisión de interés, sin embargo, la estimación refleja un cierto ensanchamiento del espectro con respecto al valor real de 12.5 kHz. En Tabla 4-8 se presentan casos de estimación sobre el puro *BW* de la emisión. El primero de estos casos corresponde a la magnitud de la respuesta en frecuencia de la *FFT* y el filtrado pasa banda en las inmediaciones del *span*. El segundo caso considera los efectos de la función ventana *Hann*, la misma empleada en la operación del algoritmo *x dB*. Entre estas dos estimaciones hay apenas una diferencia de 270.83 Hz, que debido a la resolución se puede pensar en términos de la contribución por 15 *bins* de diferencia. Por otro lado, el confinamiento del *BW* sin reducción del *span* se realizó por medio del filtro pasa banda, tal que al conservar el *span* se mantiene la resolución en frecuencia, pero se disminuye la contribución del ruido adyacente al *BW*. La primera estimación bajo las condiciones anteriormente planteadas es bajo el efecto de un filtro donde la contribución de las amplitudes espectrales se habría de encontrar en un intervalo de 17.750 kHz en el *span* de 18.750 kHz. La segunda estimación, es en el intervalo de 16.750 kHz en el *span* de 18.750 kHz. El aumento en la selectividad debido al proceso

de filtrado digital permite disminuir aún más la contribución del ruido presente en las amplitudes espectrales adyacentes al BW de la emisión de interés.

En Tabla 4-8, se presentan casos bajo condiciones de selectividad debido a la función ventana *Hann* y efecto del filtro pasa banda limitando la dispersión de amplitudes en los límites laterales del intervalo de frecuencia analizado. Es posible identificar que este algoritmo presenta una alta dependencia con respecto a la amplitud de oscilaciones interferentes, además de la contribución del ruido acumulado debido a intervalos de frecuencia mayores al doble del BW de la emisión de interés.

Tabla 4-8 Estimación de BW sin interferencias, span 18.750 kHz, efectos de función ventana Hann y aumento en la selectividad de forma digital.

Caso	BW (Hz)	Error (%)
Sin función ventana (Respuesta plana)	13876.52	11.01
Función ventana <i>Hann</i>	13605.69	8.84
BW de filtro pasa banda < <i>span</i> , (1 kHz)	13158.57	5.26
BW de filtro pasa banda < <i>span</i> , (2 kHz)	12823.94	2.59

CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

El análisis bibliográfico abordado en la parte inicial de este trabajo permitió identificar los elementos involucrados en el funcionamiento de las plataformas *SDR* desde el punto de vista electrónico, y su estrecha relación con las herramientas de procesamiento digital de señales en vías de mitigar efectos derivados del proceso de digitalización, como es el caso de la arquitectura de los convertidores $\Delta\Sigma$ y su extenso empleo en arquitecturas *ZIF*. En este mismo sentido, la arquitectura de los equipos orientados análisis del espectro y análisis de señales, permitió establecer los mecanismos y características de detección necesarios por un receptor de propósito especial como lo es un equipo de metrología.

Desde el punto de vista de sistema, no solo se abordaron problemáticas que afectan al desempeño del radioreceptor, sino también las características que debería presentar el elemento transductor con este fin. La propuesta de antena para este trabajo se derivó justamente de una combinación de recomendaciones de la *ITU*, las cuales, a pesar de diferenciarse en términos de bandas de frecuencia, reflejan las necesidades y emisiones que habrían de tener lugar en cada una de éstas. Debido al extenso intervalo de frecuencia propuesto para *5G* en la banda de sub-6 GHz, el conjunto de sistemas operando en dicho intervalo además del complejo conjunto de emisiones y tecnología en desarrollo para el mismo, justifica enteramente al subsistema de antenas que se describe en los manuales de la *ITU* para la conformación de una estación de monitoreo. El panorama que describen las actuales posibles emisiones que deterioran el desempeño de los sistemas de comunicación móvil, permiten tener una referencia acerca de las problemáticas con las cuales opera

la tecnología actual, sin embargo, la coexistencia como medida de interoperabilidad de las tecnologías en cuestión de radio comunicación tiende a ser no solo una métrica generada por un sistema de regulación, sino una métrica propia con la que habría de contar incluso el dispositivo terminal en un ambiente espectral densamente ocupado.

El análisis en el dominio de la frecuencia e identificar las características de una emisión está sujeto a un conjunto de procesos y efectos que permiten hablar en la literatura de términos como huella espectral o índice de forma, con base en los cuales se derivan procesos más complejos para clasificación e identificación de señales. No obstante, las implicaciones del manejo de señales en el dominio de la frecuencia requieren del funcionamiento conjunto desde el sensor hasta la generación de muestras en el tiempo y los defectos que se manifiesten en toda esa cadena. A pesar de que la definición de factor de ruido es ampliamente estudiada desde el punto de vista de los elementos que conforman un radiorreceptor, los compromisos que se derivan de dicho concepto se ven implicados en el dominio digital. Es probable que la representación a bloques empleada por el estudio de figura de ruido no permita la abstracción del procesamiento como un bloque o un conjunto de bloques para comprender su contribución conjunta, sin embargo, es necesario precisar que una gran parte de este procesamiento se orienta a mitigar efectos analógicos que desde el punto de vista de elementos discretos resulta complicado contar con un grado lo suficientemente amplio de versatilidad además de calidad.

Condicionar la detección de señales al hecho de que su amplitud habría de ser dominante entre un conjunto, puede resultar ventajoso en un escenario donde la emisión a identificar corresponda a la señal de amplitud dominante. Sin embargo, dicho

escenario es más probable que ocurra con estas características para un dispositivo terminal que para el sistema de monitoreo en escucha, particularmente por el escenario que describe la acción de comunicación oportunistas o reutilización de frecuencia por sistemas no licenciados. Será quizás entonces los casos de coexistencia con sistemas de radiodifusión y sistemas radioelectrónicos los que describan circunstancias de una emisión de amplitud dominante ante la visualización del sistema de monitoreo.

El control automático de ganancia es una variable que en todos estos casos no estuvo a discusión, pero que como parte de un sistema de análisis de espectro es sumamente necesario. En el funcionamiento del bloque de detección de señal resulta algo crítico pues requeriría de una estimación dinámica de umbral, en relación con la ganancia del receptor.

La resolución en frecuencia y la selectividad son un punto crítico en relación con la capacidad de procesamiento asociada a las funciones de recepción. Por un lado, tenemos el ancho de banda visible para el receptor a partir de su frecuencia de muestreo, por otro lado, tenemos la profundidad de muestras elegido para el cálculo de la *FFT*. Ambos elementos van limitando el intervalo de análisis en el dominio de la frecuencia.

La manifestación del nivel de *CD* debido a la sola acción del muestreo y la necesidad de ventaneo, corresponden a las necesidades propias de procesamiento requerido por el segmento receptor en tanto a evitar falsos positivos en la detección de frecuencia central de emisiones que no están presentes en el espectro. Por otro lado, el conjunto de funciones ventana requieren de un cierto algoritmo de selección quizás ante un

funcionamiento automático con características dinámicas que doten de inteligencia o agilidad al proceso tradicional de monitoreo.

A pesar de que se habla de un radio definido por software, hay ciertos elementos de procesamiento que bien podrían delegarse a su implementación en hardware a medida, tal es el caso del proceso de traslación en frecuencia realizado por el elemento transceptor en el *USRP*. Ahora bien, la arquitectura de un *SDR* ya cuenta con un *FPGA*, cuya imagen bien podría albergar elementos de procesamiento responsables, más que de solo controlar la tarjeta hija, mitigar los defectos del análisis en el dominio de la frecuencia e incluso integrar una implementación de la transformada de Fourier. Es bien conocido que al hablar de *hardware* a la medida resulta complicado contar con un conjunto de opciones lo suficientemente amplio como para todos los casos posibles, no obstante, preparar la arquitectura de un radio para procesamiento intensivo, habría de facilitar tareas demandantes como las de filtrado o análisis en el dominio de la frecuencia evitando así pérdida de información o un cuello de botella debido a las interfaces, lo cual limita el desempeño del *SDR*.

En software especializado para análisis de señales, no solo en el dominio de la frecuencia sino también en el dominio de la modulación como *VSA*, la estimación del ancho de banda forma parte del proceso de identificación de la emisión cuya distribución espectral de potencia es de interés, pues es en dicha porción donde se habrían de buscar las variaciones de una señal portadora hasta llegar a la identificación de los símbolos asociados con dichas variaciones. Denominado como ancho de banda ocupado, es una medida de discriminación de una emisión de interés

de entre un conjunto de oscilaciones interferente o un intervalo de frecuencia visto por un receptor.

El desarrollo del presente trabajo de tesis deja planteadas las bases para diversos esfuerzos futuros en la dirección de ampliar el análisis en diferentes dominios. Un trabajo a futuro desde el punto de vista de *software* es la generación de bloques que alberguen los diferentes algoritmos presentados en este trabajo como una herramienta adicional en el análisis de señales en el dominio de la frecuencia. Los criterios de decisión para delimitación de las acciones de estimación bien podrían ser replanteados con base a las recomendaciones de la ITU-R, especialmente porque dicho análisis no considera condiciones de monitoreo cuyo objetivo sea llegar a considerar un estudio en el dominio de la modulación, para lo cual herramientas como aprendizaje máquina, lógica difusa, redes neuronales o estrategias de inteligencia artificial, podrían ayudar a explorar los elementos del análisis en el dominio de la frecuencia, y si bien no alcanzar una identificación o clasificación general de señales, al menos identificar métricas de evaluación en términos de coexistencia.

Finalmente, el desarrollo de *hardware* a la medida o específicamente la implementación de algoritmos a nivel digital en *FPGA* habrían de agilizar la capacidad de procesamiento de los *SDR* para un conjunto de aplicaciones generales, como lo son el análisis en el dominio de la frecuencia, el sobremuestreo, el submuestreo, ventaneo y quizás elementos de filtrado de tipo *IIR* o *FIR*. Sin embargo, el desarrollo de esto puede estar más relacionado con un proceso de diseño más profundo

ANEXO A: ALGORITMO X DB

```
#!/usr/bin/env python3
# -*- coding: utf-8 -*-

#
# SPDX-License-Identifier: GPL-3.0
#
# GNU Radio Python Flow Graph
# Title: estimacion_BW
# Author: Juan Carlos Chavez Hermoso
# GNU Radio version: 3.9.0.0-git

#.....-Módulos y variables.....#
import numpy as np
from scipy import fft
from matplotlib import pyplot as plt
import math
cont = 0
X = 30 #dB
#X = 60 #dB
#####

from distutils.version import StrictVersion

if __name__ == '__main__':
    import ctypes
    import sys
    if sys.platform.startswith('linux'):
        try:
            x11 = ctypes.cdll.LoadLibrary('libX11.so')
            x11.XInitThreads()
        except:
            print("Warning: failed to XInitThreads()")

from gnuradio import blocks
import pmt
from gnuradio import fft
from gnuradio.fft import window
from gnuradio import gr
from gnuradio.filter import firdes
import sys
import signal
from PyQt5 import Qt
from argparse import ArgumentParser
from gnuradio.eng_arg import eng_float, intx
from gnuradio import eng_notation
import mesa
import time
import threading
```

```

from gnuradio import qtgui

class estimacion_BW(gr.top_block, Qt.QWidget):

    def __init__(self):
        gr.top_block.__init__(self, "estimacion_BW", catch_exceptions=True)
        Qt.QWidget.__init__(self)
        self.setWindowTitle("estimacion_BW")
        qtgui.util.check_set_qss()
        try:
            self.setWindowIcon(Qt.QIcon.fromTheme('gnuradio-grc'))
        except:
            pass
        self.top_scroll_layout = Qt.QVBoxLayout()
        self.setLayout(self.top_scroll_layout)
        self.top_scroll = Qt.QScrollArea()
        self.top_scroll.setFrameStyle(Qt.QFrame.NoFrame)
        self.top_scroll_layout.addWidget(self.top_scroll)
        self.top_scroll.setWidgetResizable(True)
        self.top_widget = Qt.QWidget()
        self.top_scroll.setWidget(self.top_widget)
        self.top_layout = Qt.QVBoxLayout(self.top_widget)
        self.top_grid_layout = Qt.QGridLayout()
        self.top_layout.addLayout(self.top_grid_layout)
        self.settings = Qt.QSettings("GNU Radio", "estimacion_BW")

        try:
            if StrictVersion(Qt.qVersion()) < StrictVersion("5.0.0"):
                self.restoreGeometry(self.settings.value("geometry").toByteArray())
            else:
                self.restoreGeometry(self.settings.value("geometry"))
        except:
            pass

        #####
        # Variables
        #####
        self.threshold = threshold = -60
        self.samp_range = samp_range = 20e6
        self.funcion_monitor = funcion_monitor = 0
        self.freq = freq = 616e6
        self.N = N = 1024

        #####
        # Blocks
        #####
        self.monitor = blocks.probe_signal_vf(N)
        self.mesa_SignalDetector_0 = mesa.SignalDetector(1024, threshold, (samp_range/N),
        60000.0, freq, samp_range,
        0.001, 1, False, False,1)

```

```

def _funcion_monitor_probe():
    while True:

        global X
        global cont
        val = self.monitor.level()
        fcentral = self.freq_value
        if cont != 0:
            ##### Análisis enf recuencia #####
            var_ar = np.asarray(val)
            bins_vec = 20*np.log10(var_ar)
            plt.plot(bins_vec)
            plt.grid(True)
            plt.xlabel("bins")
            plt.ylabel("dB")
            plt.show()
            ##### ALgoritmo X dB #####
            index = busqueda(bins_vec)
            marcador1 = localizacion(1, bins_vec, index, X, self.N)
            marcador2 = localizacion(2, bins_vec, index, X, self.N)
            [Bk, Box] = estimacion(self.N, fcentral, self.samp_range, 1, 1, index, marcador1,
marcador2)
            print("Bk: "Bk)
            print("Box: "Box)
            Bm = decision(Bk, Box)
            print("Bm: "Bm)
        else:
            cont = 1

        try:
            self.set_funcion_monitor(val)
        except AttributeError:
            pass
        #time.sleep(1.0 / (10))

    _funcion_monitor_thread = threading.Thread(target=_funcion_monitor_probe)
    _funcion_monitor_thread.daemon = True
    _funcion_monitor_thread.start()

    self.fft_vxx_0 = fft.fft_vcc(N, True, (), True, 1)
    self.blocks_stream_to_vector_0 = blocks.stream_to_vector(gr.sizeof_gr_complex*1, N)
    self.blocks_msg_meta_to_pair_0 =
blocks.meta_to_pair('strongestCenterFreq','strongestCenterFreq')
    self.blocks_message_debug_0_0 = blocks.message_debug()
    self.blocks_file_source_0 = blocks.file_source(gr.sizeof_gr_complex*1,
'/home/jcch/tesis/capt_prueba_1.dat', True, 0, 0)
    self.blocks_file_source_0.set_begin_tag(pmt.PMT_NIL)
    self.blocks_correctiq_0 = blocks.correctiq()
    self.blocks_complex_to_mag_0 = blocks.complex_to_mag(N)

#####

```



```

# Connections
#####
self.msg_connect((self.blocks_msg_meta_to_pair_0, 'outpair'),
(self.blocks_message_debug_0_0, 'print'))
self.msg_connect((self.mesa_SignalDetector_0, 'signaldetect'),
(self.blocks_msg_meta_to_pair_0, 'inmeta'))
self.connect((self.blocks_complex_to_mag_0, 0), (self.monitor, 0))
self.connect((self.blocks_correctiq_0, 0), (self.mesa_SignalDetector_0, 0))
self.connect((self.blocks_file_source_0, 0), (self.blocks_correctiq_0, 0))
self.connect((self.blocks_stream_to_vector_0, 0), (self.fft_vxx_0, 0))
self.connect((self.fft_vxx_0, 0), (self.blocks_complex_to_mag_0, 0))
self.connect((self.mesa_SignalDetector_0, 0), (self.blocks_stream_to_vector_0, 0))

def closeEvent(self, event):
    self.settings = Qt.QSettings("GNU Radio", "estimacion_BW")
    self.settings.setValue("geometry", self.saveGeometry())
    event.accept()

def get_threshold(self):
    return self.threshold

def set_threshold(self, threshold):
    self.threshold = threshold
    self.mesa_SignalDetector_0.setSquelch(self.threshold)

def get_samp_range(self):
    return self.samp_range

def set_samp_range(self, samp_range):
    self.samp_range = samp_range
    self.mesa_SignalDetector_0.setMinWidthHz((self.samp_range/self.N))

def get_funcion_monitor(self):
    return self.funcion_monitor

def set_funcion_monitor(self, funcion_monitor):
    self.funcion_monitor = funcion_monitor

def get_freq(self):
    return self.freq

def set_freq(self, freq):
    self.freq = freq
    self.mesa_SignalDetector_0.setCenterFrequency(self.freq)

def get_N(self):
    return self.N

def set_N(self, N):
    self.N = N

```

```

self.mesa_SignalDetector_0.setMinWidthHz((self.samp_range/self.N))

def busqueda(bins_vec):
    max_item = max(bins_array)
    index_max_item = [index for index, item in enumerate(bins_array) if item == max_item]
#built in method
    return index_max_item[0]

def localizacion(marcador, bins_vec, index, X, N):
    if marcador == 1: #recorre a la derecha el vector de bins
        busc_ind = index + 1
        for aux_desp in range(N-1)
            m1_index = busc_index + aux_desp
            VA = abs(bins_vec(index)-bins_vec(m1_index))
            delta = ((VA - X)/VE) * 100
            if delta <= 10 || m1_index == N-1:
                return m1_index
    elif macador == 2: #recorre a la izquierda el vector de bins
        busc_ind = index - 1
        for aux_desp in range(N-1)
            m2_index = busc_index - aux_desp
            VA = abs(bins_vec(index) - bins_vec(m1_index))
            delta = ((VA - X)/VE) * 100
            if delta <= 10 || m2_index == 0:
                return m2_index
    else:
        print("Valor incorrecto de marcador (1|2)")

def estimacion(N, fcentral, fs, interpolacion, diezmado, index, marcador1, marcador2):
    frec_vec = resolucion(N, fcentral, fs, interpolacion, diezmado)
    Bk1 = abs(frec_vec(index) - frec_vec(marcador1))
    Bk2 = abs(frec_vec(index) - frec_vec(marcador2))
    if Bk1 < Bk2:
        Bk = Bk1
    else:
        Bk = Bk2
    Box = abs(frec_vec(marcador1) - frec_vec(marcador2))
    return [Bk, Box]

def resolucion(N, fcentral, fs, interpolacion, diezmado, ind_inf, ind_sup):
    if interpolacion = 1 and diezmado = 1
        res_frec = fs/N
    else:
        res_frec = ((fs*interpolacion)/diezmado)/N
    vector_frecuencia = [0 for a in range(N)]
    for index in range(N):
        if index < N/2:

```

```

    vector_frecuencia[index] = (((N/2)-1)-index)*res_frec - fcentral
elif index = N/2:
    vector_frecuencia[index] = fcentral
    contador = 1
else
    vector_frecuencia[index] = fcentral + res_frec*contador
    contador = contador+1
return vector_frecuencia

def decision(Bk, Box):
    if 2*Bk < Box:
        Bm = 2*Bk
    else:
        Bm = Box
    return Bm

def main(top_block_cls=estimacion_BW, options=None):

    if StrictVersion("4.5.0") <= StrictVersion(Qt.qVersion()) < StrictVersion("5.0.0"):
        style = gr.prefs().get_string('qtgui', 'style', 'raster')
        Qt.QApplication.setGraphicsSystem(style)
    qapp = Qt.QApplication(sys.argv)

    tb = top_block_cls()

    tb.start()

    tb.show()

    def sig_handler(sig=None, frame=None):
        Qt.QApplication.quit()

    signal.signal(signal.SIGINT, sig_handler)
    signal.signal(signal.SIGTERM, sig_handler)

    timer = Qt.QTimer()
    timer.start(500)
    timer.timeout.connect(lambda: None)

    def quitting():
        tb.stop()
        tb.wait()

    qapp.aboutToQuit.connect(quitting)
    qapp.exec_()

if __name__ == '__main__':
    main()

```

ANEXO B: ALGORITMO β

```
#!/usr/bin/env python3
# -*- coding: utf-8 -*-

#
# SPDX-License-Identifier: GPL-3.0
#
# GNU Radio Python Flow Graph
# Title: estimacion_BW
# Author: Juan Carlos Chavez Hermoso
# GNU Radio version: 3.9.0.0-git

#.....Módulos y variables.....#
import numpy as np
from scipy import fft
from matplotlib import pyplot as plt
import math
cont = 0
beta = 1 #%
#####

from distutils.version import StrictVersion

if __name__ == '__main__':
    import ctypes
    import sys
    if sys.platform.startswith('linux'):
        try:
            x11 = ctypes.cdll.LoadLibrary('libX11.so')
            x11.XInitThreads()
        except:
            print("Warning: failed to XInitThreads()")

from gnuradio import blocks
import pmt
from gnuradio import fft
from gnuradio.fft import window
from gnuradio import gr
from gnuradio.filter import firdes
import sys
import signal
from PyQt5 import Qt
from argparse import ArgumentParser
from gnuradio.eng_arg import eng_float, intx
from gnuradio import eng_notation
import mesa
import time
import threading
```

```

from gnuradio import qtgui

class estimacion_BW(gr.top_block, Qt.QWidget):

    def __init__(self):
        gr.top_block.__init__(self, "estimacion_BW", catch_exceptions=True)
        Qt.QWidget.__init__(self)
        self.setWindowTitle("estimacion_BW")
        qtgui.util.check_set_qss()
        try:
            self.setWindowIcon(Qt.QIcon.fromTheme('gnuradio-grc'))
        except:
            pass
        self.top_scroll_layout = Qt.QVBoxLayout()
        self.setLayout(self.top_scroll_layout)
        self.top_scroll = Qt.QScrollArea()
        self.top_scroll.setFrameStyle(Qt.QFrame.NoFrame)
        self.top_scroll_layout.addWidget(self.top_scroll)
        self.top_scroll.setWidgetResizable(True)
        self.top_widget = Qt.QWidget()
        self.top_scroll.setWidget(self.top_widget)
        self.top_layout = Qt.QVBoxLayout(self.top_widget)
        self.top_grid_layout = Qt.QGridLayout()
        self.top_layout.addLayout(self.top_grid_layout)
        self.settings = Qt.QSettings("GNU Radio", "estimacion_BW")

        try:
            if StrictVersion(Qt.qVersion()) < StrictVersion("5.0.0"):
                self.restoreGeometry(self.settings.value("geometry").toByteArray())
            else:
                self.restoreGeometry(self.settings.value("geometry"))
        except:
            pass

        #####
        # Variables
        #####
        self.threshold = threshold = -60
        self.samp_range = samp_range = 20e6
        self.funcion_monitor = funcion_monitor = 0
        self.freq = freq = 616e6
        self.N = N = 1024

        #####
        # Blocks
        #####
        self.monitor = blocks.probe_signal_vf(N)
        self.mesa_SignalDetector_0 = mesa.SignalDetector(1024, threshold, (samp_range/N),
        60000.0, freq, samp_range,
        0.001, 1, False, False,1)
        def _funcion_monitor_probe():

```

```

while True:

    global beta
    global cont
    val = self.monitor.level()
    fcentral = self.freq_value
    if cont != 0:
        ##### Análisis en frecuencia #####
        var_ar = np.asarray(val)
        bins_vec = 20*np.log10(var_ar)
        plt.plot(bins_vec)
        plt.grid(True)
        plt.xlabel("bins")
        plt.ylabel("dB")
        plt.show()
        ##### ALgoritmo X dB #####
        sum_total = suma_total(bins_vec,self.N)
        ind_inf = suma_inf(bins_vec, self.N, sum_total, beta)
        ind_sup = suma_sup(bins_vec, self.N, sum_total, beta)
        Bw = resolucion(self.N, self.freq, self.samp_range, 1, 1, ind_inf, ind_sup)
        print("Bw: "Bw)
    else:
        cont = 1

    try:
        self.set_funcion_monitor(val)
    except AttributeError:
        pass
    #time.sleep(1.0 / (10))

    _funcion_monitor_thread = threading.Thread(target=_funcion_monitor_probe)
    _funcion_monitor_thread.daemon = True
    _funcion_monitor_thread.start()

    self.fft_vxx_0 = fft.fft_vcc(N, True, (), True, 1)
    self.blocks_stream_to_vector_0 = blocks.stream_to_vector(gr.sizeof_gr_complex*1, N)
    self.blocks_msg_meta_to_pair_0 =
blocks.meta_to_pair('strongestCenterFreq','strongestCenterFreq')
    self.blocks_message_debug_0_0 = blocks.message_debug()
    self.blocks_file_source_0 = blocks.file_source(gr.sizeof_gr_complex*1,
'/home/jcch/tesis/capt_prueba_1.dat', True, 0, 0)
    self.blocks_file_source_0.set_begin_tag(pmt.PMT_NIL)
    self.blocks_correctiq_0 = blocks.correctiq()
    self.blocks_complex_to_mag_0 = blocks.complex_to_mag(N)

    #####
    # Connections
    #####
    self.msg_connect((self.blocks_msg_meta_to_pair_0, 'outpair'),
(self.blocks_message_debug_0_0, 'print'))

```

```

        self.msg_connect((self.mesa_SignalDetector_0,
                          (self.blocks_msg_meta_to_pair_0, 'inmeta')),
                          'signaldetect'),
        self.connect((self.blocks_complex_to_mag_0, 0), (self.monitor, 0))
        self.connect((self.blocks_correctiq_0, 0), (self.mesa_SignalDetector_0, 0))
        self.connect((self.blocks_file_source_0, 0), (self.blocks_correctiq_0, 0))
        self.connect((self.blocks_stream_to_vector_0, 0), (self.fft_vxx_0, 0))
        self.connect((self.fft_vxx_0, 0), (self.blocks_complex_to_mag_0, 0))
        self.connect((self.mesa_SignalDetector_0, 0), (self.blocks_stream_to_vector_0, 0))

def closeEvent(self, event):
    self.settings = Qt.QSettings("GNU Radio", "estimacion_BW")
    self.settings.setValue("geometry", self.saveGeometry())
    event.accept()

def get_threshold(self):
    return self.threshold

def set_threshold(self, threshold):
    self.threshold = threshold
    self.mesa_SignalDetector_0.setSquelch(self.threshold)

def get_samp_range(self):
    return self.samp_range

def set_samp_range(self, samp_range):
    self.samp_range = samp_range
    self.mesa_SignalDetector_0.setMinWidthHz((self.samp_range/self.N))

def get_funcion_monitor(self):
    return self.funcion_monitor

def set_funcion_monitor(self, funcion_monitor):
    self.funcion_monitor = funcion_monitor

def get_freq(self):
    return self.freq

def set_freq(self, freq):
    self.freq = freq
    self.mesa_SignalDetector_0.setCenterFrequency(self.freq)

def get_N(self):
    return self.N

def set_N(self, N):
    self.N = N
    self.mesa_SignalDetector_0.setMinWidthHz((self.samp_range/self.N))

def suma_total(bins_vec,N):
    aux_sum = 0

```

```

    for aux_i in range(N-1):
        aux_suma = aux_suma + bins_vec(aux_i)
    return aux_sum

def suma_inf(bins_vec,N,sum_total,beta):
    aux_sum = 0
    for aux_i in range(N-1):
        aux_sum = aux_sum + bins_vec(aux_i)
        if aux_sum >= sum_total*(beta/2) :
            return aux_i

def suma_sup(bins_vec,N,sum_total,beta):
    aux_sum = 0
    for aux_i in range(N-1):
        index = (N-1)-aux_i
        aux_sum = aux_sum + bins_vec(index)
        if aux_sum >= sum_total*(beta/2) :
            return index

def resolucion(N, fcentral, fs, interpolacion, diezmado, ind_inf, ind_sup):
    if interpolacion = 1 and diezmado = 1
        res_frec = fs/N
    else:
        res_frec = ((fs*interpolacion)/diezmado)/N
    vector_frecuencia = [0 for a in range(N)]
    for index in range(N):
        if index < N/2:
            vector_frecuencia[index] = (((N/2)-1)-index)*res_frec - fcentral
        elif index = N/2:
            vector_frecuencia[index] = fcentral
            contador = 1
        else
            vector_frecuencia[index] = fcentral + res_frec*contador
            contador = contador+1
    bw = vector_frecuencia[ind_sup] - vector_frecuencia[ind_inf]
    return bw

def main(top_block_cls=estimacion_BW, options=None):

    if StrictVersion("4.5.0") <= StrictVersion(Qt.qVersion()) < StrictVersion("5.0.0"):
        style = gr.prefs().get_string('qtgui', 'style', 'raster')
        Qt.QApplication.setGraphicsSystem(style)
    qapp = Qt.QApplication(sys.argv)

    tb = top_block_cls()

    tb.start()

    tb.show()

```



```
def sig_handler(sig=None, frame=None):
    Qt.QApplication.quit()

signal.signal(signal.SIGINT, sig_handler)
signal.signal(signal.SIGTERM, sig_handler)

timer = Qt.QTimer()
timer.start(500)
timer.timeout.connect(lambda: None)

def quitting():
    tb.stop()
    tb.wait()

qapp.aboutToQuit.connect(quitting)
qapp.exec_()

if __name__ == '__main__':
    main()
```

REFERENCIAS

- [1] Instituto Federal de Telecomunicaciones, “El Espectro Radioeléctrico En México. Estudio Y Acciones”, México, 2012.
- [2] ITU-R, *ITU-R Radiocommunication Study Groups*. Geneva, Switzerland: International Telecommunication Union, 2016.
- [3] Radiocommunication Sector of ITU, “Spectrum redeployment as a method of national spectrum management. Recommendation ITU-R SM.1603-2”, 2014.
- [4] 3GPP, “Release 15 TR 21.915 v2.0.0”, 2019.
- [5] Qorvo, “Key Frequency Bands”, 2019. [En línea]. Disponible en: <https://www.qorvo.com/design-hub/design-tools/key-frequency-bands>.
- [6] Keysight Technologies, “5G New Radio Coexistence in Wireless Communications”, 2019.
- [7] Rohde & Schwarz, “Wireless Communications Standards”, 2019.
- [8] C. Mukundan, “Understanding 5G New Radio Release 15 / 16 Standards”. Keysight World 2019 Americas, pp. 7, 9, 2019.
- [9] “5G: How Much is Real vs. Marketing? | Microwaves & RF”. [En línea]. Disponible en: https://www.mwrf.com/technologies/systems/article/21119441/5g-how-much-is-real-vs-marketing?utm_source=RF+MWRF+Update&utm_medium=email&utm_campaign=CPS200102050&o_eid=6264E6801612B5Z&rdx.ident%5Bpull%5D=omeda%7C6264E6801612B5Z&oly_enc_id=6264E6801612B5Z. [Consultado: 10-ene-

2020].

- [10] 3GPP, “Specifications Groups”, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.3gpp.org/specifications-groups>. [Consultado: 22-sep-2021].
- [11] C. Links, “5G or Wi-fi 6”, *Microwave Journal*. Qorvo, p. 5, 2018.
- [12] J. Medler, “Progress in EMC standardization New developments in CISPR product standards for emission measurements”. Rohde & Schwarz, pp. 30–44, 2019.
- [13] Tektronix, “Emission Control, Radiation Hazards, and the Value of Intelligent RF Sensing for These Applications”, p. 3, 2019.
- [14] H. Mazar, *Radio Spectrum Management Policies, regulations and techniques*. Wiley, 2016.
- [15] Radiocommunication Bureau-ITU, “Handbook Spectrum Monitoring”, *International Telecommunication Union (ITU)*. Geneva, Switzerland, pp. xii, 4–5, 10–15, 29, 94–103, 133–139, 2011.
- [16] J. Tan, L. Zhang, Y.-C. Liang, y D. Niyato, “Intelligent Sharing for LTE and WiFi Systems in Unlicensed Bands: A Deep Reinforcement Learning Approach”, *IEEE Trans. Commun.*, pp. 1–1, feb. 2020.
- [17] B. Van Den Bergh *et al.*, “Electrosense: Crowdsourcing spectrum monitoring”, en *2017 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks, DySPAN 2017*, 2017.
- [18] Y. Lin, Y. Ye, y Y. Yang, “Crowdsourcing-based Spectrum Monitoring at A Large

Geographical Scale”, en *2019 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks, DySPAN 2019*, 2019.

- [19] ITU-R, “Recommendation ITU-R SM.1600-3 Technical identification of digital signals”, 2017.
- [20] Rohde & Schwarz, “Implementation of Real-Time Spectrum Analysis”. pp. 3, 7, 2015.
- [21] IFT, “Estudio de ocupación de bandas relevantes del espectro radioeléctrico”. 2016.
- [22] E. Brunner, “Cellular Communications Tutorial”, *Analog Devices*. Munich, Germany, pp. 4–5, 2000.
- [23] Y. Liu, Z. Qin, M. ElKashlan, Z. Ding, A. Nallanathan, y L. Hanzo, “Nonorthogonal Multiple Access for 5G and beyond”, *Proc. IEEE*, vol. 105, núm. 12, pp. 2347–2349, 2017.
- [24] Standards Committee of the IEEE Power Electronics Society, *IEEE Recommended Practice for Electronic Power Subsystems Parameter Definitions, Test Conditions, and Test Methods*. 2008.
- [25] B. Peterson, “Spectrum Analysis Basics”. Keysight, pp. 1, 5, 9, 18, 55-76, 2013.
- [26] E. Morris, *Circuit concepts Spectrum Analyzer Circuits*. Beaverton, Oregon: Tecktronix, 1969.
- [27] C. Rauscher, V. Janssen, y R. Minihold, *Fundamentals of Spectrum Analysis*, 6th ed. München Germany: Rohde & Schwarz, 2008.

- [28] Keysight Technologies, "Different Types of Spectrum Analyzers". [En línea]. Disponible en: http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/concepts/Content/concepts_types_spec_an.htm. [Consultado: 04-nov-2019].
- [29] Keysight Technologies, "The Fundamentals of Signal Analysis". pp. 15–16, 2014.
- [30] U. Jayamohan y A. Engineer, "Not Your Grandfather's ADC: RF Sampling ADCs Offer Advantages in Systems Design". pp. 1, 2, 5, 2015.
- [31] G. Manganaro, "A Wideband Analog Front End Based on a Continuous Time, Δ - Σ High Speed ADC Reduces Power Consumption of High Performance Communication and Instrumentation Systems". pp. 1–2, 2015.
- [32] R. H. Hosking, "Putting FPGAa to work in software radio systems". Pentek, 2018.
- [33] Analog Devices, "JESD204B Survival Guide", pp. 2–3, 11–12, 2014.
- [34] CYPRESS PERFORM, "A Comparison of CML and LVDS for High-Speed Serial Links", 2002.
- [35] ITU-R SM.1809, "Recommendation ITU-R SM.1809-0", *ITU*. 2007.
- [36] Keysight Technologies, "Vector Signal Analysis Basics". pp. 2–4, 2017.
- [37] IEEE Communications Society, *IEEE Standard for Definitions and Concepts for Dynamic Spectrum Access: Terminology Relating to Emerging Wireless Networks, System Functionality, and Spectrum Management*. 2019.
- [38] B. Clarke, "Maximizing the Dynamic Range of Software-Defined Radio". Analog Devices, p. 1, 2014.

- [39] T. F. Collins, R. Getz, D. Pu, y A. M. Wyglinski, *Software-Defined Radio for engineers*. Artech House, 2018.
- [40] F. Y. Limpraptono y E. Nurcahyo, “Remote spectrum analyzer based on web software defined radio for use in telecommunication engineering remote laboratory”, *J. Telecommun. Electron. Comput. Eng.*, vol. 10, núm. 2–3, pp. 79–82, 2018.
- [41] M. Ettus y M. Braun, *Opportunistic spectrum sharing and white space access: The practical reality*, 1st ed. 2015.
- [42] O. Golovin V y H. Jardón A, *Receptores para sistemas de radiocomunicación*, 2nd ed. México: Alfaomega, 1998.
- [43] J. Mitola, “Software radios-survey, critical evaluation and future directions”, en *Proceedings - National Telesystems Conference, NTC 1992*, 1992.
- [44] D. Frizelle, “Transmit LO Leakage (LOL)-An Issue of Zero-IF That Isn’t Making People Laugh Out Loud”. Analog Devices, 2017.
- [45] F. Kearney y D. Frizelle, “Complex RF Mixers, Zero-IF Architecture, and Advanced Algorithms: The Black Magic in Next-Generation SDR Transceivers”. Analog Devices, 2017.
- [46] Analog Devices, “RF Agile Transceiver AD9361”. Analog Devices, pp. 33–35, 2013.
- [47] “Modelling and Simulating Analog Devices’ RF Transceivers with MATLAB and RF Blockset - Video - MATLAB & Simulink”. [En línea]. Disponible en:

<https://www.mathworks.com/videos/modelling-and-simulating-analog-devices-rf-transceivers-with-matlab-and-simrf-89934.html>. [Consultado: 09-oct-2019].

- [48] “DARPA’s Colosseum Emulates EM Environments | Microwaves & RF”. [En línea]. Disponible en: <https://www.mwrf.com/technologies/test-measurement/article/21848345/darpas-colosseum-emulates-em-environments>. [Consultado: 13-ago-2020].
- [49] “What is Phase Noise | Phase Jitter | Electronics Notes”. [En línea]. Disponible en: https://www.electronics-notes.com/articles/basic_concepts/electronic-rf-noise/phase-noise-jitter-what-is.php. [Consultado: 14-abr-2020].
- [50] H. Jardón A, *Fundamentos de los sistemas modernos de comunicación*, 1 st. México, D.F.: Alfaomega, 2002.
- [51] Rohde & Schwarz, “High-Quality equipment for your EMI demands”, 2018.
- [52] H. W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, 2 nd. Wiley, 1988.
- [53] P. Denisowski, “An Introduction to EMC Amplifiers”. Rohde & Schwarz, p. 5, 2016.
- [54] R. Zitouni, “Software defined radio for cognitive wireless sensor networks: A reconfigurable IEEE 802.15.4 Standard”, Université Paris-EST, 2015.
- [55] T. Rahkonen, “Phenomena caused by nonlinearities & Ways to model nonlinear effects”, en *Analysis of analog circuits using Volterra series*, Oulu, Finland: University of Oulu, 1999.
- [56] T. Rahkonen, “Basics of Volterra analysis”, en *Analysis of analog circuits using*

Volterra series, Oulu, Finland: University of Oulu, 1999.

- [57] “What’s The Difference Between The Third-Order Intercept And The 1-dB Compression Points? | Electronic Design”. [En línea]. Disponible en: <https://www.electronicdesign.com/resources/whats-the-difference-between/article/21799714/whats-the-difference-between-the-thirdorder-intercept-and-the-1db-compression-points>. [Consultado: 08-abr-2020].
- [58] D. A. Hall, “Understanding intermodulation distortion measurements”. *Electronic Design*, 2013.
- [59] M. Simon, “Interaction of Intermodulation Products between DUT and Spectrum Analyzer”. Rohde & Schwarz, p. 3, 2012.
- [60] “Measuring Noise Floor for Dynamic Signal Analyzer (DSA) Devices - National Instruments”. [En línea]. Disponible en: <https://knowledge.ni.com/KnowledgeArticleDetails?id=kA00Z0000019Z0XSAU&l=es-MX>. [Consultado: 22-abr-2020].
- [61] “Guided Tutorial Introduction - GNU Radio”. [En línea]. Disponible en: https://wiki.gnuradio.org/index.php/Guided_Tutorial_Introduction. [Consultado: 04-may-2020].
- [62] “Simplified Wrapper and Interface Generator”. [En línea]. Disponible en: <http://www.swig.org/>. [Consultado: 04-may-2020].
- [63] “Introduction — Cheetah - The Python-Powered Template Engine”. [En línea]. Disponible en: https://pythonhosted.org/Cheetah/users_guide/intro.html. [Consultado: 04-may-2020].

- [64] D. Shen, *Set of tutorials for GNU Radio*. Notre Dame: Networking Communications and Information Processing (NCIP) Laboratory, 2005.
- [65] “The Python Language Reference — Python 3.9.0b1 documentation”. [En línea]. Disponible en: <https://docs.python.org/dev/reference/index.html>. [Consultado: 28-may-2020].
- [66] “Overview — NumPy v1.18 Manual”. [En línea]. Disponible en: <https://numpy.org/doc/stable/>. [Consultado: 28-may-2020].
- [67] “Matplotlib: Python plotting — Matplotlib 3.2.1 documentation”. [En línea]. Disponible en: <https://matplotlib.org/>. [Consultado: 28-may-2020].
- [68] National Instruments, “Comprender FFTs y Funciones Ventana”, 2019. [En línea]. Disponible en: <https://www.ni.com/es-mx/innovations/white-papers/06/understanding-ffts-and-windowing.html>. [Consultado: 22-oct-2019].
- [69] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*, 1st. San Diego, California: Newnes, 2002.
- [70] V. K. Ingle y J. G. Proakis, *Digital Signal Processing using MATLAB*, 3th ed. Singapore: CENGAGE Learning, 2012.
- [71] “Window Types: Hanning, Flattop, Uniform, Tukey, and Exponential”. [En línea]. Disponible en: <https://community.sw.siemens.com/s/article/window-types-hanning-flattop-uniform-tukey-and-exponential>. [Consultado: 07-oct-2020].
- [72] ITU-R, “Recommendation ITU-R SM.443-4”. 2007.
- [73] ITU-R, “Recommendation ITU-R SM.1138-3”, núm. Spectrum management.

2019.

- [74] ITU-R, "Recommendation ITU-R SM.328-11 Spectra and bandwidth of emissions". ITU, p. 6, 2006.
- [75] M. Reckeweg y C. Rohner, "Antenna Basics". Rohde & Schwarz, p. 4, 2015.
- [76] R. Maik, "Active Antennas for Radiomonitoring". Rohde & Schwarz, 2016.
- [77] Anritsu, "RF Interference hunting concepts", 2016.
- [78] Z. Chen, "Antenna Fundamentals", en *2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity, EMC, SI and PI 2018*, 2018.
- [79] Qualcomm, "Global update on 5G spectrum", 2019.
- [80] W. Wiesbeck, G. Adamiuk, y C. Sturm, "Basic properties and design principles of UWB antennas", *Proc. IEEE*, vol. 97, núm. 2, pp. 372–385, 2009.
- [81] F. Sabath, E. L. Mokole, y S. N. Samaddar, "Definition and Classification of Ultra-Wideband Signals and Devices", *Radio Sci. Bull.*, vol. 313, núm. 313, pp. 12–26, 2005.
- [82] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 4th ed. Wiley, 2016.
- [83] E. Gomez N, "Estudio teórico-experimental sobre antenas para radiorreceptores cognitivos", CINVESTAV, 2014.
- [84] E. Garduño Nolasco, "Optimización de una antena plana para sistemas multiestandar", Instituto Politécnico Nacional, 2010.

- [85] K. Wu, L. Zhu, y R. Vahldieck, "Microwave Passive Components", en *The Electrical Engineering Handbook*, Academic Press, 2005, p. 602.
- [86] S. Humphries, Jr., *Principles of Charged Particle Acceleration*, 1st ed. Wiley, 1999.
- [87] "IEC 60050 - International Electrotechnical Vocabulary - Details for IEV number 161-01-14: 'radio-frequency interference'". [En línea]. Disponible en: <http://www.electropedia.org/iev/iev.nsf/display?openform&ievref=161-01-14>. [Consultado: 06-abr-2020].
- [88] R. Zhang, "Detect and Troubleshoot Interference in Modern RF/MW Communication Systems", *Global Product Manager, Keysight Technologies*, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://event.on24.com/eventRegistration/EventLobbyServlet?target=reg20.jsp&mode=login&loginemail=jcchavez%40cinvestav.mx&eventid=2295108&sessionid=1&key=903226F4188187D4F2BC1CDB33A0B1CD®Tag=&sourcepage=register>. [Consultado: 18-may-2020].
- [89] A. W. Graham, N. C. Kirkman, y P. M. Paul, *Mobile Radio Network Design in the VHF and UHF Bands: A Practical Approach*. 2007.
- [90] F. H. Sanders, R. L. Sole, J. E. Carroll, G. S. Secrest, y T. Lynn Allmon, "Analysis and Resolution of RF Interference to Radars Operating in the Band 2700-2900 MHz from Broadband Communication Transmitters", 2012.
- [91] N. Mahmud, "Vulnerabilities of LTE and LTE-Advanced Communication", 2014.
- [92] C. Shahriar, S. Sodagari, R. McGwier, y T. C. Clancy, "Performance impact of

- asynchronous off-tone jamming attacks against OFDM”, *IEEE Int. Conf. Commun.*, pp. 2177–2182, 2013.
- [93] J. Luo, J. H. Andrian, y C. Zhou, “Bit Error Rate analysis of jamming for OFDM systems”, *2007 Wirel. Telecommun. Symp. WTS 2007*, 2007.
- [94] C. Shan, P. Wang, y G. Sun, “Performance of OFDM in the presence of multitone jamming”, *Proc. - 2012 IEEE Symp. Robot. Appl. ISRA 2012*, pp. 118–121, 2012.
- [95] T. C. Clancy, “Efficient OFDM denial: Pilot jamming and pilot nulling”, *IEEE Int. Conf. Commun.*, 2011.
- [96] M. Imran, T. Jamal, y M. A. Qadeer, “Performance analysis of LTE networks in varying spectral bands”, en *Proceedings of 2nd IEEE International Conference on Engineering and Technology, ICETECH 2016*, 2016, pp. 50–55.
- [97] S. S. Prasad, C. K. Shukla, y R. F. Chisab, “Performance analysis of OFDMA in LTE”, en *2012 3rd International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies, ICCCNT 2012*, 2012.
- [98] Keysight Technologies, “LTE Physical Layer Overview”, 2020. [En línea]. Disponible en: http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/lte/content/lte_overview.htm. [Consultado: 27-may-2020].
- [99] arimas, “Guard Band LTE Calculation for 1,4 MHz”, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://arimas.com/lte-guard-band-calculation/>. [Consultado: 27-may-2020].
- [100] “Coexistence Test of LTE and Radar Systems Application Note”.

[101] "Coexistence Digital TV and LTE Application Note Products".

[102] M. M. Ceja Pachinski, "Estudio experimental de un enlace MIMO 2X2 empleando radios universales definidos por software", CINVESTAV, 2020.