

**IMPLEMENTACIÓN DE TÉCNICAS DE  
RADIOLOCALIZACIÓN DE FUENTES EMISORAS EN  
ESCENARIOS DE DESASTRES**

**Samuel Agudelo Quiroz**



UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA  
POSTGRADOS ESCUELA DE INGENIERÍAS  
MAESTRÍA EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LA COMUNICACIÓN  
MEDELLÍN  
2015

# IMPLEMENTACIÓN DE TÉCNICAS DE RADIOLOCALIZACIÓN DE FUENTES EMISORAS EN ESCENARIOS DE DESASTRES

Samuel Agudelo Quiroz

Trabajo de grado para optar al título de Magister en Tecnologías de la Información y  
Comunicación

Director

Leonardo Betancur Agudelo, PhD



UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA  
POSTGRADOS ESCUELA DE INGENIERÍAS  
MAESTRÍA EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LA COMUNICACIÓN  
MEDELLÍN  
2015



NOTA DE ACEPTACIÓN

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

Presidente del Jurado

\_\_\_\_\_

Jurado

\_\_\_\_\_

Jurado

Fecha: \_\_\_\_\_

*“A mi Madre quién con su empeño me enseñó las primeras letras y a lo largo de su vida  
ha continuado dandome el ánimo para salir adelante ”*

# Agradecimientos

Gracias en primer lugar al asesor de este trabajo, PhD Leonardo Betancur, por sus valiosos aportes colaboración y dedicación. Reconocer el impecable trabajo de Estefanía Salazar, auxiliar de investigación, por su dedicación en el desarrollo de este proyecto. Es el momento de agradecer a todos los profesores del Postgrado de Telecomunicaciones, especialmente a Ferney Amaya, Roberto Carlos Hincapié y Javier Sierra, por su motivación impartida en los cursos que tuve la oportunidad de compartir durante la Especialización y la Maestría.

Gracias a Adriana María, por su voz de aliento en los momentos difíciles.

Agradecer de manera especial el apoyo recibido por la Universidad y Colciencias, para la financiación de este proyecto.

# DECLARACIÓN ORIGINALIDAD

*“Declaro que esta tesis (o trabajo de grado) no ha sido presentada para optar a un título, ya sea en igual forma o con variaciones, en esta o cualquier otra universidad”. Art. 82  
Régimen Discente de Formación Avanzada, Universidad Pontificia Bolivariana.*

SAMUEL AGUDELO QUIROZ

# Índice general

Índice General	IX
Índice de Figuras	XIII
Índice de Tablas	XIV
Resumen	XV
<b>1. Objetivos</b>	<b>1</b>
1.1. Objetivo General . . . . .	1
1.2. Objetivos Específicos . . . . .	1
1.3. Planteamiento del Problema . . . . .	2
1.4. Impacto Esperado . . . . .	2
<b>2. Marco teórico</b>	<b>3</b>
2.1. Escenarios de desastre . . . . .	3
2.1.1. Introducción . . . . .	3
2.2. Radiolocalización . . . . .	6
2.2.1. Introducción . . . . .	6
2.2.2. Tasa de innovación finita (ROI) . . . . .	7
2.2.3. Clustering . . . . .	10
2.2.4. Técnicas Paramétricas de Radiolocalización . . . . .	17
2.2.5. Implementación Práctica . . . . .	27

<b>3. Técnicas de Radio Posicionamiento</b>	<b>32</b>
3.1. Técnicas Paramétricas de Radiolocalización . . . . .	32
3.1.1. Introducción . . . . .	32
3.1.2. Radio Localización por Intensidad de Campo RSSI . . . . .	33
3.1.3. Trilateración por supernodos. . . . .	38
3.1.4. Trilateración por el método del centroide. . . . .	41
3.2. Radio Localización por diferencias de tiempo de llegada . . . . .	51
3.2.1. TOA y DTOA . . . . .	51
3.3. Modelos de Propagación en Estructuras Colapsadas . . . . .	67
3.3.1. Introducción . . . . .	67
3.3.2. Modelos de Propagación . . . . .	68
<b>4. Implementación en Hardware</b>	<b>80</b>
4.0.3. Funcionamiento del OpenBTS . . . . .	83
4.1. Codificación de los algoritmos . . . . .	84
4.2. Campañas de Medidas . . . . .	90
4.2.1. Efectos del concreto en la propagación . . . . .	98
4.2.2. Nuevo algoritmo de trilateración . . . . .	103
<b>5. Implementación del Centro de Fusión</b>	<b>109</b>
5.1. Arquitectura . . . . .	109
5.2. Instalación . . . . .	115
5.3. Observaciones . . . . .	120
<b>6. RoI y sensado de espectro</b>	<b>121</b>
6.1. Fundamentación . . . . .	121
6.1.1. Introducción . . . . .	121
6.1.2. Tasa de Innovación Finita . . . . .	122
6.2. Implementación . . . . .	130
<b>7. Análisis de Resultados y Conclusiones</b>	<b>135</b>

*ÍNDICE GENERAL*

IX

**Bibliografía**

**142**

# Índice de Figuras

2.1. Tipos de colapsos en estructuras colapsadas. Figura tomada de [1]. . . . .	5
2.2. Colapso de la torre 6 del edificio Space en Medellín. Fotografía tomada el 13 de octubre de 2013, perteneciente al archivo del Departamento Administrativo de Gestión del Riesgo (DAGR) de Medellín. . . . .	6
2.3. Diagrama en bloques simplificado de un sistema de radiolocalización. . . . .	7
2.4. Señales de espectro recogidas por los sensores. . . . .	8
2.5. Muestreo para obtener una señal ROI. . . . .	9
2.6. Esquema para tres muestreadores. . . . .	10
2.7. Ejemplo de agrupación con técnicas de clustering. Figura tomada de [2] . . . . .	11
2.8. Tres clusters con sus respectivos centros $C_i$ . Figura tomada de [3] . . . . .	16
2.9. Triangulación en dos dimensiones. . . . .	18
2.10. Incertidumbre en la medida de los ángulos. $\alpha_1$ y $\alpha_2$ . . . . .	18
2.11. Método de trilateración TOA. . . . .	21
2.12. Geometría del método TDOA. . . . .	21
2.13. Curvas por nivel de potencia RSSI. . . . .	23
2.14. Componentes multitrayectoria estrechamente espaciadas. Figura tomada de [4]. . . . .	26
2.15. Diagrama en bloques de un Radio USRP. Figura adaptada de [5]. . . . .	28
2.16. Diagrama de bloques genérico de una FPGA. Figura tomada de [6]. . . . .	28
2.17. Diagrama en bloques de una Xilinx Zynq-7000 AP SoC. Figura tomada de [6]. . . . .	29
2.18. Radios USRP 1 y 2, respectivamente. Figuras tomadas de [5] . . . . .	29
2.19. Hoja de datos del <i>USRP</i> versión 1,0 tomada de [5] . . . . .	30
2.20. Esquema propuesto para el centro de fusión. . . . .	31



3.1. Clasificación técnicas de radiolocalización . . . . .	32
3.2. Diagrama de COLA en 2D. . . . .	39
3.3. Trilateración en 3D con método COLA. . . . .	40
3.4. Circunferencias tangentes exteriores. . . . .	42
3.5. Circunferencias tangentes interiores. . . . .	42
3.6. Intersección de circunferencias. . . . .	43
3.7. Circunferencias inscritas sin intersección. . . . .	44
3.8. Circunferencias exteriores sin intersección. . . . .	44
3.9. Circunferencias tangentes exteriores sin intersección. . . . .	45
3.10. Centroide tridimensional ponderado. Imagen adaptada de [7]. . . . .	46
3.11. Área de incertidumbre. . . . .	47
3.12. Disminución del área de incertidumbre. . . . .	48
3.13. Error en la Trilateración en 2D. Imagen adaptada de [8] . . . . .	48
3.14. Elipse TOA para la estimación junto a DOD y DOA. Imagen adaptada de [9].	55
3.15. Detección de camino directo e indirecto a través de la elipse TOA, junto a DOD y DOA. Imagen tomada de [9]. . . . .	58
3.16. Ilustración gráfica del cálculo de $P_d$ . Imagen adaptada de [9]. . . . .	61
3.17. Esquema de estimación TDOA. Imagen modificada de [10] . . . . .	63
3.18. Clasificación de los modelos de propagación . . . . .	69
3.19. Algoritmo para la clasificación de los modelos de propagación. . . . .	70
3.20. Distribución de distintas capas de material en los escombros de un colapso. Figura adaptada de [11] . . . . .	72
3.21. Sistema de medida de respuesta al impulso de un canal en el dominio de la frecuencia. Figura adaptada de [11] . . . . .	77
4.1. Arquitectura de la estación de emulación celular OpenBTS. . . . .	80
4.2. Características técnicas del radio USRP N210, tomadas del fabricante Ettus Research. . . . .	82
4.3. Componentes y puertos de comunicación del OpenBTS. . . . .	83
4.4. Ubicación propuesta de los sensores de espectro. . . . .	84
4.5. Estructura general del algoritmo de trilateración. . . . .	85

4.6. Intersección de dos circunferencias y el área de incertidumbre. . . . .	87
4.7. Intersección de las tres circunferencias, la tercera circunferencia define el punto de intersección . . . . .	88
4.8. Algoritmo de trilateración modificado. . . . .	89
4.9. Resultados de ubicación en un escenario real. Figura tomada de [12]. . . .	92
4.10. Resultados segunda campaña de medidas. . . . .	94
4.11. Escenario para la tercera campaña de medidas. . . . .	95
4.12. Cubículos donde se ubicaron las terminales celulares. . . . .	95
4.13. Ubicación del centro de fusión en el vehículo. . . . .	96
4.14. Ubicación del radio SDR N210. . . . .	96
4.15. Resultados segunda campaña de medidas. . . . .	98
4.16. Puertos de radiofrecuencia del Agilent N9914A. . . . .	99
4.17. Vista frontal del Agilent N9914A. . . . .	100
4.18. Error promedio del canal en el terreno desnudo con respecto al concreto. .	101
4.19. Comparación de los canales LOS y NLOS. . . . .	102
4.20. Polígono que demarca el área de intersección de dos circunferencias. . . . .	105
4.21. Polígono que demarca el área de intersección de tres circunferencias. . . . .	105
4.22. Algoritmo de trilateración optimizado. . . . .	106
4.23. Simulación algoritmo de trilateración. . . . .	107
4.24. Simulación algoritmo de trilateración con 7 circunferencias. . . . .	108
5.1. Arquitectura básica del centro de fusión con tres sensores. . . . .	110
5.2. Comunicación de la plataforma Android con los distintos sensores y aplicaciones de usuario. Figura tomada de [13]. . . . .	111
5.3. Arquitectura de la plataforma Cloud Device para dispositivos M2M de Zigbee. Figura tomada de [14]. . . . .	112
5.4. Arquitectura de conexión general con la plataforma Xively. Figura tomada de [15]. . . . .	112
5.5. Interconexión de los datos con Xively. Figura tomada de [15]. . . . .	113
5.6. Creación de una cuenta en el AWS. Figura tomada de [14]. . . . .	115
5.7. Instancia EC2. Figura tomada de [14]. . . . .	116

5.8. Archivo que guarda la llave de encriptación. Figura tomada de [14]. . . . . 117

5.9. Configuración inicial de Putty para una sesión SSH. Figura tomada de [14]. 117

5.10. Procedimiento en Putty para la autenticación con el archivo. Figura tomada de [14]. . . . . 117

5.11. Configuración del túnel en Putty. Figura tomada de [14]. . . . . 118

5.12. Pantalla de ingreso a EC2 desde la consola. Figura tomada de [14]. . . . . 118

5.13. Mensaje de mySql después de crear un usuario. . . . . 119

5.14. Código para la configuración del acceso a la base de datos . . . . . 120

6.1. Esquema de muestreo. . . . . 122

6.2. Muestreo de una señal con tasa de innovación finita. Figura tomada de [16] 126

6.3. Esquema básico de un algoritmo de recuperación en un ambiente ruidoso. Figura tomada de [16] . . . . . 126

6.4. Interfaz gráfica de usuario del programa de LabView. . . . . 130

6.5. Interfaz gráfica de usuario del programa en LabView donde se reconstruye el espectro. . . . . 131

6.6. Gráfica del espectro sensado en Matlab. . . . . 131

6.7. Espectro reconstruido mediante tasa finita de innovación. . . . . 132

6.8. Montaje del radio SDR con las plataforma de LabView. . . . . 132

6.9. Primera parte del diagrama implementado en LabView. . . . . 133

6.10. Segunda parte del diagrama implementado en LabView. . . . . 133

6.11. Tercera parte del diagrama implementado en LabView. . . . . 134

# Índice de Tablas

2.1. Degradación de la estimación . . . . .	23
2.2. Comparación de técnicas paramétricas . . . . .	24
3.1. Permitividad magnética y conductividad de algunos materiales comunes. . . . .	73
3.2. Valores típicos del retardo de propagación RMS . . . . .	79
4.1. Características GPS A2035 – $H$ . . . . .	82
4.2. Medidas posición 1 . . . . .	90
4.3. Medidas posición 2 . . . . .	91
4.4. Medidas posición 3 . . . . .	91
4.5. Medidas posición 4 . . . . .	91
4.6. Segunda campaña de medidas, posición 1 . . . . .	93
4.7. Segunda campaña de medidas, posición 2 . . . . .	93
4.8. Segunda campaña de medidas, posición 3 . . . . .	93
4.9. Segunda campaña de medidas, posición 4 . . . . .	93
4.10. Tercera campaña de medidas posición 1 . . . . .	97
4.11. Tercera campaña de medidas posición 2 . . . . .	97
4.12. Tercera campaña de medidas posición 3 . . . . .	97
4.13. Respuesta de salida del Agilent N9914A . . . . .	99

# Resumen

Los métodos de radiolocalización se han utilizado tradicionalmente en la aviación civil y militar para la localización de aeronaves. Estas técnicas se han extrapolado a otros campos y sirven además como herramientas para adelantar operaciones de rescate en escenarios de desastres como deslizamientos de tierra y estructuras colapsadas, en ambientes interiores (indoors). La localización de dispositivos inalámbricos en escenarios de desastres, puede ser una muy buena aproximación de la ubicación real de un individuo. Cualquiera que sea la técnica usada, la respuesta al problema fundamental de localización de un dispositivo es encontrar las coordenadas del mismo, con un nivel de precisión que dependerá del algoritmo utilizado.

# Capítulo 1

## Objetivos

### 1.1. Objetivo General

Implementar algoritmos de radioposicionamiento de emisores de radio para localizar dispositivos inalámbricos en escenarios de estructuras colapsadas para la atención de desastres.

### 1.2. Objetivos Específicos

1. Implementar técnicas de radiolocalización, en sistemas de radios reconfigurables definidos por software USRP y RTL.
2. Implementar el centro de fusión que centraliza el proceso de identificación y radioposicionamiento.
3. Implementar técnicas de sensado comprimido para el análisis de la radiolocalización de fuentes emisoras de radio en una arquitectura de sensado centralizado.
4. Comparar el desempeño de los algoritmos implementados para la evaluación de radioposicionamiento de una fuente emisora en un ambiente de estructuras colapsadas.

### **1.3. Planteamiento del Problema**

Localizar un objeto que emite ondas electromagnéticas en una frecuencia desconocida, es un problema que puede resolverse mediante la triangulación de receptores. Para ello es necesario en primera medida, determinar la frecuencia o frecuencias que emite el objeto y a partir de esta información, implementar una técnica de localización, que permita ubicar el objeto con cierto grado de exactitud. Todo esto adquiere importancia cuando en un escenario de emergencias, se puede localizar una fuente emisora de ondas electromagnéticas con el fin de rescatar personas que se encuentren atrapadas o tener la ubicación de los rescatistas y bomberos cuando ingresan en un edificio para realizar un rescate o extinguir un incendio.

En la actualidad con la proliferación de dispositivos móviles al alcance de cualquier individuo, estos pueden usarse para localizar personas en situaciones de emergencia, como en atrapamientos en estructuras colapsadas y en deslizamientos. Utilizando los dispositivos móviles para este fin, estos pueden ofrecer una forma más rápida de ubicar individuos en estas situaciones y ganar tiempo valioso para salvar vidas. Actualmente las personas en un porcentaje muy alto, llevan consigo cualquier dispositivo inalámbrico que indirectamente servirá como emisor para ejecutar la radiolocalización. Para realizar la radiolocalización, es necesario realizar una reconstrucción de la señal recibida en los receptores y a partir de esta información ubicar el objeto u objetos que son de interés.

### **1.4. Impacto Esperado**

Con este proyecto, se busca crear una herramienta de bajo costo que permita realizar localización con una buena resolución en escenarios de desastres. Se pretende ofrecer a los grupos de rescate y bomberos en general, un dispositivo portable con el cual puedan operar en esta clase de desastres.

# Capítulo 2

## Marco teórico

### 2.1. Escenarios de desastre

#### 2.1.1. Introducción

El desastre es la ocurrencia de un evento natural, antrópico, tecnológico o de cualquier otra índole, que afecta la vida humana, la infraestructura o los servicios en un estado de no prevención [17]. En otras palabras, un desastre es la materialización de un riesgo mal manejado.

La utilización del conocimiento y la tecnología para la prevención y atención de desastres, es una opción que vale la pena usar para mejorar los tiempos de respuesta en los rescates. Mejorar estos tiempos en un rescate, puede ser la diferencia entre la vida y la muerte para las personas atrapadas. La radiolocalización de los dispositivos inalámbricos, pretende mediante diferentes técnicas y algoritmos especiales, mejorar el tiempo de respuesta para ubicar víctimas de desastres, en estructuras colapsadas y deslizamientos de tierra. Es en este contexto donde la radiolocalización puede aportar una mejora a las técnicas usadas actualmente.

De acuerdo con las estadísticas, las probabilidades de morir de las víctimas que quedan atrapadas en un terremoto son muy altas. En el terremoto de Armenia en 1988, la tasa de mortalidad fue 67 veces más alta y la de lesiones 11 veces superior, para quienes estaban atrapados. En el terremoto de 1980 al sur de Italia, el hecho de quedar atrapado y por tanto, requerir asistencia para escapar, fué el factor de riesgo más importante: 35 % para los atrapados contra 0,3 % para los no atrapados. En el terremoto de Filipinas, la gente que murió tenía 30 veces más probabilidad de haber estado atrapada, que quienes sólo se lesionaron [18].

La probabilidad de hallar con vida las víctimas de un terremoto en una estructura



colapsada, se reduce de manera apreciable con el tiempo, de tal forma que es urgente iniciar el rescate de las mismas de manera inmediata. En muchos casos las víctimas pueden sobrevivir por varios días, dependiendo de las lesiones que hayan sufrido. Para hallar las víctimas, se ha recurrido a perros especialmente entrenados para este propósito, rastreando alguna señal de las mismas. Pero en estas circunstancias, hay muchos factores que influyen para que los perros no realicen la mejor labor en el colapso de la estructura: Olores dispersos que pueden confundir el olfato de los caninos, agotamiento rápido aproximadamente después de tres horas de labor, aunque la continúen realizando por obediencia, la efectividad de la misma después de este tiempo, se reduce al mínimo.

La otra técnica utilizada actualmente para la localización de personas en estructuras colapsadas, consiste en utilizar equipos denominados TPL por sus siglas en inglés (Trapped Person Locator). Estos combinan sensores sísmicos y acústicos. Por su naturaleza, el sonido se transmite mejor a través de materiales rígidos, de tal forma que este se puede propagar mejor a través de elementos rígidos como el concreto, pero se atenúa de manera significativa cuando viaja por materiales sueltos, como escombros poco compactados. Por esta razón su utilización en deslizamientos de tierra no es confiable. Para usar estos equipos es necesario un entrenamiento previo del operador, y lograr diferenciar a cuál de los oídos llega el sonido con más intensidad (aunque los equipos ya cuentan con una indicación visual de esta situación). El otro desafío para el operador es detectar las señales que realmente si conduzcan a un rescate de víctimas. Por esto el operador debe ser un experto en su manejo [19].

Los estudios del terremoto de Campania-Irpinia, Italia en 1980, Tangshan, China en 1976, Armenia en 1988 y Filipinas en 1990, mostraron que la mayor proporción de personas atrapadas que sobrevivieron, fueron extraídas en las primeras 24 horas y que el 95 % de las muertes registradas, ocurrió mientras las víctimas estaban aún atrapadas. Se calcula de acuerdo con datos obtenidos de los terremotos de China y Turquía, que las personas atrapadas bajo estructuras colapsadas, fallecieron más del 50 % de ellas en un lapso de 2 a 6 horas, además que el 95 % de las muertes ocurrieron mientras las víctimas estaban aún atrapadas [18]. Con estas estadísticas podemos asumir que la probabilidad de encontrar personas con vida, aumenta si se reducen los tiempos de respuesta de los organismos de socorro.

En los deslizamientos, la probabilidad de encontrar las personas con vida es aún más remota, debido a que generalmente las víctimas quedan atrapadas sin posibilidades de respirar, por la alta presión ejercida por la tierra y la roca desprendida. En algunos casos de personas atrapadas en deslizamientos, éstas han logrado sobrevivir gracias a que han resultado encerradas dentro de una edificación, por lo tanto, la estructura protege la víctima de un aplastamiento y al mismo tiempo deja en él sitio una “burbuja” de aire (conocida también como triángulo de vida) con la que las víctimas logran sobrevivir por algunas horas. Por esto es imperativo minimizar los tiempos de rescate en estos desastres.

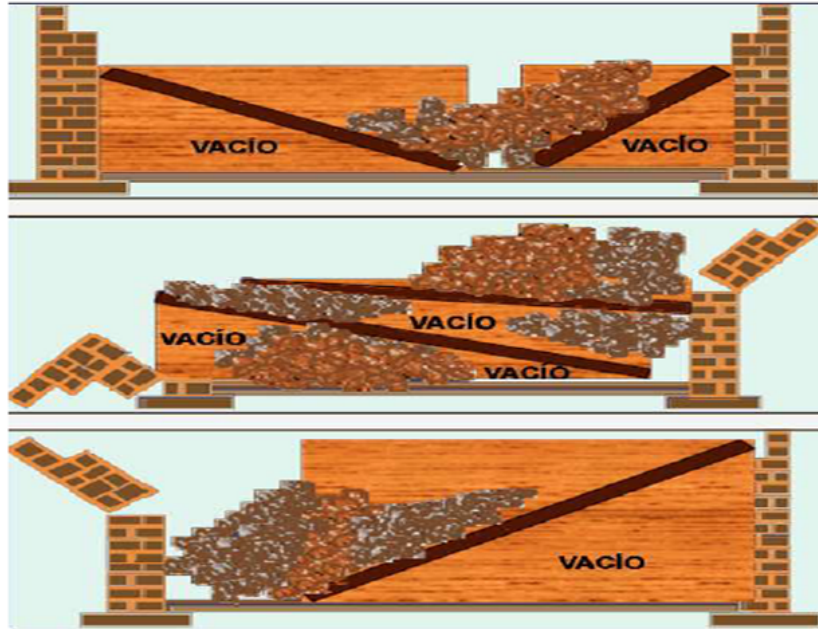


Figura 2.1: Tipos de colapsos en estructuras colapsadas. Figura tomada de [1].

En la Figura 2.1 se observan distintos tipos de colapsos: en forma de V en la parte superior, plano o en sandwich en el centro y derrumbamiento lateral apoyado.

Además de los deslizamientos y terremotos, las edificaciones también colapsan como consecuencia de atentados terroristas. En estas situaciones, debido a la onda expansiva causada por el explosivo, los daños pueden llegar a ser mayores y por lo tanto, las víctimas pueden soltar el dispositivo celular o tenerlo ubicado en un escritorio. En estas dos situaciones el dispositivo sería desplazado lejos del alcance de la víctima. La radiolocalización aún en estos casos, ubicaría el dispositivo y daría un indicio del lugar exacto donde se encontrarían las víctimas. Los dispositivos inalámbricos pueden seguir funcionando durante horas o incluso días, dependiendo del estado de carga de la batería del dispositivo y esta situación permitiría la recuperación de los cadáveres de las víctimas, cuando no es posible hacerlo aún con vida.

A continuación se hace una descripción básica de cada una de ellas.



Figura 2.2: Colapso de la torre 6 del edificio Space en Medellín. Fotografía tomada el 13 de octubre de 2013, perteneciente al archivo del Departamento Administrativo de Gestión del Riesgo (DAGR) de Medellín.

## 2.2. Radiolocalización

### 2.2.1. Introducción

En la actualidad los sistemas de localización forman parte de nuestra cotidianidad, con la utilización de sistemas G.P.S.(Global Positioning System) en los smartphones y en otras tecnologías como el Wi-Fi, se ha hecho posible ubicar las coordenadas aproximadas donde se encuentra ubicado un dispositivo de forma simple. Todos estos sistemas funcionan con una precisión razonable en ambientes exteriores, conocidos como Outdoors, pero en ambientes interiores denominados Indoors, se ven afectados por los fenómenos inherentes a la propagación de las ondas electromagnéticas en estas condiciones como son: La interferencia, pérdidas por trayectoria (path loss), reflexiones, difracciones, etc.

Para la implementación de un sistema de radiolocalización, que permita la ubicación de objetos que emitan ondas electromagnéticas en un ambiente interior (indoor), es necesario la utilización de métodos de procesamiento de señales, con el fin de obtener la información necesaria para detectar los espectros de frecuencia que pueden ser relevantes, es indispensable usar una técnica de reconstrucción de señales y luego con esta información, utilizando técnicas de radiolocalización, lograr la ubicación del dispositivo.

Es sabido que en Colombia, existen más terminales celulares que personas: Según [20],

hay 105,3 abonados en servicio de telefonía, por cada 100 habitantes. Es muy probable, que cada persona en el momento de una tragedia, lleve consigo un dispositivo móvil de este tipo. Por tanto, realizando la radiolocalización de los dispositivos, se tiene una probabilidad muy alta de encontrar las víctimas en el mismo sitio o muy cerca de este.

El sistema puede ser usado para la ubicación de víctimas en situaciones de emergencia, por bomberos y rescatistas cuando ingresan a extinguir un incendio o realizar un rescate y en otras aplicaciones como, por ejemplo la minería, entre otras. Como se mencionó anteriormente, el sistema va a estar compuesto por varios bloques como se observa en la Figura 2.3.

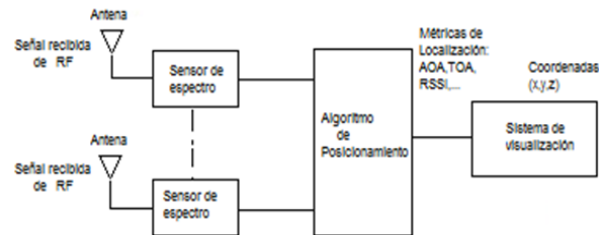


Figura 2.3: Diagrama en bloques simplificado de un sistema de radiolocalización.

En la Figura 2.3, solo aparecen dibujadas dos antenas para simplificar el dibujo, sin embargo para implementar una trilateración en dos dimensiones ( $2D$ ) se deben tener como mínimo tres sensores de espectro con sus respectivas antenas. La función de cada uno de estos bloques se detalla a continuación.

1. El primero de estos bloques se va encargar de realizar un barrido del espectro y determinar las frecuencias detectadas.
2. A continuación esta información será agrupada en bloques, para determinar con exactitud el tipo de señal correspondiente y lograr así una reconstrucción muy aproximada a la real.
3. Con la información del espectro reconstruido y aplicando cualquiera de las técnicas de localización, el algoritmo procede a buscar el objeto en el escenario de desastre.

### 2.2.2. Tasa de innovación finita (ROI)

Las técnicas de Compressive Sensing realizan la reconstrucción de una señal determinada con unas pocas muestras. Tanto el teorema de Nyquist como el de Shannon, han puesto límites a la forma como debe realizarse el muestreo para hacer una reconstrucción aceptable de una señal. Pero el alcance de estos teoremas, no resolvió el problema de la reconstrucción

de una señal, cuando está mezclada con ruido. Estos fueron formulados para señales puras, casi en condiciones ideales. Por esta razón, el ruido es una limitante para realizar la reconstrucción correcta de una señal y cuando el medio de transmisión es el aire, normalmente éste aumenta haciendo más difícil este proceso.

Shannon estableció en 1949 el siguiente teorema para el muestreo [21]: Si  $x(t)$  es una señal de banda limitada, esto es,  $X(\omega) = 0, |\omega| > \omega_m$ , entonces  $x(t)$  es únicamente determinado por sus muestras tomadas en dos veces  $\omega_m$  ó  $x(n\Pi/\omega_m)$ . De la misma forma Nyquist había establecido en 1927 que el número de pulsos independientes por unidad de tiempo, que podrían ser colocados a través de una canal de telegrafía está limitado a dos veces el ancho de banda.

$$f_p \leq 2B \quad (2.1)$$

Dónde  $f_p$  es la frecuencia de los pulsos y  $B$  es el ancho de banda en Hertz.

Como se mencionó anteriormente, estos teoremas están formulados para el trabajo con señales sin ruido y con unas frecuencias de muestreo de al menos dos veces la frecuencia de la señal muestreada. Pero en ambientes hostiles y ruidosos, no es posible adquirir el número de muestras necesarias para realizar una reconstrucción o estas no reúnen la calidad al verse degradadas por las multitrayectorias que pueden cambiar su fase, reducir su amplitud y todos los fenómenos asociados con el entorno por el cual viaja la señal: reflexión, difracción, desvanecimientos, dispersión, etc.

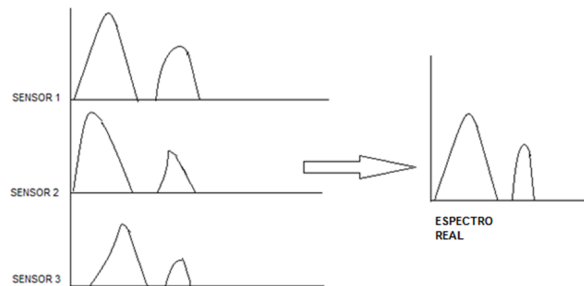


Figura 2.4: Señales de espectro recogidas por los sensores.

Como se describió en la sección anterior, se utilizarán como mínimo tres sensores de espectro que se conectarán al centro de fusión y este, entregará las coordenadas  $(x, y, z)$ , con una tolerancia de acuerdo con el algoritmo de posicionamiento utilizado. En la Figura 2.4 se observa una aproximación.

El mayor mérito de este tipo de técnicas, tiene que ver con extraer la señal y reconstruirla en un ambiente de ruido y con menos muestras de las necesarias, según los teoremas de

Shannon y Nyquist. Una de las técnicas más efectivas para este propósito es la de tasa de innovación finita (ROI). A continuación se hace una descripción general de esta técnica.

La tasa de innovación finita, *ROI* por sus siglas en inglés (Rate of Innovation), es una técnica de compressive sensing diseñada para reconstruir señales con pocas muestras en ambientes ruidosos. El principio básico de la técnica es considerar una clase de señales caracterizadas por un número finito de parámetros. La señal a considerar es la suma ponderada de  $K$  deltas de Diracs.

$$x(t) = \sum_{k=1}^K c_k \delta(t - t_k) \quad (2.2)$$

Donde  $c_k$  es la amplitud de la señal localizada en distintos instantes de tiempo  $t_k$  [22]. Se considera este tipo de señal con el fin de simplificar el análisis. La señal a ser estimada  $x(t)$  es filtrada usando un filtro Gaussiano pasa bajo, descartando de esta forma las componentes de frecuencias altas donde estadísticamente puede existir más ruido.

Este concepto fue introducido por Vetterli en [21], donde las señales son paramétricas de banda no limitada y poseen un número finito de grados de libertad por unidad de tiempo. Las señales pueden ser muestreadas en diferentes dispositivos con distinta amplitudes para cada canal, pero para esto es necesario una base de tiempo común que permita una sincronización exacta de los sensores de espectro.

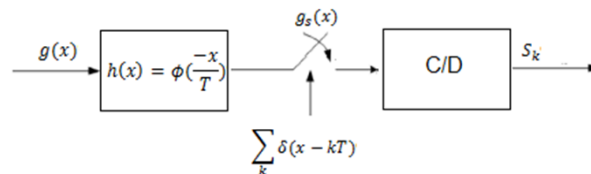


Figura 2.5: Muestreo para obtener una señal ROI.

En la figura 2.5 se observa la señal continua  $g(x)$  a la entrada del primer bloque, donde  $h(x)$  es el impulso de repuesta al dispositivo de adquisición,  $\Phi(x)$  el núcleo del muestreo y  $T$  el periodo de muestreo. La expresión matemática de las muestras obtenidas se observa en la ecuación 6.1.

$$S_k = [g(x), \Phi\left(\frac{x}{T} - k\right)] \quad (2.3)$$

En un esquema de múltiples sensores para realizar radiolocalización con ROI, es necesario implementar un sistema con  $N$  muestreadores.

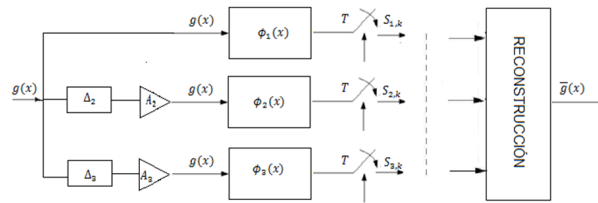


Figura 2.6: Esquema para tres muestreadores.

En la Figura 2.6 se observa el esquema necesario para tres muestreadores. A partir de las muestras recogidas por los muestreadores, aplicando la técnica de ROI se puede realizar la reconstrucción de la señal original  $g(x)$ . Cada uno de los sensores entrega a los muestreadores una información distinta, dependiendo del sitio en el cual se ubiquen. La fidelidad con la cual la señal original  $g(x)$  es reconstruida, dependerá del algoritmo implementado para realizar la técnica ROI y de la cantidad de sensores de espectro colocados. Para obtener una buena reconstrucción, es necesario contar con al menos tres sensores. Además se requiere para este sistema una adecuada sincronización de los tres sensores, de tal forma que todos tengan la misma base de tiempo, de forma que puedan aplicarse las técnicas de radiolocalización. La sincronización es un problema adicional que tiene la implementación de esta técnica [22].

### 2.2.3. Clustering

#### Introducción

Clustering o agrupación de datos, es una técnica que consiste en la agrupación de datos, dentro de grupos de objetos similares. Sus raíces están en la matemática, la estadística y el análisis numérico. Fue utilizada inicialmente para minería de datos, pero sus aplicaciones se han extrapolado a diferentes campos, entre otros, a la compresión de datos, modelos de construcción y el reconocimiento de señales en telecomunicaciones, entre muchos otros.

Las técnicas de clustering se utilizan para encontrar en un conjunto de datos, semejanzas entre ellos y agruparlos en diferentes grupos con características comunes en sus elementos. Las agrupaciones de cluster en un conjunto de datos, tienen más similitud entre los elementos del interior del grupo, que la semejanza existente entre elementos de dos grupos diferentes en el mismo conjunto [23].

Para este trabajo, las técnicas de clustering permitirán agrupar de manera adecuada los datos que recogen cada uno de los sensores. Los datos sensados son agrupados para que luego mediante las técnicas de compressive sensing, se reconstruyan los espectros de señal.



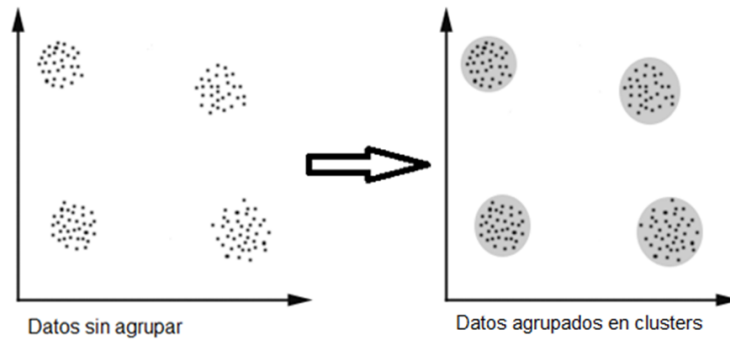


Figura 2.7: Ejemplo de agrupación con técnicas de clustering. Figura tomada de [2]

Existen criterios que debe cumplir un buen algoritmo de clustering:

1. Escalabilidad: es la habilidad del algoritmo para realizar un buen desempeño con un gran número de objetos de datos.
2. Analizar mezclas de tipos de atributos: la habilidad para analizar un solo atributo así como mezclas de los mismos.
3. Manejo de ruido: el algoritmo debe ser capaz de manipular el ruido con el fin de mejorar la calidad de los clusters. Las desviaciones se definen como objetos de datos que se separan de las normas de comportamiento normalmente aceptadas y también se conocen como valores atípicos o fuera de rango. La detección de la desviación es considerada como un problema diferente [23].
4. Alta dimensionalidad de los datos: el número de atributos o dimensiones en muchos conjuntos de datos es muy grande, y muchos algoritmos de clustering solo son capaces de manejar un pequeño número de dimensiones, usualmente de 8 a 10. La aparición de un largo número de atributos es denominada como maldición de la dimensionalidad:
  - a) Como el número de atributos se hace más grande, la cantidad de recursos requeridos para almacenar o representarlos crece.
  - b) La distancia de un punto dado desde el vecino más cercano y más lejano es casi la misma, para una amplia variedad de distribuciones y funciones de distancia. Ambas de las anteriores influyen altamente la eficiencia de un algoritmo de clustering [24], ya que necesitaría más tiempo para procesar los datos, y por tanto, los clusters resultantes podrían ser de muy pobre calidad.
5. Sensibilidad para el orden de los registros de entrada: el mismo conjunto de datos, puede producir resultados muy diferentes dependiendo del orden con que estos sean ingresados.



6. Encuentro de grupos de forma arbitraria: la forma usualmente corresponde a las clases de clusters que un algoritmo puede encontrar. Esto es muy importante cuando se elige un método, pues este debe ser tan general como sea posible, distintos tipos de algoritmos serán especializados para encontrar diferentes tipos de estructuras o formas de clusters. Cuando los atributos categóricos están presentes, no se puede hablar acerca de estructuras de cluster.
7. Requerimientos mínimos para la entrada de parámetros: muchos algoritmos requieren que algunos parámetros (por ejemplo, el número de clusters) sean definidos por el usuario para analizar los datos. Pero con grandes conjuntos de datos y altas dimensionalidades, para evitar sesgar los resultados es necesario que el método utilizado, reciba una orientación limitada por el usuario.
8. Interpretabilidad y usabilidad: se espera que los algoritmos de clustering produzcan resultados usables e interpretables. Algunas técnicas fallan cuando se comparan los resultados con ideas preconcebidas. Por lo tanto, es importante presentar los resultados de una manera amigable para su correcta interpretación.

## Técnicas de Clustering

De acuerdo al algoritmo utilizado para realizar esta agrupación o clustering, se conocen distintas técnicas. Estas técnicas son usualmente usadas en conjunción con redes de funciones básicas radiales (RBFNs) y modelación Fuzzy. Un problema de clustering, puede ser tan complejo como para justificar el uso de inteligencia artificial. Las técnicas más representativas son las siguientes:

1. K-means (o Hard C-means) Clustering. Este algoritmo se basa en la búsqueda de grupos de datos o clusters en un conjunto, tal que una función de costo (o también conocida como función de objeción) de distancia o disimilitud es minimizada [23]. En la mayoría de los casos esta disimilitud se elige como la distancia Euclidiana.

Un conjunto de  $n$  vectores  $X_j, j = 1, \dots, n$  están para ser particionados dentro de  $c$  grupos  $G_i, i = 1, \dots, c$ . La función de costo, basada en la distancia Euclidiana entre un vector  $X_k$  en el grupo  $j$  y el centro del cluster correspondiente  $c_i$ , puede ser definido por:

$$J = \sum_{i=1}^c J_i = \sum_{i=1}^c \left[ \sum_{x, X_k \in G_i} \|X_k - c_i\|^2 \right] \quad (2.4)$$

Donde  $J_i = \sum_{x, X_k \in G_i} \|X_k - c_i\|^2$  es la función de costo dentro del grupo  $i$ .

Los grupos particionados están definidos por un  $c \times n$  miembro de la matriz binaria  $\cup$ , donde el elemento  $u_{ij}$ , es 1 si el  $j$ -ésimo punto del dato  $X_j$  pertenece al grupo  $i$ , y 0

de cualquier otra forma. Cuando el centro de los clusters  $c_i$  es fijado, la minimización  $u_{ij}$  para la ecuación 1 puede ser derivada de la siguiente manera:

$$u_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } \|X_j - C_i\|^2 \leq \|X_j - C_k\|^2, \text{ para cada } k \neq i \\ 0 & \text{de otra forma} \end{cases} \quad (2.5)$$

Lo cual significa que  $X_j$  pertenece al grupo  $i$  si  $C_i$  es el centro más cercano entre todos los centros. Sí el miembro de la matriz es fijado, por ejemplo si  $u_{ij}$  es fijada, entonces el centro óptimo  $C_i$  que minimiza la ecuación es la media de todos los vectores en el grupo  $i$ .

$$C_i = \frac{1}{|G_i|} \sum_{k, X_k \in G_i} X_k \quad (2.6)$$

Donde  $|G_i|$  es el tamaño de  $G_i$  ó  $|G_i| = \sum_{j=1}^n u_{ij}$

El Algoritmo es presentado con un conjunto de datos  $x_i = 1, \dots, n$ , esto entonces determina los centros de los cluster  $c_i$  y el miembro de la matriz  $\cup$  iterativamente usando los siguientes pasos:

- a) Se inicializa el centro del cluster  $C_i, i = 1, \dots, c$ . Esto es hecho aleatoriamente seleccionando puntos  $c$  de entre todos los puntos de datos.
- b) Se Determinan los miembros de la matriz  $\cup$  por la ecuación 2.5.
- c) Se calcula la función de costo por la ecuación 1. Se suspende el cálculo cuando se alcance un valor por debajo cercano de la tolerancia o su mejora sobre la previa iteración está por debajo de cierto umbral.
- d) Se actualizan los centros de cluster de acuerdo a la ecuación 2.6. Se regresa al paso b.

El desempeño del algoritmo K-means depende de las posiciones iniciales de los centros de cluster, por lo tanto, es inevitable correr el algoritmo varias veces, cada vez con un conjunto diferente de centros de cluster iniciales.

Según [23] K-means tiene problemas cuando los clusters tienen diferentes tamaños, densidades, formas no globulares y datos con valores atípicos.

2. Fuzzy C-means Clustering. Fuzzy C-means Clustering (FCM), se basa en la idea básica de Hard C-means clustering (HCM) con la diferencia que en FCM cada punto de datos pertenece a un cluster con un grado de pertenencia, mientras en HCM cada punto o bien pertenece a un determinado cluster o no. Así FCM emplea partición difusa de tal manera que un determinado punto de datos puede pertenecer a varios grupos con el grado de pertenencia especificado por los grados de membresía entre 0

y 1. Sin embargo FCM todavía usa una función de costo que es para ser minimizada mientras trata de particionar el conjunto de datos.

$$\sum_{i=1}^c u_{ij} = 1, \forall j = 1, \dots, n \quad (2.7)$$

La función de costo para FCM es una generalización de la ecuación 1

$$J(U, c_1, \dots, c_c) = \sum_{i=1}^c J_i = \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^c u_{ij}^m d_{ij}^2 \quad (2.8)$$

Donde  $u_{ij}$  está entre 0 y 1;  $c_i$ , es el centro del cluster del grupo fuzzy  $i$ ;  $d_{ij} = \|c_i - x_j\|$  es la distancia Euclidiana entre el centro del cluster  $i$ ésimo y el punto de dato  $j$ ésimo;  $m \in [1, \infty)$  es un exponente de ponderación o peso.

Las condiciones necesarias para que la ecuación 2.8 alcance su mínimo, son:

$$c_i = \frac{\sum_{j=1}^n u_{ij}^m X_j}{\sum_{j=1}^n u_{ij}^m} \quad (2.9)$$

$$u_{ij} = \frac{1}{\sum_{k=1}^c \left( \frac{d_{ij}}{d_{kj}} \right)^{\frac{2}{m-1}}} \quad (2.10)$$

Este algoritmo trabaja iterativamente a través de dos condiciones precedentes, hasta el punto donde no se nota más mejoría. En un modo de operación por lotes, FCM determina el centro de los clusters  $c_i$  y los miembros de la matriz  $U$  usando los siguientes pasos:

- a) Se inicializan los miembros de la matriz  $U$  con valores entre 0 y 1 tal que las restricciones en la ecuación 2.7 sean satisfechas.
- b) Se calcula el centro de los clusters  $c$  fuzzy  $c_i, i = 1, \dots, c$ , usando la ecuación 2.9.
- c) Acá se calcula el costo de la función de acuerdo a la ecuación 2.7. Se suspende la iteración, cuando ésta alcance cierto valor de tolerancia por debajo o sus mejoras sobre la previa iteración están por debajo de un cierto umbral.
- d) Se calcula una nueva  $U$  usando la ecuación 2.10. Se regresa al paso b.

Como en el caso de K-means, el desempeño de FCM depende de los valores iniciales de los miembros de la matriz; por esta razón es aconsejable correr el algoritmo por varias veces, cada vez arrancando con valores diferentes de grados en los miembros para los puntos de datos [24].

FCM no asegura que converge a una solución óptima porque los centroides iniciales (los valores iniciales para la matriz  $U$ ) son inicializados aleatoriamente. FCM reporta

los valores finales para la matriz  $\cup$ . En [23] se propone la siguiente ecuación, para identificar los clusters en los datos, después que FCM ha sido aplicado.

$$K_i = \{j | j \in \{1, 2, \dots, n\}, U_{ij} > U_{rj}, \forall r \in \{1, 2, \dots, n\}, r \neq j\} \quad (2.11)$$

El número de clusters reportados por FCM es menor o igual a  $K$  (pero hay la posibilidad de obtener clusters vacíos).

3. Mountain Clustering. El enfoque de mountain clustering es una forma simple para encontrar los centros de los clusters basados en una medida de densidad llamada la función montaña. Este método es una forma simple de aproximar los centros de los clusters, y pueden ser usados como un preprocesador para otros métodos sofisticados de clustering.

El primer paso en mountain clustering implica la formación de una rejilla en el espacio de datos, donde las intersecciones de las líneas constituyen los centros potenciales de los clusters, denotados como el conjunto  $V$ .

El segundo paso implica la construcción de una función montaña representando una medida de la densidad de datos. La altura de la función montaña en un punto  $v \in V$  es igual a:

$$m(v) = \sum_{i=1}^N \exp\left(-\frac{\|v - x_i\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.12)$$

Donde  $x_i$  es el  $i$ ésimo punto de datos y  $\sigma$  es una constante específica de aplicación. En esta ecuación puede observarse que la medida de densidad de datos en el punto  $v$  es afectada por todos los puntos  $x_i$  en el conjunto de datos y es inversamente proporcional a la distancia entre los puntos de datos  $x_i$  y el punto bajo consideración  $v$ . La constante  $\sigma$  determina tanto la altura como la suavidad de la función montaña resultante.

El tercer paso consiste en seleccionar los centros de los clusters por destrucción secuencial de la función montaña. El primer centro de clusters  $c_1$  es determinado seleccionando el punto con la medida de densidad más grande. Para hallar el siguiente cluster es necesario eliminar el efecto del primer cluster. Una nueva función montaña es formada restando una función Gaussiana escalada centrada en  $c_1$  [25].

$$m_{new}(v) = m(v) - m(c_1) \exp\left(-\frac{\|v - c_1\|^2}{2\beta^2}\right) \quad (2.13)$$

Se puede observar en la ecuación 2.13 que después de la substracción, la nueva función montaña (mountain function  $m_{new}(v)$ ) reduce a cero en  $v = c_1$ . Después de la resta, el segundo centro de cluster es seleccionado como el punto que tiene el valor más alto para la nueva función montaña: De esta forma el proceso continúa hasta que se alcance un número suficiente de centros de cluster.

4. Subtractive Clustering. En esta técnica cada punto de datos es un candidato a ser centro de cluster. Una medida de densidad en el punto de datos  $x_i$  se define como:

$$D_i = \sum_{j=1}^n \exp\left(-\frac{\|X_i - X_j\|^2}{\left(\frac{r_a}{2}\right)^2}\right) \quad (2.14)$$

Donde  $r_a$  es una constante positiva representando un radio vecino. Un punto de datos podría tener un valor de alta densidad si tiene muchos puntos de datos vecinos. El primer centro de cluster  $x_{c1}$  es elegido como el punto que tiene el más alto valor de densidad  $D_{ci}$ . Entonces la siguiente medida de densidad de cada punto de datos  $x_i$  es revisada como sigue:

$$D_i = D_i - D_{ci} \exp\left(-\frac{\|X_i - X_{ci}\|^2}{\left(\frac{r_b}{2}\right)^2}\right) \quad (2.15)$$

Donde  $r_b$  es una constante positiva la cual define una vecindad que tiene reducciones medibles en densidad. Por lo tanto, los puntos de datos próximos al primer centro de cluster  $x_{ci}$  tendrían reducidas significativamente las medidas de densidad.

El próximo centro de clusters se escoge como el punto que tiene el más grande valor de densidad. Este proceso continua hasta que se obtienen un número suficiente de clusters.

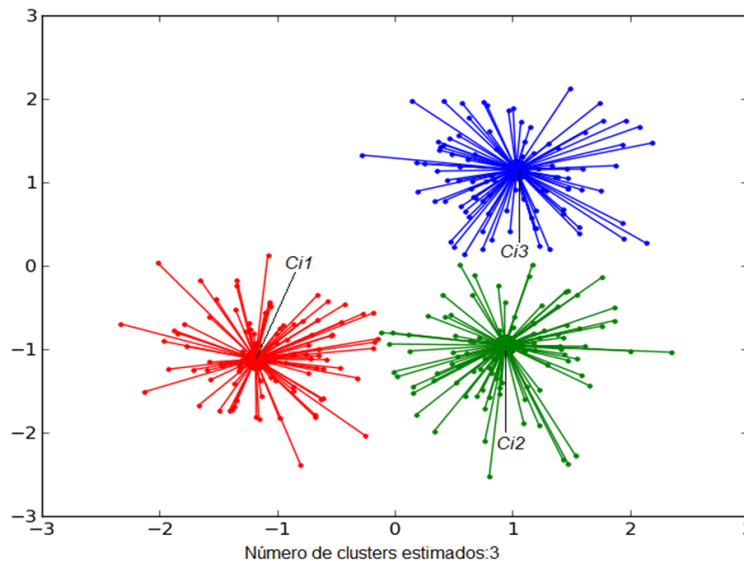


Figura 2.8: Tres clusters con sus respectivos centros  $C_i$ . Figura tomada de [3]

En la Figura 2.8 se observa la agrupación en tres clusters diferenciados por colores. Como se mencionó anteriormente en cada cluster se puede observar un centro  $C_i$ , desde el

cual se traza una distancia a cada uno de los puntos encontrados. El éxito de cualquiera de los algoritmos mencionados anteriormente, consiste en definir cuál es el centro  $C_i$ , y con la función de densidad o pertenencia según la técnica empleada, determinar cuál o cuáles puntos de datos, pertenecen o no al cluster correcto. Los puntos críticos en la figura se pueden observar en el límite de los clusters, donde es difícil determinar entre dos puntos de datos adyacentes a cuál de los dos grupos pertenecen. De acuerdo a la técnica empleada, los puntos críticos en estas fronteras pueden pertenecer a uno u otro cluster, lo que genera una incertidumbre en todo el proceso de clustering, que va a depender de la exactitud de la técnica empleada.

## 2.2.4. Técnicas Paramétricas de Radiolocalización

### Introducción

Existen básicamente cuatro técnicas paramétricas de radiolocalización; AOA (angle of arrive), TOA (time of arrival), TDOA (time differential of arrival) y RSSI (Received Signal Strength Indicator). Existen otras técnicas que hacen uso de algoritmos matemáticos complejos, estas se mencionan al final de esta sección. Cada una de ellas tiene un nivel de precisión que va a depender de la complejidad del algoritmo usado para realizar el procedimiento y del ancho de banda de la señal, cualquiera sea la técnica elegida.

Recurriendo nuevamente a la Figura 2.3, donde se muestra un diagrama de bloques simplificado, la señal se detecta a través de un arreglo de antenas (array), que obtendrá una información que puede ser muy fragmentaria, debido básicamente a que el espectro en estos ambientes, interiores, es muy ruidoso, por los fenómenos de multitrayectoria involucrados y por lo tanto, es posible confundir el espectro de la señal con el piso de ruido. El paso siguiente, es reconstruir la señal mediante técnicas de compressive sensing y clustering. Seguidamente, ésta se entrega a un sistema de computación que ejecuta el algoritmo de posicionamiento, que a su vez se usa como centro de fusión para entregar la posición calculada en una pantalla o display [26].

A continuación se hace una descripción básica de cada una de ellas.

### Técnica AOA

La técnica de ángulo de arribo (AOA) por sus siglas en inglés, usa como base un arreglo (array) [8], con el fin de obtener los ángulos de llegada.

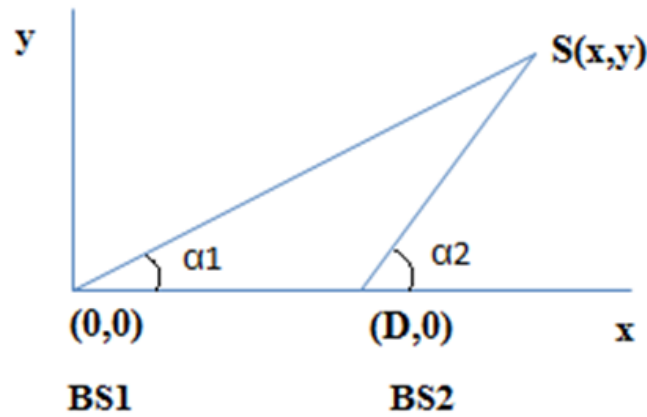


Figura 2.9: Triangulación en dos dimensiones.

Coomo se observa en la Figura 2.9, con dos estaciones base situadas en el eje  $X$  y separadas una distancia  $D$ , se obtienen los dos ángulos de llegada  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ . Aplicando relaciones trigonométricas, se obtiene:

$$x = \frac{D \tan(\alpha_2)}{\tan(\alpha_2) - \tan(\alpha_1)} \quad (2.16)$$

$$y = \frac{D \tan(\alpha_2) \tan(\alpha_1)}{\tan(\alpha_1) - \tan(\alpha_2)} \quad (2.17)$$

El ángulo de llegada de la señal no puede ser determinado exactamente y además, existe una incertidumbre en la medida de la distancia  $D$ , por lo tanto,  $\Delta\alpha_1$  y  $\Delta\alpha_2$  son definidos como la incertidumbre. El error cometido en la medida de  $D$ , es mucho menor que los errores en las medidas de los ángulos, por lo tanto se desprecia.

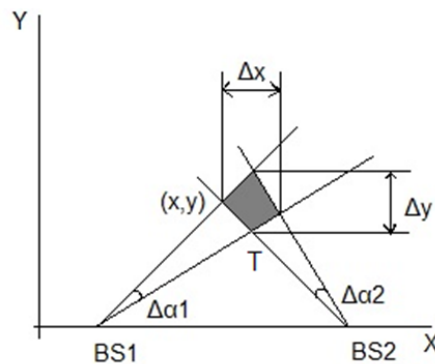


Figura 2.10: Incertidumbre en la medida de los ángulos.  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$ .

En la Figura 2.10, se puede observar el error de localización causado por la incertidumbre en las medidas de los ángulos. La posición real, es el punto de coordenadas  $(x, y)$ . El área sombreada, muestra la posible ubicación del punto  $(x, y)$  debido a los errores  $\Delta\alpha_1$  y  $\Delta\alpha_2$ , y su tamaño indica la magnitud del error cometido. Suponiendo  $T$  como la posición encontrada, de coordenadas  $(x_1, y_1)$ , se estima el error con respecto a la posición real  $(x, y)$  como:

$$error = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} \quad (2.18)$$

Donde  $(x_1, y_1)$  son las coordenadas de un punto cualquiera dentro del área sombreada  $T$  de la Figura 2.10.

### Técnica TOA

En este método, se mide la distancia entre una fuente emisora y una receptora en un espacio libre. La técnica se basa, en estimar el retardo de propagación de las señales, que viajan a la velocidad de la luz [8].

Para hallar el TOA se aplican básicamente dos procedimientos:

1. Midiendo la fase de la portadora de banda estrecha.
2. Estimando el tiempo de llegada de un pulso de banda estrecha.

Esta técnica se divide en cuatro clases.

**Señales de Banda Estrecha y Sistemas de Medidas de Fase** Esta técnica usa la diferencia de fase entre las señales portadoras recibidas y transmitidas, para medir la distancia entre dos puntos. Existe una relación entre la fase de la portadora recibida  $\phi$  y el TOA de la señal  $r$ , dada por la siguiente expresión:

$$r = \frac{\phi}{\omega_c} \quad (2.19)$$

Donde  $\omega_c$ , es la frecuencia de la señal portadora expresada en unidades de radianes.

**Técnicas con señales de Banda Ancha** El principio básico consiste, en transmitir una señal cifrada con una secuencia de pseudoruido (PN) conocida. El receptor correlaciona la señal recibida (por correlación cruzada) con una secuencia PN generada en el propio receptor, haciendo uso de correlación o filtros adaptados. La distancia entre transmisor y receptor, se determina con el tiempo de arribo del pico del primer correlador.



**Técnicas de Ultra Wide Band (UWB)** En los ambientes interiores, las multitrayectorias afectan las señales de radiofrecuencia y el ancho de banda afecta la exactitud de la estimación TOA. A mayor ancho de banda, mayor exactitud. Se estima que para estos ambientes, un ancho de banda de 1 GHz es adecuado para medir con exactitud TOA.

La manera como se aproxima al intervalo, en el cual la salida del filtro logra su pico, entrega la estimación del tiempo de llegada. La estimación óptima del tiempo de llegada, se logra usando un filtro adaptado o un arreglo de correladores receptores. Estos dos métodos son matemáticamente similares, pero se escoge uno u otro, dependiendo del costo computacional del cálculo.

La probabilidad a posteriori del tiempo de llegada (MAP), disminuye con la estimación basada en filtros adaptados o receptores correladores, cuando el canal de comunicación se pueda modelar como AWGN (Additive White Gaussian Noise). De la misma forma, se comporta como MLE (Estimación de Máxima Verosimilitud).

El método TOA clásico estima la localización del nodo, usando para ello la técnica de mínimos cuadrados (LS), en vez de hacerlo por MLE/MAP.

$$\hat{\Theta} = \underset{\Theta}{\operatorname{argmin}} \sum_{i=1}^N \omega_i \left[ \frac{\tau_i - d_i(\Theta)}{c} \right]^2 \quad (2.20)$$

Donde,  $N$  es el número de nodos de referencia,  $\tau_i$  es la medida del  $i$ ésimo TOA,  $d_i(\Theta) = \|\Theta - \Theta_i\|$  es la distancia entre el nodo dado y el nodo de referencia  $i$ ésimo, con  $\Theta$  y  $\Theta_i$ , denotando sus propias ubicaciones y  $\omega_i$ , es el factor escalar de peso para la medida  $i$ ésima, que refleja la confiabilidad de la estimación  $i$ ésima TOA.

Para utilizar este método, se requiere que tanto emisores como receptores estén sincronizados y se necesitan al menos tres medidas de tiempo de los receptores. Con éstas medidas, se trazan circunferencias con centro en cada receptor. La intersección de las tres circunferencias da como resultado, el punto que marca la posición del emisor.

La exactitud de esta técnica, como se ha explicado antes, depende de varios factores como: El algoritmo usado para realizar la estimación del tiempo, el entorno interior y la cantidad de estaciones receptoras (mínimo son tres). Esta técnica es compleja de implementar, debido al requerimiento de la sincronización de los receptores, que es bastante crítico.

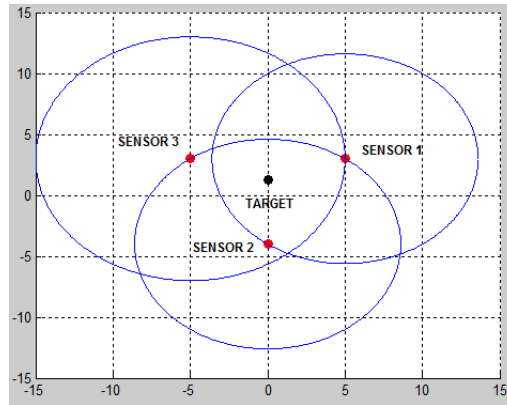


Figura 2.11: Método de trilateración TOA.

**Técnica TDOA** Éste método geométrico, relaciona la distancia con la diferencia de tiempos de propagación. La localización se obtiene con intersecciones de hipérbolas. TDOA se puede usar de dos formas:

1. Unilateral: El terminal encuentra su propia posición.
2. Multilateral: La diferencia entre los tiempos de llegada, es recogida por las estaciones base de la información enviada por el terminal.

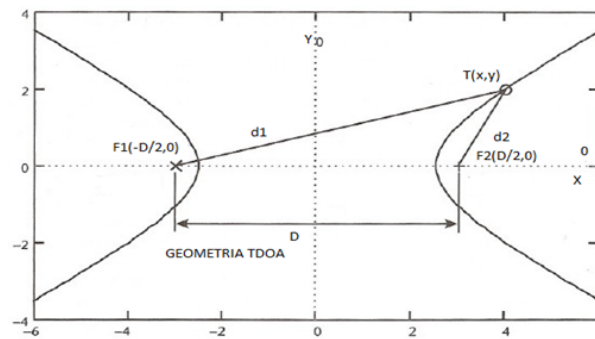


Figura 2.12: Geometría del método TDOA.

En la Figura 2.12, se puede apreciar el método geométrico que usa TDOA para dos dimensiones. Un emisor “E”, transmite un pulso en el tiempo  $t_0$ , que a su vez es recibido por  $F1$  (base 1), en un tiempo  $t_1$  y por  $F2$  (base 2) en un tiempo  $t_2$ . Sobre advertir que los relojes de cada dispositivo están sincronizados, pero el de “E” no. Esto indica que el

tiempo  $t_0$ , es desconocido para el sistema. La diferencia entre los tiempos de llegada puede calcularse como:

$$t_2 - t_1 = (t_2 - t_0) - (t_1 - t_0) \quad (2.21)$$

El tiempo  $(t_2 - t_1)$  es proporcional, a las distancias  $d_1$  y  $d_2$  mostradas en la Figura 2.12,  $C$  es la velocidad de propagación de la luz en el vacío. La diferencia de distancias entre las dos estaciones base fijas y el terminal es:

$$\Delta d = d_2 - d_1 = C(t_2 - t_1) \quad (2.22)$$

El lugar de los puntos cuyas diferencias de distancias entre  $F1$  y  $F2$  es  $\Delta d$ , es también la constante que describe la hipérbola, teniendo las estaciones base en un plano. La diferencia entre los tiempos de llegada, con respecto a las estaciones base fijas, indica que el terminal está localizado en algún punto de la hipérbola. La rama de la hipérbola, es la más cercana al foco que recibe primero la señal.

La ecuación de la hipérbola es expresada por:

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1 \quad (2.23)$$

Se puede expresar  $a$  y  $b$  en términos conocidos de  $\Delta d$  y  $D$ , obteniendo así:

$$a^2 = \left[ \frac{\Delta d}{2} \right]^2 \quad (2.24)$$

$$b^2 = \left[ \frac{D}{2} \right]^2 - a^2 \quad (2.25)$$

Planteando la localización en tres dimensiones, es necesario adicionar una estación base. Cualquier sistema de coordenadas rectangulares, puede rotarse y trasladarse para cumplir con las ecuaciones 2.22, 2.24 y 2.25.

Como este método se basa en el tiempo que gasta en llegar una componente de señal con respecto a una base conocida o referencia, sufre muchas distorsiones por multitrayectorias, lo cual es una desventaja para usar en ambientes interiores.

**Técnica RSSI** El indicador de intensidad de la señal recibida (Received Signal Strength Indicator), se basa en la localización de su potencia, sabiendo que existe una relación entre la distancia y la potencia de la señal. Esta relación puede plantearse teóricamente desde un modelo de propagación, pero es muy inexacta en la práctica, debido a desvanecimientos, multitrayectorias, reflexiones y difracciones que sufre la señal entre el emisor y las terminales de medida, situación que dificulta la relación entre ambas variables.

A pesar de los inconvenientes enumerados anteriormente, la técnica se utiliza como un punto de partida o referencia, debido a la simplicidad de su implementación. Las otras

técnicas enumeradas antes, requieren de algoritmos mucho más elaborados, lo que aumenta la complejidad de los diseños.

Su aplicación para los escenarios de desastres no es la más exacta, porque se debe disponer de un mapa de propagación en interiores (indoor map) muy elaborado y fiable y esto solo es posible para edificaciones, donde previamente se hayan realizado este tipo de estudios. Si la estructura colapsa, el modelo desarrollado podría no responder a esta nueva situación. En deslizamientos, tampoco es conveniente aplicar esta técnica, debido a que son escenarios que normalmente no pueden modelarse exactamente con anterioridad y adicionalmente existen todos los fenómenos asociados con un medio hostil de propagación interior. Esta técnica es poco afectada por la disponibilidad de ancho de banda, pero en cambio es muy sensible a los fenómenos involucrados con las multitrayectorias. Otra

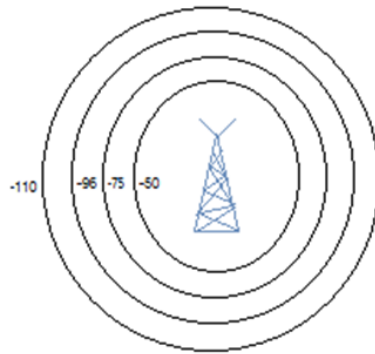


Figura 2.13: Curvas por nivel de potencia RSSI.

desventaja de RSSI, es que no ofrece resolución para grandes áreas [8], donde la localización de los dispositivos, se realiza relacionando la distancia con la intensidad de la señal, pero estos datos dependen del entorno circundante y por lo tanto, son específicos de un área determinada [27]. Por esta razón, RSSI no escala correctamente grandes áreas [28].

Como puede observarse en la Figura 2.13, a cada curva corresponde un nivel de potencia en  $dBm$ , de tal forma, que más cerca de la antena hay más intensidad de señal y viceversa. Existe una zona de incertidumbre entre cada una de las curvas, que dada la baja resolución de la técnica, es difícil de determinar y necesitaría de instrumentos de alta resolución en la zona a caracterizar.

Tabla 2.1: Degradación de la estimación

Técnica		AOA	TOA/DTOA	RSSI
Degradación	Multipath	Leve	Leve	Severa
	Distancia	Leve	Ninguno	Leve

Cada una de las técnicas paramétricas de radiolocalización, sufren degradación en la estimación en mayor o menor medida. Esto se observa en la tabla 2.1.

En la tabla 2.2 se realiza una comparación de las técnicas paramétricas de radiolocalización.

Tabla 2.2: Comparación de técnicas paramétricas

<b>Técnica</b>	<b>AOA</b>	<b>TOA/DTOA</b>	<b>RSSI</b>
<b>Requisitos</b>	Array de antenas	Mínimo tres estaciones, requiere antenas colineales	Entrenamiento previo, requiere mapa de potencias
<b>Exactitud</b>	Media	Alta	Media
<b>Costo computacional</b>	Alto	Alto	Bajo
<b>Cobertura</b>	Alta	Alta	Bajo
<b>Problemas</b>	NLOS (no línea vista)	Multipath	Multipath desvanecimiento ensombrecimiento

**Otras Técnicas** Como se mencionó anteriormente en los escenarios de desastres, hay una probabilidad muy alta que las personas atrapadas, tengan consigo terminales celulares. En la práctica, las técnicas TOA/TDOA, alcanzan más precisión que las demás, pero debido al escenario tan complejo que se presenta, con las multitrayectorias y la banda estrecha del canal móvil (en Colombia el estándar es GSM y LTE), causan una baja resolución y entregan resultados muy inexactos, con errores significativos en la estimación TOA/DTOA.

Considerando una estimación basada en la transmisión de una ráfaga de datos conocida, como la parte media de una trama GSM [4] y asumiendo una ráfaga suficientemente corta, el canal puede ser representado como un canal multitrayectoria, que se compone de una combinación lineal de pulsos de delta de Dirac retardados, con amplitudes  $a_m$  y retardos  $\tau_m$ .

$$h_{ch} = \sum_{m=1}^M a_m \delta(t - \tau_m) \quad (2.26)$$

Cada pulso delta de Dirac, representa una componente multitrayectoria. Considerando una transmisión GSM, sobre un canal como el descrito por la ecuación 2.26, la modulación no lineal GSMK usada por este estándar, puede ser representada por una aproximación lineal denominada AMP (Amplitude Modulated Pulses), disminuyendo la complejidad del transmisor e influenciando en forma mínima la señal transmitida.

Una estimación del error cuadrático medio (MSE), tomando muestras con un periodo  $T$ , puede ser realizada en el receptor.

$$r(t) = h_s(t) * h_{ch}(t) * h_r(t) \quad (2.27)$$

Donde  $h_s(t)$ , representa la respuesta a una secuencia conocida de entrenamiento, al impulso del filtro del transmisor,  $h_r(t)$  es la respuesta al impulso del filtro receptor, siendo  $x * y$ , la convolución.

Usando  $g(t) = h_s(t) * h_r(t)$  y aplicando la ecuación 2.26 se obtiene:

$$r(t) = \sum_{m=1}^M a_m g(t - \tau_m) \quad (2.28)$$

La ecuación 2.26 muestra que en el receptor, la respuesta del canal a los pulsos delta de Dirac, es el impulso  $h_{ch}(t)$  que se convierten en los pulsos  $g(t)$ . Como el pulso de  $g(t)$  es relativamente ancho, comparado con el ancho de banda de una ráfaga GSM, en el caso de componentes multitrayectoria poco espaciadas, los pulsos adyacentes se traslapan y de esta forma, no se pueden identificar los retardos de las multitrayectorias individuales, entonces una estimación segura usando una búsqueda simple de los máximos locales en  $r(t)$ , no es posible. Los métodos paramétricos como, MLS-Prony [4], solucionan este problema.

Estos métodos fueron empleados inicialmente para resolver componentes de frecuencia estrechamente espaciados, pero además, han sido aplicados en el dominio del tiempo para

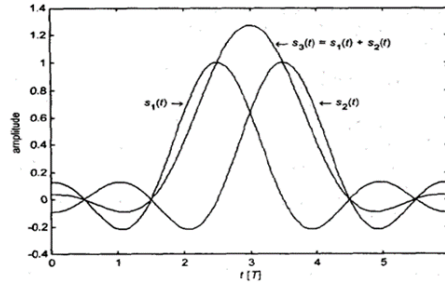


Figura 2.14: Componentes multitrayectoria estrechamente espaciadas. Figura tomada de [4].

caracterizaciones de alta resolución en canales móviles. En la Figura 2.14, se observan dos componentes  $S_1(t)$  y  $S_2(t)$  y la señal resultante  $S_3(t)$ .

Para cumplir los requerimientos de estas técnicas, una ecualización de  $r(t)$  con respecto a  $g(t)$ , debe ser ejecutada. Esto conduce en el caso “silencioso”, a una combinación de si-pulsos:

$$h(t) = \sum_{m=1}^M a_m \cdot \text{sinc} \left[ \frac{\pi}{T_s} (t - \tau_m) \right] \quad (2.29)$$

Donde el ancho de banda  $1/\tau_s$ , se basa en el ancho de banda del transmisor y el filtro receptor. Entonces la representación de la señal  $h(t)$ , del espacio muestreado  $T$  en el dominio de la frecuencia, se obtiene de la siguiente forma.

$$H(jn\omega_0) = F[h(nT)] = \sum_{m=1}^M a_m \cdot e^{jn\tau_m\omega_0} \quad (2.30)$$

Con  $\omega_0 = \frac{2\pi}{NT_s}$  y  $n = 1, 2, \dots, N$ , donde  $F$  representa la transformada discreta de Fourier (DFT). En la ecuación 2.30, se observa la representación en el dominio de la frecuencia de  $h(nT)$ , que es una combinación lineal de funciones exponenciales. Esta es una condición para la aplicabilidad de estas técnicas [4].

**Algoritmo MLS-Prony** MLS (Modified Least Squares). Esta técnica modela datos muestreados, como una combinación lineal de complejos y exponenciales amortiguados. Si los datos consisten de una combinación lineal con puntos de datos igualmente espaciados, se logra una representación exacta de cada componente exponencial individual. Los algoritmos basados en Prony, tienen un pobre desempeño con una baja relación señal-ruido (SNR). Por lo tanto, en presencia de ruido e interferencia, se utiliza la descomposición en valores singulares (SVD) para lograr una reducción del ruido total [21][29].

La presencia de ruido en la ecuación 2.26, ha sido completada por un término de ruido aditivo  $n(t)$ , el cual incluye también los efectos de la ecualización. Así, la ecuación

2.30 se convierte en  $\hat{H}(jn\omega_0) = H(jn\omega_0) + N(jn\omega_0)$ , donde  $N(jn\omega_0)$ , es la transformada discreta de Fourier de las muestras de  $n(t)$ . Este método arranca con el mismo conjunto de ecuaciones, como el algoritmo de predicción lineal (hacia adelante y hacia atrás).

Realizando el procedimiento matemático respectivo, se llega a identificar las componentes individuales multitrayectoria. Estas pueden ser identificadas, buscando las raíces  $z_m$  del polinomio.

$$C(z) = 1 + \sum_{k=1}^L C_k z^k \quad (2.31)$$

Cada una de las raíces localizadas más cercanas al círculo unitario, representa una componente multitrayectoria [4].

La estimación TOA es finalmente definida como:

$$\tau_{TOA} = \min \left[ \frac{1}{\omega_0} \arg(z_m^*) \right] \quad (2.32)$$

Donde  $z(m)$  denota las raíces de  $C(z)$ . Este algoritmo tiene un alto costo computacional.

### 2.2.5. Implementación Práctica

Para la implementación práctica de este proyecto, se utilizarán radios *USRP* (Universal Software Radio Peripheral). Estos dispositivos hacen uso del concepto de *SDR* (Software Defined Radio), que consiste en reemplazar el hardware típico de radiofrecuencia (mezcladores, filtros, moduladores, demoduladores, etc) por software, utilizando para ello computadores personales (*PC*) o dispositivos embebidos [30]. Esta tecnología ha sido desarrollada hace aproximadamente 20 años, inicialmente para aplicaciones militares y hace pocos años se liberó para aplicaciones civiles. Por su versatilidad y fácil implementación, actualmente es usado con fines académicos, en investigación y desarrollo y por hobbistas. En los últimos años gracias a los avances en dispositivos embebidos de bajo costo, ha sido posible su utilización en conjunto con los radios SDR.



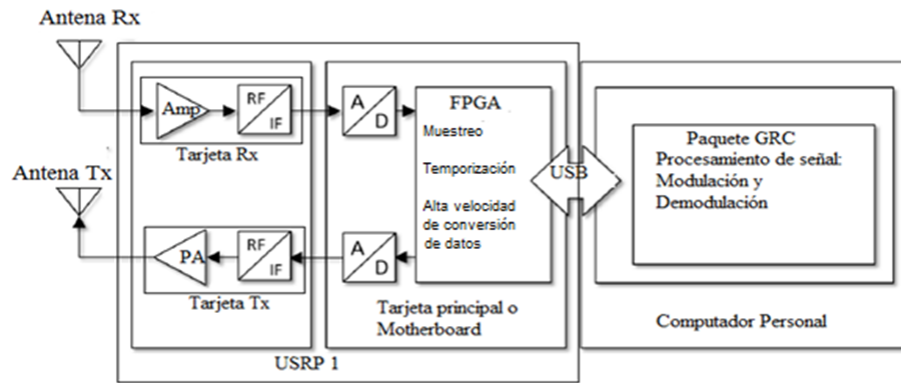


Figura 2.15: Diagrama en bloques de un Radio USRP. Figura adaptada de [5].

En el diagrama de bloques de la Figura 2.15, se observan los componentes principales que conforman un sistema USRP. En el primer bloque de la izquierda se observan las tarjetas de transmisión (*Tx*) y de recepción (*Rx*), que se encargan de realizar todo el trabajo de radiofrecuencia. La tarjeta de *Rx* se encarga de entregar una señal en frecuencia intermedia que posteriormente es demodulada por el software GRC (GNU Radio Companion) que se ejecuta en el computador personal (*PC*). Para la transmisión se realiza el proceso inverso de la recepción, de tal forma que la señal modulada que recibe el *USRP* es muestreada y posteriormente montada sobre una portadora en banda base, para transmitirse a través de la antena. En el siguiente bloque, se observan los convertidores *A/D* y *D/A* que permiten realizar las conversiones necesarias para el procesamiento digital de señales que se realiza en la *FPGA* (Field Programmable Gate Array) y que pueden ir integrados en el dispositivo.

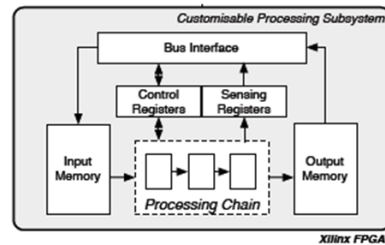


Figura 2.16: Diagrama de bloques genérico de una FPGA. Figura tomada de [6].

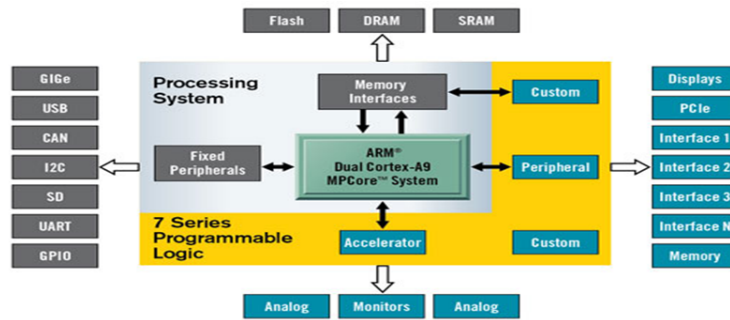


Figura 2.17: Diagrama en bloques de una Xilinx Zynq-7000 AP SoC. Figura tomada de [6].

Como se observa en las Figuras 2.16 y 2.17, la *FPGA* consta de un sistema de procesamiento, programable a la medida de las necesidades y se encarga de realizar tareas como el muestreo de datos, temporización, sincronización, conversiones, etc. liberando de estas tareas de procesamiento al software de la *PC*.

La plataforma de los radios *USRP* está diseñada para realizar aplicaciones de *RF* que pueden cubrir distintas bandas, como la celular en sus distintas frecuencias, F.M., A.M., seguridad pública, *TV*, *DVB – T*, bandas amateur, etc, barriendo una amplia gama de frecuencias que pueden cubrir desde DC hasta 6GHz. Solo es necesario cargar el protocolo adecuado. Los radios *USRP* pueden programarse con software open-source en ambientes gráficos, como el *GRC* (GNU Radio Companion). La versión 2 de los radios *USRP*, además puede ser programada desde paquetes de alto nivel como el LabView y Matlab, lo que permite realizar aplicaciones con rapidez y versatilidad, pues el código puede ser reutilizado [5]. Soportan tecnología *MIMO* (Multiple Inputs Multiple Outputs), lo que permite crear prototipos que pueden ser utilizados para aplicaciones amateur hasta implementaciones para investigación, acortando el periodo de desarrollo de las mismas. En la Figura 2.18, se



Figura 2.18: Radios USRP 1 y 2, respectivamente. Figuras tomadas de [5]

puede observar las dos versiones de radios *USRP*. Físicamente su diferencia salta a la vista, el *USRP* versión 1 es de color negro, y el blanco corresponde a la versión 2. La versión

2 es más versátil y permite ser programada desde Linux, Matlab, LabView, GRC sobre linux, Mac OS y Windows. Para el desarrollo de este trabajo, se utilizará el *USRP* de versión 1,0, que corresponde al radio negro de la Figura 2.18. A continuación se presentan las características más importantes de la versión 1,0.

Spec	Typ.	Unit	Spec	Typ.	Unit
<b>POWER</b>			<b>RF PERFORMANCE (w/ WBX)</b>		
DC Input	6	V	SSB/LO Suppression	35/50	dBc
Current Consumption	0.7	A	Phase Noise (1.8 Ghz)		
w/ WBX Daughterboard	1.7	A	10 kHz	-80	dBc/Hz
<b>CONVERSION PERFORMANCE AND CLOCKS</b>			100 kHz	-100	dBc/Hz
ADC Sample Rate	64	MS/s	1 MHz	-137	dBc/Hz
ADC Resolution	12	bits	Power Output	15	dBm
ADC Wideband SFDR	85	dBc	IIP3	0	dBm
DAC Sample Rate	128	MS/s	Receive Noise Figure	5	dB
DAC Resolution	14	bits	<b>PHYSICAL</b>		
DAC Wideband SFDR	83	dBc	Operating Temperature	0 to 55°	C
Host Sample Rate (8b/16b)	16/8	MS/s	Dimensions (l x w x h)	18x21 x 5.5	cm
Frequency Accuracy	25	ppm	Weight	0.7	kg

\* All specifications are subject to change without notice.

Figura 2.19: Hoja de datos del *USRP* versión 1,0 tomada de [5]

Como se mencionó anteriormente, la flexibilidad de este nuevo ambiente *SDR – USRP*, está facilitando la creación rápida de prototipos que se están usando para la investigación y el desarrollo. Podría afirmarse que cualquier sistema de radio que permita la modulación y demodulación por software, es considerado un sistema SDR. Resumiendo las principales ventajas de este concepto son:

- Flexibilidad que permite realizar actualizaciones y mejoras sin necesidad de cambiar el hardware. De esta manera los anteriores problemas de hardware se han convertido actualmente en problemas de software.
- El sistema es predecible, repetible y parametrizable
- Como se mencionó anteriormente, con un solo hardware podemos tener diferentes sistemas de radio, cambiando solo el bloque de software o el código con el cual se está programando el radio.

Existen actualmente varios trabajos referenciados, en los cuales se ha hecho uso de estas nuevas herramientas de trabajo, como en [31], donde se realiza una “Caracterización del Movimiento Humano en Ambiente Interior (indoor) usando Radar, Basado en GNU Radio”. En [32] se trata de un trabajo de grado donde se exploran aplicaciones con *SDR* y radios *USRP* aplicados a sistemas de comunicación F.M., al estándar celular *GSM*, aplicaciones relacionadas con telefonía *IP* en Asterisk y el montaje de un servidor para el protocolo de señalización *SIP*. En [33] se puede encontrar un trabajo donde se realiza un análisis de los algoritmos de sincronización en la modulación M-PSK. En [34], además se muestra un

trabajo de radiolocalización con el protocolo 802,11 usando radios USRP con el concepto SDR.

Podrían mencionarse muchos más trabajos donde se ha utilizado el concepto de *SDR*, *GNU Radio Companion* (GRC) y *USRP*, pero se han citado estos como un referente de lo que puede realizarse con este entorno de trabajo.

El esquema sugerido para realizar la implementación práctica utilizando los radios *USRP*, se observa en la Figura 2.20, e implica el uso tres dispositivos conectados cada uno a un *PC*. En uno de ellos se implementaría el centro de fusión. En el centro de fusión se procesarán los datos recogidos por cada uno de los radios y utilizando técnicas especiales de procesamiento de señales, como *compressive sensing* y *clustering*, se reconstruirán las señales originales en su respectivo espectro para posteriormente aplicar técnicas paramétricas de radiolocalización.

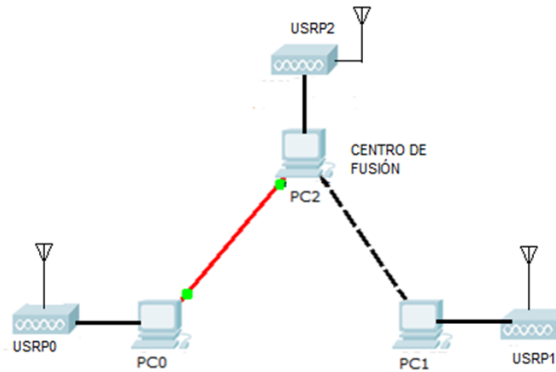


Figura 2.20: Esquema propuesto para el centro de fusión.

# Capítulo 3

## Técnicas de Radio Posicionamiento

### 3.1. Técnicas Paramétricas de Radiolocalización

#### 3.1.1. Introducción

Existen básicamente cuatro técnicas paramétricas de radiolocalización; AOA (angle of arrive), TOA.(time of arrival), TDOA (time differential of arrival) y RSSI (Received Signal Strength Indicator). Cada una de ellas tiene un nivel de precisión que va a depender de la complejidad del algoritmo usado para realizar el procedimiento y del ancho de banda de la señal, cualquiera que sea la técnica elegida.

En la Figura 3.1 se observa la clasificación de los sistemas de radiolocalización.

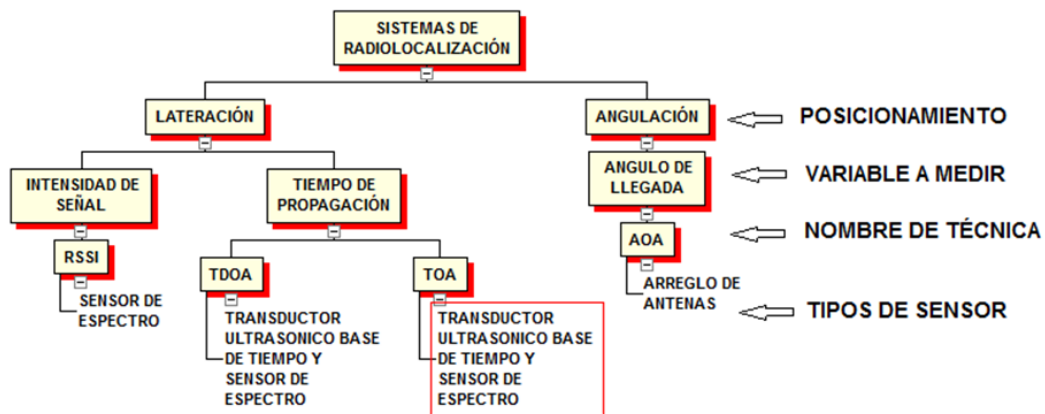


Figura 3.1: Clasificación técnicas de radiolocalización

Recurriendo nuevamente a la Figura 2.3, donde se muestra un diagrama de bloques simplificado de un sistema de radiolocalización, la señal se detecta a través de sensores de espectro, que obtienen una información que puede ser muy fragmentaria, debido básicamente a que el espectro sensado en estos ambientes interiores (indoors), es muy ruidoso, por los fenómenos de multitrayectorias involucrados lo que hace posible confundir el espectro de la señal con el piso de ruido. El paso siguiente, es reconstruir la señal mediante técnicas de compressive sensing y clustering. Seguidamente, esta se entrega a un sistema de computación que ejecuta el algoritmo de posicionamiento, que a su vez se usa como centro de fusión para entregar la posición calculada en una pantalla o display [20].

### 3.1.2. Radio Localización por Intensidad de Campo RSSI

En la actualidad los sistemas de localización forman parte de nuestra cotidianidad, con la utilización generalizada de dispositivos con sistemas G.P.S.(Global Positioning System) en los smartphones y otras tecnologías como el Wi-Fi, es posible ubicar las coordenadas aproximadas donde se encuentra ubicado un usuario. Todos estos sistemas funcionan con una precisión razonable en ambientes exteriores, (outdoors) pero en ambientes interiores (indoors), se ven afectados por los fenómenos inherentes a la propagación de las ondas electromagnéticas en estas condiciones, como son la interferencia, pérdidas por trayectoria (path loss), reflexiones, difracciones, etc. Para la implementación de un sistema de radiolocalización que permita la ubicación de objetos que emitan ondas electromagnéticas en un ambiente interior, “indoor”, es necesario la utilización de métodos de procesamiento de señales, con el fin de obtener la información necesaria para detectar los espectros de frecuencia que pueden ser relevantes, usar una técnica de reconstrucción de señales y luego con esa información utilizando técnicas de localización, lograr la ubicación del dispositivo.

Como es sabido es necesario usar al menos tres sensores de espectro, para garantizar una ubicación aceptable, por esta razón, en la Figura 2.3 solo aparecen dos antenas con el objeto de simplificar el diagrama de bloques.

#### **Trilateracion.**

Como se mencionó en el capítulo anterior, esta técnica se utiliza básicamente por su fácil implementación, aunque su exactitud se ve afectada por las multitrayectorias de la señal, fenómeno que se incrementa en ambientes interiores (indoors). En la Figura 2.13 se observan las curvas que corresponden con cada nivel de señal. Este modelo es teórico y para aplicarlo con exactitud en la práctica, se requiere de campañas de medidas exhaustivas. Cualquier elemento que se modifique en el ambiente circundante donde se encuentre el sensor de espectro, puede modificar las lecturas de la señal recibida. Este es su principal inconveniente, aunque a su favor además de su fácil implementación, está el bajo ancho de banda utilizado.

Desde el punto de vista geométrico, se conoce a la trilateración como el proceso de determinar las ubicaciones relativas de puntos por medidas de distancias, usando para ello, la geometría de algunas figuras: círculos, esferas y triángulos [35]. Este método se usa conjuntamente con las medidas de la intensidad de la señal emitida, por medio de receptores. A diferencia de la triangulación, esta técnica no utiliza las medidas de ángulos.

**Trilateración en dos Dimensiones.** La trilateración de dos dimensiones (2D), requiere de tres sensores ubicados alrededor del área dentro de la cual, se supone está el dispositivo a ubicar. Cada sensor está compuesto básicamente por un tranceptor con su respectiva antena. Este entrega una lectura de la intensidad de la señal en este punto. Como se observa en la Figura 2.13, cada curva corresponde con una medida de potencia y está relacionada con la distancia a la cual se encuentra el emisor. Se usan las posiciones relativas donde se ubican los sensores de espectro,  $(x_i, y_i)$ , y las medidas de potencia recibida de cada uno de ellos. Con esta información se estiman las distancias aproximadas, a partir de un modelo de propagación específico. De esta forma a partir de la ecuación de la circunferencia, es posible plantear un sistema de tres ecuaciones con dos incógnitas, cuya solución son las coordenadas estimadas  $(\hat{x}, \hat{y})$ , del dispositivo a ubicar. Esta es la trilateración de dos dimensiones (2D), que ubica el objeto en un plano coordenado  $(x, y)$ .

Partiendo de un modelo general de pérdidas por trayectoria (Path Loss), se puede resolver para hallar la distancia, que corresponde al radio de cada una de las circunferencias. De esta forma, usando el modelo de Friis [36]:

$$PL_i = 32,45 + 20\log(f) + 20\log(d_i) \quad (3.1)$$

Donde  $f$  es la frecuencia en MHz y  $d$  corresponde a la distancia en Km. Además  $PL_i$ , equivale a:

$$PL_i = PTx_i - PRx_i \quad (3.2)$$

Donde  $PTx_i$ , corresponde a la potencia de transmisión del objeto y  $PRx_i$  a la potencia recibida por el sensor de espectro.

Reemplazando 3.2 en 3.1 y despejando  $d_i$  se obtiene:

$$d_i = 10^\alpha \quad (3.3)$$

Donde,

$$\alpha = \frac{PTx_i - PRx_i - 32,45 - 20\log(f)}{20} \quad (3.4)$$

De esta manera se obtiene el radio de las circunferencias, hallando la distancia  $d_i$  del modelo de propagación [37]. En general la ecuación de la circunferencia se representa por:

$$(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 = d_i^2 \quad (3.5)$$

Donde  $i = 1, 2, 3$

Como se van a ubicar tres sensores alrededor del objeto a buscar, se plantean las tres ecuaciones, una para cada transeptor, de tal forma que:

$$(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 = d_1^2 \quad (3.6)$$

$$(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 = d_2^2 \quad (3.7)$$

$$(x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 = d_3^2 \quad (3.8)$$

Como se observa, es un sistema de ecuaciones cuadrático. Desarrollando los binomios de 3.6 y 3.7 y restándolos entre sí, se obtiene:

$$2x(x_2 - x_1) + 2y(y_2 - y_1) = (d_1^2 - d_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) \quad (3.9)$$

Realizando el mismo procedimiento para 3.7 y 3.8:

$$2x(x_3 - x_1) + 2y(y_3 - y_1) = (d_1^2 - d_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) \quad (3.10)$$

De esta forma se transformó un sistema de ecuaciones cuadráticas, en un sistema de ecuaciones lineales, teniendo en cuenta que las distancias ( $d_i$ ) se calcularon desde el modelo de propagación. Aplicando la regla de Cramer's, se halla la solución del sistema, que corresponde a las coordenadas  $(x, y)$  del objeto[37].

$$x = \frac{\begin{vmatrix} (d_1^2 - d_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) & 2(y_2 - y_1) \\ (d_1^2 - d_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) & 2(y_3 - y_1) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & 2(y_2 - y_1) \\ 2(x_3 - x_1) & 2(y_3 - y_1) \end{vmatrix}} \quad (3.11)$$

$$y = \frac{\begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & (d_1^2 - d_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) \\ 2(x_3 - x_1) & (d_1^2 - d_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & 2(y_2 - y_1) \\ 2(x_3 - x_1) & 2(y_3 - y_1) \end{vmatrix}} \quad (3.12)$$

**Trilateración en tres Dimensiones.** La trilateración de tres dimensiones ( $3D$ ), el método es similar al descrito en la sección anterior para ( $2D$ ), pero en vez de plantear ecuaciones de circunferencias, se resuelven ecuaciones de esferas. Además el dispositivo es ubicado en el plano  $(xyz)$ . La trilateración en tres dimensiones ( $3D$ ), se resuelve de manera



similar, con la diferencia que es necesario encontrar una dimensión más, la componente ( $z$ ). El sistema en  $3D$  usa una componente más ( $z$ ). Entonces un sensor adicional, (para un mínimo de cuatro), son necesarios para hallar la componente que representa la altura. En tres dimensiones, el objeto se espera encontrar ubicado en la intersección de las esferas. De esta forma se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones.

$$(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2 = d_1^2 \quad (3.13)$$

$$(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_2)^2 = d_2^2 \quad (3.14)$$

$$(x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 + (z - z_3)^2 = d_3^2 \quad (3.15)$$

$$(x - x_4)^2 + (y - y_4)^2 + (z - z_4)^2 = d_4^2 \quad (3.16)$$

Desarrollando 3.13 y 3.14 se obtiene respectivamente

$$x^2 - 2xx_1 + x_1^2 + y^2 - 2yy_1 + y_1^2 + z^2 - 2zz_1 + z_1^2 = d_1^2 \quad (3.17)$$

$$x^2 - 2xx_2 + x_2^2 + y^2 - 2yy_2 + y_2^2 + z^2 - 2zz_2 + z_2^2 = d_2^2 \quad (3.18)$$

Restando 3.17 de 3.18

$$2x(x_2 - x_1) + 2y(y_2 - y_1) + 2z(z_2 - z_1) = (d_1^2 - d_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) - (z_1^2 - z_2^2) \quad (3.19)$$

De manera similar desarrollando 3.15 y 3.16 y restando 3.13 de 3.15 y 3.16 se hallan las dos ecuaciones restantes.

$$2x(x_3 - x_1) + 2y(y_3 - y_1) + 2z(z_3 - z_1) = (d_1^2 - d_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) - (z_1^2 - z_3^2) \quad (3.20)$$

$$2x(x_4 - x_1) + 2y(y_4 - y_1) + 2z(z_4 - z_1) = (d_1^2 - d_4^2) - (x_1^2 - x_4^2) - (y_1^2 - y_4^2) - (z_1^2 - z_4^2) \quad (3.21)$$

De esta forma como en el sistema ( $2D$ ), se pasó de un sistema cuadrático a uno lineal y de manera similar se pueden resolver estas ecuaciones 3.22, 3.23 y 3.24, usando la regla de Cramer's[37].

$$x = \frac{\begin{vmatrix} (d_1^2 - d_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) - (z_1^2 - z_2^2) & 2(y_2 - y_1) & 2(z_2 - z_1) \\ (d_1^2 - d_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) - (z_1^2 - z_3^2) & 2(y_3 - y_1) & 2(z_3 - z_1) \\ (d_1^2 - d_4^2) - (x_1^2 - x_4^2) - (y_1^2 - y_4^2) - (z_1^2 - z_4^2) & 2(y_4 - y_1) & 2(z_4 - z_1) \end{vmatrix}}{|M|} \quad (3.22)$$

$$y = \frac{\begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & (d_1^2 - d_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) - (z_1^2 - z_2^2) & 2(z_2 - z_1) \\ 2(x_3 - x_1) & (d_1^2 - d_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) - (z_1^2 - z_3^2) & 2(z_3 - z_1) \\ 2(x_4 - x_1) & (d_1^2 - d_4^2) - (x_1^2 - x_4^2) - (y_1^2 - y_4^2) - (z_1^2 - z_4^2) & 2(z_4 - z_1) \end{vmatrix}}{|M|} \quad (3.23)$$

$$z = \frac{\begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & 2(y_2 - y_1) & (d_1^2 - d_2^2) - (x_1^2 - x_2^2) - (y_1^2 - y_2^2) - (z_1^2 - z_2^2) \\ 2(x_3 - x_1) & 2(y_3 - y_1) & (d_1^2 - d_3^2) - (x_1^2 - x_3^2) - (y_1^2 - y_3^2) - (z_1^2 - z_3^2) \\ 2(x_4 - x_1) & 2(y_4 - y_1) & (d_1^2 - d_4^2) - (x_1^2 - x_4^2) - (y_1^2 - y_4^2) - (z_1^2 - z_4^2) \end{vmatrix}}{|M|} \quad (3.24)$$

Donde

$$M = \begin{vmatrix} 2(x_2 - x_1) & 2(y_2 - y_1) & 2(z_2 - z_1) \\ 2(x_3 - x_1) & 2(y_3 - y_1) & 2(z_3 - z_1) \\ 2(x_4 - x_1) & 2(y_4 - y_1) & 2(z_4 - z_1) \end{vmatrix}$$

A simple vista la adición de un tercer sensor debería ofrecer más exactitud a los cálculos, pero en la práctica esto puede ser relativo. La razón radica en la complejidad computacional para resolver las matrices. Los cálculos de punto flotante, se hacen más largos y complejos, lo que consume más tiempo de procesamiento y a su vez se pierde exactitud. El costo computacional hace referencia básicamente, al tiempo de procesamiento requerido para resolver las ecuaciones planteadas para la trilateración  $2D$  y  $3D$ . Asumiendo que para resolver una matriz  $2 \times 2$  es necesario un tiempo  $t$ :

$$A = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{21} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix}$$

De la misma forma para resolver una matriz  $3 \times 3$  con la regla de Cramer's, es necesario hacer uso de las siguientes expresiones:

$$A = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} = a_{11} \begin{vmatrix} a_{22} & a_{23} \\ a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} - a_{12} \begin{vmatrix} a_{21} & a_{23} \\ a_{31} & a_{33} \end{vmatrix} + a_{13} \begin{vmatrix} a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \end{vmatrix}$$

Se puede observar que el tiempo necesario para calcular una posición en  $2D$  es  $3t$ , asumiendo que el determinante de  $A$  es calculado solamente una vez. Entonces el tiempo para  $3D$  es  $(3t+\omega)*4$ , donde  $\omega$  es el costo computacional adicional que se gasta al multiplicar, sumar y restar las matrices respectivas. Con el fin de obtener una alta seguridad en la ubicación, es común usar más sensores para el cálculo de la ubicación del objeto, resultando en un promedio de todas las combinaciones o subconjunto de combinaciones de nodos de sensores. Las combinaciones de nodos pueden ser determinadas por  $\binom{m}{3}$  y  $\binom{n}{4}$  para  $2D$  y  $3D$  respectivamente, donde  $m \geq 3$  y  $n \leq 4$ . Asumiendo que  $\omega$  es insignificante y todas las combinaciones son usadas con  $m = n - 1$ , se puede concluir que comparando el tiempo necesario para resolver una ubicación  $2D$  y  $3D$ , el tiempo para  $3D$  es mucho mayor que para  $2D$ , aproximadamente en una relación 4 : 1. Como conclusión, se infiere que al aumentar el número de sensores de espectro en un sistema de radiolocalización, se aumenta la complejidad computacional y su relación con respecto al tiempo computacional no es lineal, lo que parece indicar que al aumentar el número de sensores para mejorar la precisión de la ubicación, se está multiplicando como mínimo por 4 el tiempo computacional necesario para resolver una ubicación[37].

### 3.1.3. Trilateración por supernodos.

La trilateración por el método de super nodos ó COLA (Complexity Reduced 3D Trilateration Localization Approach), disminuye la complejidad de la trilateración 3D, reduciendo la carga computacional y por ende el tiempo que gasta en realizar los cálculos. Su desventaja está en el costo de los sensores pues es necesario utilizar dos sensores adicionales. Este costo se ve compensado por la seguridad en los cálculos y el bajo costo computacional, mejorando el desempeño de la trilateración 3D, con la ventaja de entregar coordenadas en el espacio, es decir, con la componente adicional de la altura ( $z$ ).

Este método utiliza tres sensores con coordenadas  $(x_1, y_1, z_1)$ ,  $(x_2, y_2, z_1)$ ,  $(x_3, y_3, z_1)$  y los sensores restantes con las mismas coordenadas en el plano  $(x_i, y_i)$  pero con una altura relativa mayor, es decir,  $(x_1, y_1, z_1')$ ,  $(x_2, y_2, z_1')$ ,  $(x_3, y_3, z_1')$  para un total de seis sensores.

La Figura 3.2 muestra un diagrama simplificado de COLA en 2D y en el cual se puede deducir lo siguiente.

$$\cos \Theta = \frac{a + b}{d_2} \quad (3.25)$$

Para hacer este proceso de deducción más entendible, se secciona la Figura 3.2 en tres partes y se considera como otro punto adicional con sensores.

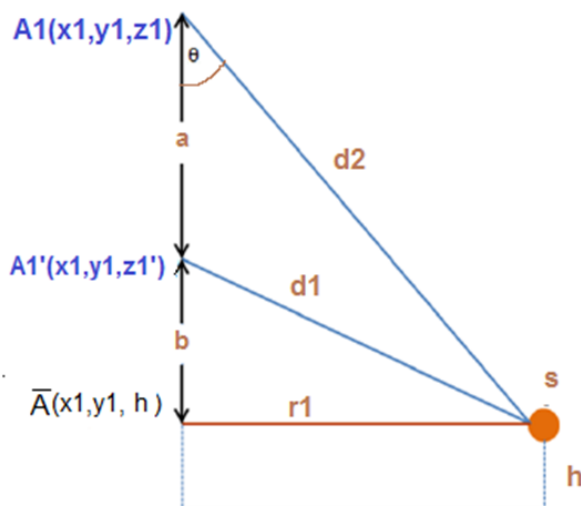


Figura 3.2: Diagrama de COLA en 2D.

$d_2 \cos \Theta = a + b$ , por lo tanto

$$a = d_2 \cos \Theta - (z_1 - z_{1'}) \quad (3.26)$$

Aplicando el teorema de cosenos.

$$d_1^2 = d_2^2 + (z_1 - z_{1'})^2 - 2d_2(z_1 - z_{1'}) \cos \Theta$$

$$d_2^2 = d_1^2 - (z_1 - z_{1'})^2 + 2d_2(z_1 - z_{1'}) \cos \Theta$$

De donde:

$$\cos \Theta = \frac{d_2^2 - d_1^2 + (z_1 - z_{1'})^2}{2d_2(z_1 - z_{1'})} \quad (3.27)$$

$h = z_1 - (a + b)$ , que conduce a:

$$h = z_1 - (a + (z_1 - z_{1'})) \quad (3.28)$$

$$a + (z_1 - z_{1'}) = (d_2 \cos \Theta - (z_1 - z_{1'})) + (z_1 - z_{1'}) \quad (3.29)$$

Sustituyendo la ecuación 3.27 en 3.29:

$$a + (z_1 - z_{1'}) = d_2 \left[ \frac{d_2^2 - d_1^2 + (z_1 - z_{1'})^2}{2d_2(z_1 - z_{1'})} \right] \quad (3.30)$$

Ahora se sustituye la ecuación 3.28 en 3.30

$$h = z_1 - \left[ \frac{d_2^2 - d_1^2 + (z_1 - z_1')^2}{2(z_1 - z_1')} \right] \quad (3.31)$$

La distancia entre el objeto buscado y las coordenadas  $(x, y)$  de los sensores es:

$$d_2^2 = r_1^2 + (a + b)^2 \quad (3.32)$$

Despejando  $r_1^2 = d_2^2 - (a + b)^2 = d_2^2 - (d_2 \cos \Theta)^2$ , por lo tanto,

$$r_1^2 = d_2^2(1 - \cos^2 \Theta) \quad (3.33)$$

Escribiendo la expresión anterior en forma de radical, se obtiene

$$r_1 = \sqrt{d_2^2(1 - \cos^2 \Theta)} \quad (3.34)$$

Ahora elevando al cuadrado la ecuación 3.27

$$\cos^2 \Theta = \left[ \frac{d_2^2 - d_1^2 + (z_1 - z_1')^2}{2d_2(z_1 - z_1')} \right]^2 \quad (3.35)$$

Sustituyendo la ecuación 3.35 en 3.34 y desarrollando, se obtiene la siguiente expresión para la distancia.

$$r_1 = \sqrt{\frac{-d_1^4 - d_2^4 - (z_1 - z_1')^4 + 2d_1^2d_2^2 + 2d_1^2(z_1 - z_1')^2 + 2d_2^2(z_1 - z_1')^2}{4(z_1 - z_1')^2}} \quad (3.36)$$

La siguiente figura muestra el dibujo en tercera dimensión.

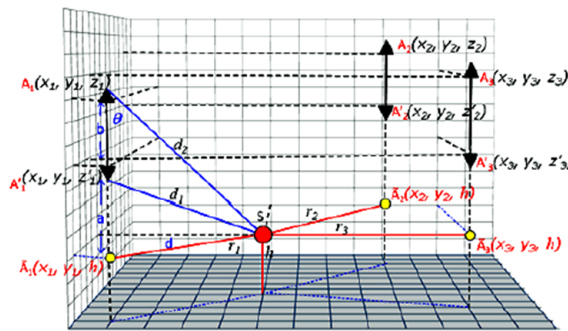


Figura 3.3: Trilateración en 3D con método COLA.  
Figura tomada de [37]

Después de hallar la distancia  $r_1$  y la altura  $z$ , el algoritmo continúa resolviendo las ecuaciones 3.6, 3.7 y 3.8 de la trilateración 2D por la regla de Cramer's o por cualquier método de algebra lineal. De esta manera al ejecutar el algoritmo, este logra la ubicación del objeto en el plano  $(x, y, z)$ .

Con este algoritmo (COLA), se logra una reducción en la complejidad computacional en 3D, evitando los cálculos para 3D, que incrementan como se vio anteriormente, el costo computacional. La ventaja de la trilateración por supernodos, reside en la conversión de un sistema 3D complejo, en un sistema 2D, evitando los cálculos matriciales en 3D y reduciendo significativamente la propagación de errores. Su desventaja como se mencionó anteriormente, es la necesidad de usar seis sensores de espectro, dos más que en el método tradicional de 3D [37].

### 3.1.4. Trilateración por el método del centroide.

Los fenómenos asociados a la propagación de las ondas electromagnéticas (multitrayectorias, interferencias, etc), en ambientes interiores (indoor), producen variación en la medida de la potencia recibida (RSSI) por el sensor de espectro. Estas variaciones a su vez, producen errores que se manifiestan en el cálculo de la distancia. Por esta razón se puede utilizar un método adicional, conocido como el método del centroide.

Este método consiste en hallar el centroide de la figura generada por dos de las circunferencias, tomando como referencia el punto donde se ubicaría el tercer sensor, que corresponde al centro de la tercera circunferencia. De esta forma, disminuye la probabilidad de error en la distancia obtenida, a partir del modelo de pérdidas por trayectorias (path loss).

Existen cinco posibles situaciones que pueden ocurrir con las dos circunferencias[7][35][38]. En la Figura 3.4, las circunferencias son tangentes, por lo tanto, hay un punto común (P) que pertenece a ambas circunferencias.

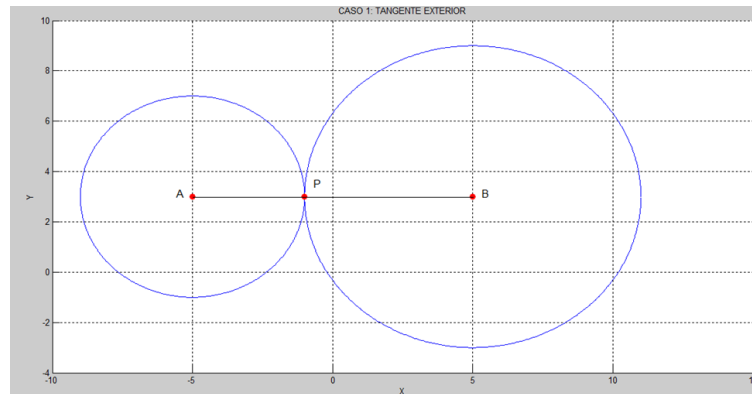


Figura 3.4: Circunferencias tangentes exteriores.

Retomando las ecuaciones 3.5 y 3.6, de las circunferencias, la solución de estas es real, de tal forma que  $P_1 = P_2 = P$ , y la distancia  $AB$  es la suma de las distancias.

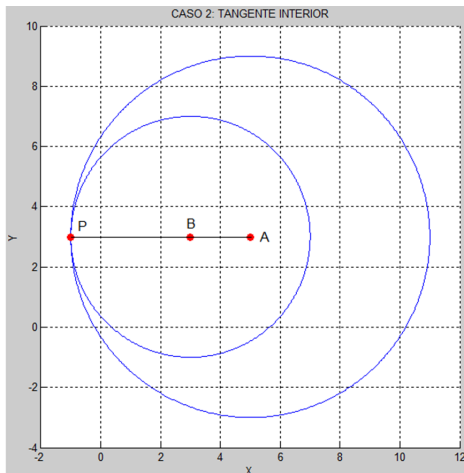


Figura 3.5: Circunferencias tangentes interiores.

El segundo caso, ocurre cuando las circunferencias son tangentes interiores y una está inscrita en la otra, como lo muestra la Figura 3.5. La longitud del segmento  $AB$  es la diferencia entre las distancias, por lo tanto:

$$L_{AB} = d_1 + d_2 \quad (3.37)$$

El tercer caso posible, ocurre cuando las dos circunferencias se interceptan en dos puntos, y generan un área de incertidumbre, como se observa en la Figura 3.11, pero a diferencia de

esta, la tercera circunferencia entraba a determinar un punto (como se ve en la Figura 3.12) que coincide con uno de los puntos de intersección. En este caso, la tercera circunferencia al interceptar uno de los puntos de intersección, define con mayor exactitud las coordenadas del punto a ubicar y reduce el área de incertidumbre al mínimo posible. Cuando la tercera circunferencia no define exactamente el punto de coordenadas  $(x, y)$ , reduce el área de incertidumbre, pero el error de ubicación del punto a ubicar sigue siendo significativo. Por esta razón, el método del centroide entra a estimar con una exactitud aceptable las coordenadas del punto a ubicar y de esta forma reducir el área de incertidumbre y por lo tanto el error inherente a la medida de la intensidad de la señal (RSSI).

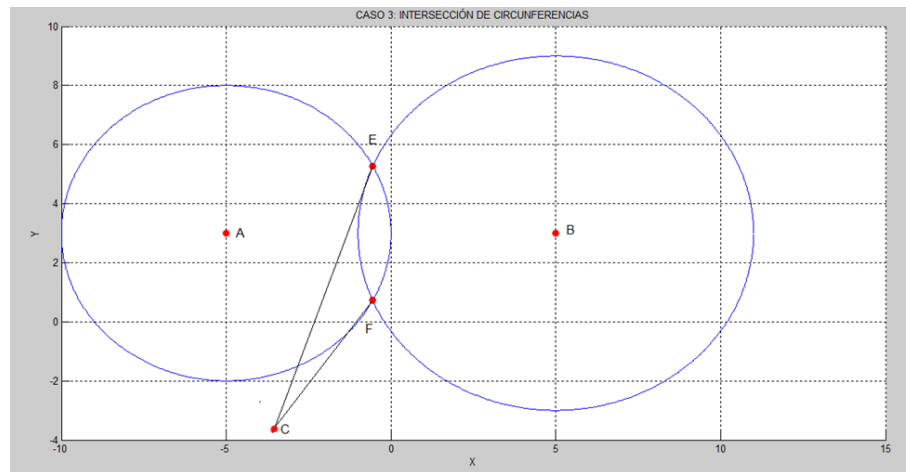


Figura 3.6: Intersección de circunferencias.

De la Figura 3.6 se puede inferir que:

$$d_1 + d_2 > L_{AB} \quad (3.38)$$

En este caso se entra a comparar  $|d_3 - CE|$  con  $|d_3 - CF|$  y se elige la distancia de menor valor absoluto, como el punto a ubicar. Así la medida RSSI del tercer nodo es utilizada como una referencia para identificar la posición propia entre dos puntos de intersección. La solución de las ecuaciones de las circunferencias son complejas, se toma la parte real para obtener los puntos E y F.

El cuarto caso se puede observar en la Figura 3.7 y corresponde a un círculo pequeño al interior de otro mucho más grande, sin intersección.



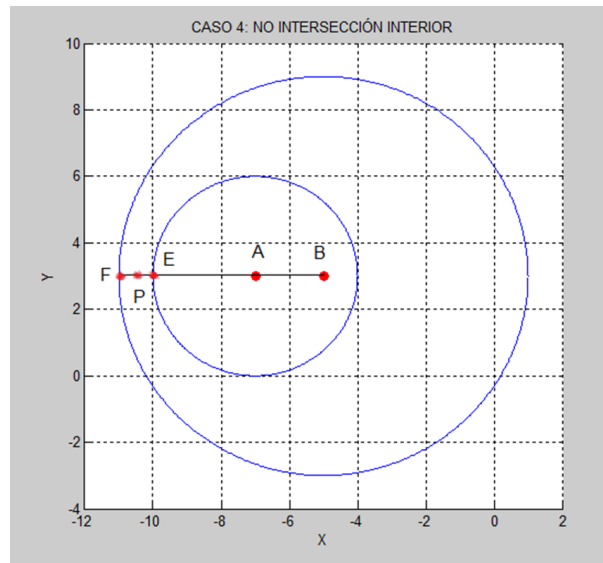


Figura 3.7: Circunferencias inscritas sin intersección.

. En este caso se cumple que:

$$d_1 + L_{AB} < d_2 \tag{3.39}$$

De acuerdo con la Figura 3.7, el punto  $P$  se ubica en la mitad del segmento  $EF$  que une las dos circunferencias.

El quinto caso corresponde a dos círculos exteriores, que se aproximan pero no se intersectan, entonces  $P$  se ubica en el medio de los dos círculos, el punto medio entre  $E$  y  $F$  [38][7][35], como se observa en la Figura 3.8.

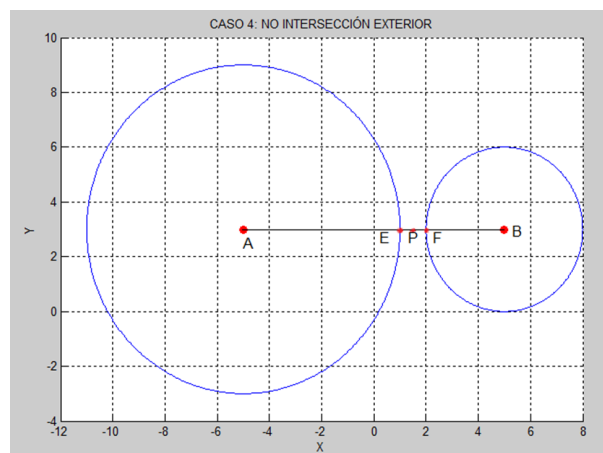


Figura 3.8: Circunferencias exteriores sin intersección.

Para esta situación se cumple:

$$d_1 + d_2 = L_{AB} \quad (3.40)$$

Además puede presentarse como en el primer caso, que dos circunferencias sean tangentes exteriores y al trazar una tercera circunferencia esta sea tangente a las dos anteriores [35]. En la Figura 3.9, se puede observar esta situación y en este caso se busca el centroide del triángulo formado por los puntos  $P_1, P_2, P_3$ , que corresponde al punto estimado  $P$ , de coordenadas  $(x_p, y_p)$ , donde está el objeto a ubicar.

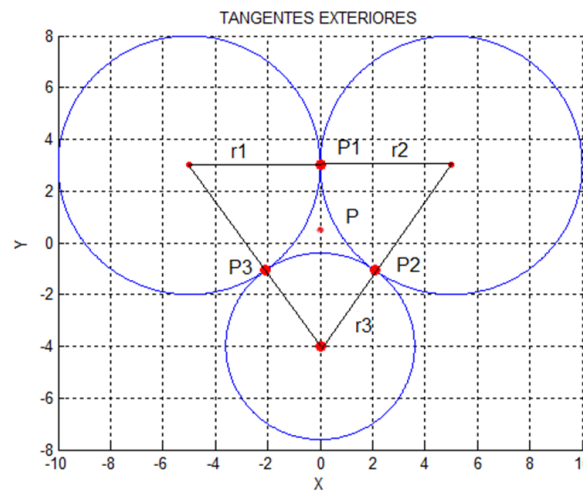


Figura 3.9: Circunferencias tangentes exteriores sin intersección.

El punto  $P$  puede estimarse de acuerdo con los factores ponderados del centroide:

$$\frac{1}{r_1 + r_2}, \frac{1}{r_2 + r_3}, \frac{1}{r_1 + r_3} \quad (3.41)$$

De acuerdo con la ecuación 3.41, las siguientes expresiones permiten calcular el centroide ponderado, de la siguiente forma:

$$x_p = \frac{\frac{x_1}{r_1+r_2} + \frac{x_2}{r_2+r_3} + \frac{x_3}{r_1+r_3}}{\frac{1}{r_1+r_2} + \frac{1}{r_2+r_3} + \frac{1}{r_1+r_3}} \quad (3.42)$$

$$y_p = \frac{\frac{y_1}{r_1+r_2} + \frac{y_2}{r_2+r_3} + \frac{y_3}{r_1+r_3}}{\frac{1}{r_1+r_2} + \frac{1}{r_2+r_3} + \frac{1}{r_1+r_3}} \quad (3.43)$$

Para un sistema en 3D, son necesarios cuatro sensores. El algoritmo para el centroide ponderado en 3D, es como se observa en la Figura 3.10. Una pirámide triangular puede ser dividida en cuatro superficies 2D. Cada superficie tiene tres nodos sensores, los cuales son un caso del algoritmo centroide ponderado y podría definir un punto de aproximación  $P$ .

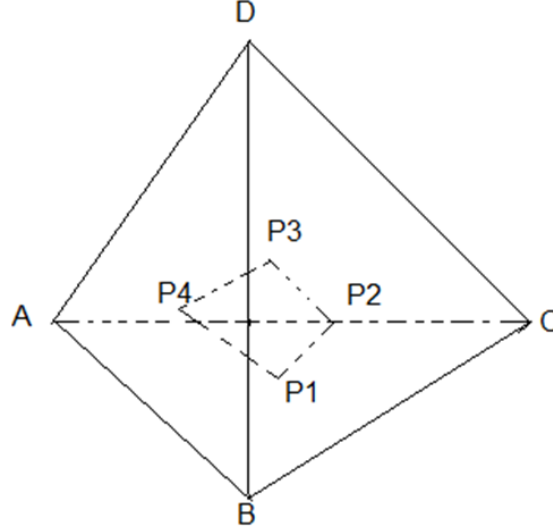


Figura 3.10: Centroides tridimensionales ponderados. Imagen adaptada de [7].

Como se muestra en la figura anterior, el  $\triangle ABC$  define un punto aproximado para  $P_1$ , el  $\triangle BCD$  define otro punto aproximado  $P_2$ , el  $\triangle ACD$  a  $P_3$  y el  $\triangle ABD$  a  $P_4$ , respectivamente.

De la misma forma que el método anterior 2D ponderado, el método 3D ponderado usa los factores de ponderación  $\frac{1}{(r_1+r_2+r_3)}$ ,  $\frac{1}{(r_2+r_3+r_4)}$ ,  $\frac{1}{(r_3+r_1+r_4)}$ ,  $\frac{1}{(r_1+r_2+r_4)}$ , donde cada superficie influye la ubicación del nodo buscado  $P$ . Por lo tanto las siguientes expresiones, permiten calcular las coordenadas del nodo  $P$ .

$$X_p = \frac{\frac{x_{p1}}{r_1+r_2+r_3} + \frac{x_{p2}}{r_2+r_3+r_4} + \frac{x_{p3}}{r_1+r_3+r_4} + \frac{x_{p4}}{r_1+r_2+r_4}}{\frac{1}{r_1+r_2+r_3} + \frac{1}{r_2+r_3+r_4} + \frac{1}{r_1+r_3+r_4} + \frac{1}{r_1+r_2+r_4}} \quad (3.44)$$

$$Y_p = \frac{\frac{y_{p1}}{r_1+r_2+r_3} + \frac{y_{p2}}{r_2+r_3+r_4} + \frac{y_{p3}}{r_1+r_3+r_4} + \frac{y_{p4}}{r_1+r_2+r_4}}{\frac{1}{r_1+r_2+r_3} + \frac{1}{r_2+r_3+r_4} + \frac{1}{r_1+r_3+r_4} + \frac{1}{r_1+r_2+r_4}} \quad (3.45)$$

$$Z_p = \frac{\frac{z_{p1}}{r_1+r_2+r_3} + \frac{z_{p2}}{r_2+r_3+r_4} + \frac{z_{p3}}{r_1+r_3+r_4} + \frac{z_{p4}}{r_1+r_2+r_4}}{\frac{1}{r_1+r_2+r_3} + \frac{1}{r_2+r_3+r_4} + \frac{1}{r_1+r_3+r_4} + \frac{1}{r_1+r_2+r_4}} \quad (3.46)$$

Cuando hay más de cuatro nodos sensores de espectro, cada cuatro nodos se construye un grupo, de tal forma que seleccionando ( $R \geq 4$ ) hay  $C_4^R$  grupos. Cada grupo repite el

método 3D ponderado y obtiene una estimación para este grupo. Al final encuentra el valor medio o ponderado de la posición de cada grupo estimado y estos a su vez, realizan la localización del objeto a ubicar, calculando el centroide de los puntos hallados[7].

**Errores en la trilateración.** En la Figura 3.11, se puede observar el área de incertidumbre que se genera al interceptarse las dos circunferencias. La intersección de dos circunferencias no es suficiente para ofrecer una buena localización, dando lugar por el contrario, a la generación de un área de incertidumbre. Para tener una mayor seguridad, se utiliza la información proporcionada por un tercer sensor de espectro, que entrará a proporcionar una ubicación más exacta con una tercera circunferencia y de esta forma, mejorar la seguridad de la ubicación. La Figura 3.12, muestra como una tercera circunferencia, puede eliminar el área de incertidumbre encontrada en la Figura 3.11.

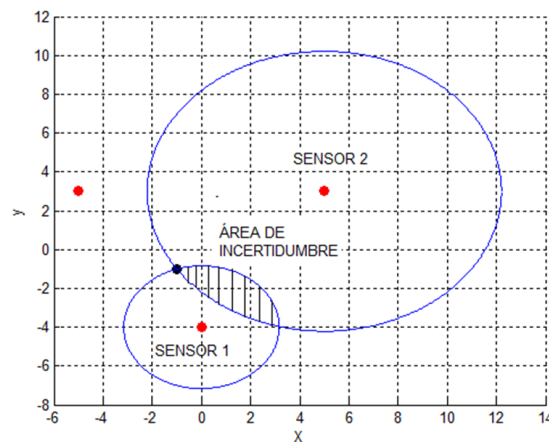


Figura 3.11: Área de incertidumbre.

No en todos los casos, la tercera circunferencia se traza exactamente sobre la intersección de las dos, lo que genera un error en la ubicación. Esta situación se observa en la Figura 3.13. Las circunferencias punteadas muestran el rango exacto, y las continuas el rango calculado por trilateración. El cálculo del área de incertidumbre es un poco más complejo.

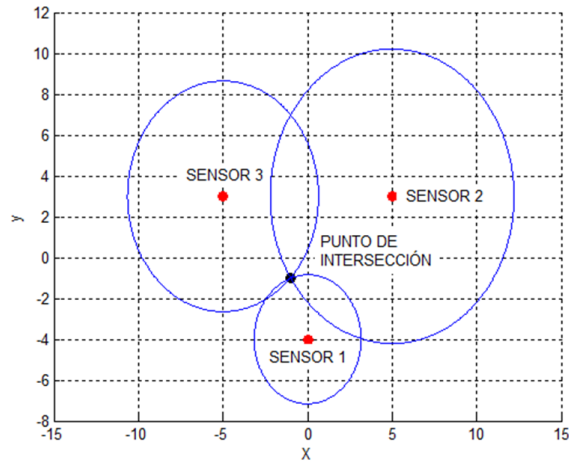


Figura 3.12: Disminución del área de incertidumbre.

La ubicación del dispositivo objeto hallada por este método, tienen un error intrínseco y por esto su exactitud, se ve afectada debido a las multitrayectorias que generan los obstáculos como edificios, superficies metálicas y las construcciones propias de un entorno urbano. La propagación también se ve afectada por los cambios de temperatura, humedad relativa e interferencias que puede sufrir el espectro de frecuencias que emite el objeto, por otras frecuencias de otros dispositivos, que pueden causar desvanecimientos. Cuando se ejecuta la trilateración, la posición del objeto puede ser hallada con un grado de seguridad que dependerá de los factores antes expuestos y que no es posible controlar. Por esto las medidas que entregan los sensores de espectro pueden variar drásticamente de un momento a otro.

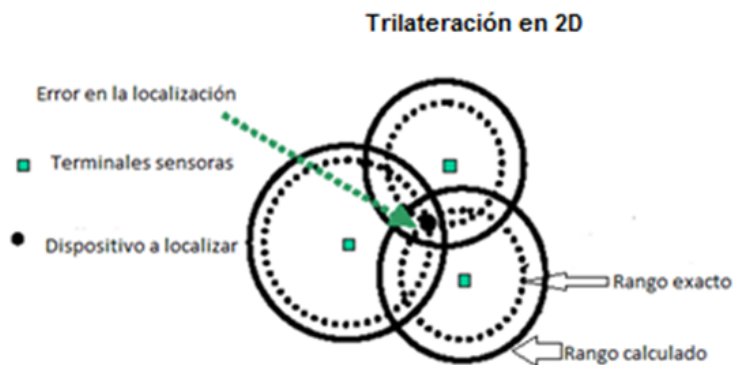


Figura 3.13: Error en la Trilateración en 2D. Imagen adaptada de [8]

En forma estadística, la seguridad en la localización, puede ser expresada como:

$$\sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2} \quad (3.47)$$

En tres dimensiones,

$$\sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2 + (\Delta z)^2} \quad (3.48)$$

Donde  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ , representan los errores estimados para  $x, y$  y  $z$  respectivamente. De igual forma tomando el error en la distancia  $d_i$ , de la ecuación 3.3 como  $\Delta d_i$ , se puede expresar matemáticamente de la siguiente forma.

$$\Delta x = \Delta f(d_1, d_2, d_3, \Delta d_1, \Delta d_2, \Delta d_3) \quad (3.49)$$

Entonces  $\Delta x$  y  $\Delta y$  pueden ser expresados como:

$$\Delta x = \sqrt{\sum_{i=1}^3 \left( \frac{\partial f}{\partial d_i} \cdot \Delta d_i \right)^2} \quad (3.50)$$

$$\Delta x = \sqrt{\frac{(d_1 Y_2^3 \cdot \Delta d_1)^2 + (d_2 Y_3^1 \cdot \Delta d_2)^2 + (d_3 Y_1^2 \cdot \Delta d_3)^2}{(X_1^2 Y_1^3 - Y_1^2 X_1^3)^2}} \quad (3.51)$$

$$\Delta x = \Delta f(d_1, d_2, d_3, \Delta d_1, \Delta d_2, \Delta d_3) \quad (3.52)$$

$$\Delta y = \sqrt{\sum_{i=1}^3 \left( \frac{\partial g}{\partial d_i} \cdot \Delta d_i \right)^2} \quad (3.53)$$

$$\Delta y = \sqrt{\frac{(d_1 X_3^3 \cdot \Delta d_1)^2 + (d_2 X_1^3 \cdot \Delta d_2)^2 + (d_3 X_2^1 \cdot \Delta d_3)^2}{(X_1^2 Y_1^3 - Y_1^2 X_1^3)^2}} \quad (3.54)$$

Donde  $X_j^i, Y_j^i$  corresponden a  $(x_i - x_j), (y_i - y_j)$  respectivamente. De manera similar,  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$  representan los errores estimados en 3D para  $x, y, z$  respectivamente. Realizando un procedimiento similar al de 2D, se obtiene.

$$\Delta x = \Delta f(d_1, d_2, d_3, d_4 \Delta d_1, \Delta d_2, \Delta d_3, \Delta d_4) \quad (3.55)$$

$$\Delta x = \sqrt{\frac{8 \cdot \sum_{i=1}^4 (C_i^x d_i \cdot \Delta d_i)^2}{[Det(M)]^2}} \quad (3.56)$$

Donde

$$Det(M) = 8(X_1^2 Y_1^3 Z_1^4 + X_1^4 Y_1^2 Z_1^3 + X_1^3 Y_1^4 Z_1^2 - X_1^4 Y_1^3 Z_1^2 - X_1^2 Y_1^4 Z_1^3 - X_1^3 Y_1^2 Z_1^4)$$

$$\begin{aligned}
C_1^x &= y_2 Z_4^3 + y_3 Z_2^4 + y_4 Z_3^2 \\
C_2^x &= y_1 Z_3^4 + y_3 Z_4^1 + y_4 Z_1^3 \\
C_3^x &= y_1 Z_4^2 + y_2 Z_1^4 + y_4 Z_2^1 \\
C_4^x &= y_1 Z_2^3 + y_2 Z_3^1 + y_3 Z_1^2
\end{aligned}$$

Ahora para  $\Delta y$  se tiene:

$$\Delta y = \Delta g(d_1, d_2, d_3, d_4 \Delta d_1, \Delta d_2, \Delta d_3, \Delta d_4) \quad (3.57)$$

$$\Delta y = \sqrt{\frac{8 \cdot \sum_{i=1}^4 (C_i^y d_i \cdot \Delta d_i)^2}{[Det(M)]^2}} \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned}
C_1^y &= x_2 Z_3^4 + x_3 Z_4^2 + x_4 Z_2^3 \\
C_2^y &= x_1 Z_4^3 + x_3 Z_1^4 + x_4 Z_3^1 \\
C_3^y &= x_1 Z_2^4 + x_2 Z_4^1 + x_4 Z_1^2 \\
C_4^y &= x_1 Z_3^2 + x_2 Z_1^3 + x_3 Z_2^1
\end{aligned}$$

De igual forma para  $\Delta z$ , se obtiene,

$$\Delta z = \Delta h(d_1, d_2, d_3, d_4 \Delta d_1, \Delta d_2, \Delta d_3, \Delta d_4) \quad (3.59)$$

$$\Delta z = \sqrt{\frac{8 \cdot \sum_{i=1}^4 (C_i^z d_i \cdot \Delta d_i)^2}{[Det(M)]^2}} \quad (3.60)$$

Donde,

$$\begin{aligned}
C_1^z &= x_2 Y_3^4 + x_3 Y_2^4 + x_4 Y_3^2 \\
C_2^z &= x_1 Y_3^4 + x_3 Y_4^1 + x_4 Y_1^3 \\
C_3^z &= x_1 Y_4^2 + x_2 Y_1^4 + x_4 Y_2^1 \\
C_4^z &= x_1 Y_2^3 + x_2 Y_3^1 + x_3 Y_1^2
\end{aligned}$$

## 3.2. Radio Localización por diferencias de tiempo de llegada

### 3.2.1. TOA y DTOA

TOA y DTOA son dos técnicas que estiman la posición de un terminal objetivo (target), basados en el tiempo que toma el viaje de la señal conocido como tiempo de propagación, en viajar desde el target a los sensores de espectro. Esta técnica a diferencia de RSSI, no es tan sensible al entorno donde se mide, tiene mayor estabilidad y seguridad [39]. Los problemas de posicionamiento pueden dividirse en dos: activos o pasivos. En el caso de los activos significa que el objeto de búsqueda es transmisor, mientras en el caso pasivo el target no es ni transmisor ni receptor, pero un objeto independiente interactúa con la señal derivada (por reflexión ó dispersión) desde otro transmisor. Este trabajo está orientado a ubicar objetos activos, como en el caso de las terminales celulares. Estas definiciones son distintas de las encontradas en las literaturas de radar: se considera objetos pasivos a aquellos que no transmiten señal y solamente detectan transmisiones mientras se consideran objetos activos a aquellos que transmiten señales.

TOA emplea la información del tiempo de viaje absoluto de la señal desde el transmisor a los receptores. Estos pueden ser usados en dos casos diferentes:

1. Midiendo el tiempo necesario para cubrir la distancia entre el transmisor y receptor .
2. Midiendo el tiempo que gasta la señal en viajar del transmisor al receptor y volver de nuevo al transmisor.

En la primera se hace sincronizando ambos relojes, transmisor y receptor de forma muy precisa, lo que implica una alta complejidad [40]. El receptor determina el tiempo de propagación basado en su reloj. La segunda forma de realizarlo es midiendo el tiempo de ida y vuelta de la señal, es decir midiendo el tiempo de propagación entre el transmisor y receptor y regresando de nuevo al transmisor. Esta técnica es conocida por sus siglas en inglés como RTT (Round Trip Time, tiempo de ida y vuelta), aunque también se denomina como TWR(Two Way Ranging, alcance de dos vías), según [39] tiene la ventaja de eliminar la sincronización entre transmisor y receptor.

En DTOA solo se sincronizan los receptores. Por lo tanto, como estos no conocen el tiempo de viaje de la señal, emplean la diferencia de tiempos de la misma a cada uno de los receptores. De forma intuitiva puede observarse que debido a la sincronización existente entre transmisor y receptores en TOA, esta técnica tiene un mejor desempeño que DTOA, debido a las pérdidas de información sobre el tiempo de salida de la señal [41]. En contrapartida, la técnica TOA tiene un costo computacional más alto. Otros autores como en [10], clasifican de manera distinta estas técnicas de acuerdo con el tiempo



de sincronización. La primera de ellas es conocida como TWR (Two Way Ranging) y la segunda como Alcance de Una Vía OWR (One Way Ranging). TOA es una técnica TWR, mientras DTOA es una técnica OWR. DTOA estima la posición comparando el tiempo de diferencia entre el target y la llegada a cada nodo de referencia.

Existen varios métodos para estimar la posición de un objeto activo mediante TOA. A continuación se hace una descripción del método de Mínimos Cuadrados y un nuevo enfoque basado en probabilidades para detectar las multitrayectorias y de esta manera mejorar la estimación de la localización, basado en el criterio de Neyman-Pearson.

### TOA por mínimos cuadrados

El algoritmo de Mínimos Cuadrados, conocido como LS (Least Square) por sus siglas en inglés, es uno de los más utilizados, por su fácil implementación. Usa trilateración para medir la distancia entre emisor y sensor. Cada uno de los sensores mide su distancia al objetivo (target) y como resultado desde cada uno de los sensores como centro, se trazan círculos cuyo radio es igual a la distancia calculada desde el sensor al target. Para obtener la posición de la fuente a localizar, se usa la intersección de estos tres círculos. Si se requiere más exactitud se debe incrementar el número de sensores de espectro. La trilateración es similar a la utilizada en la sección 3.1.2. Radio Localización por Intensidad de Campo RSSI. Para los cálculos en vez de valores de potencia, se miden los tiempos de retardo a cada uno de los sensores desde la fuente o target.

$$d_1 = \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} \quad (3.61)$$

$$d_2 = \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} \quad (3.62)$$

$$d_3 = \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2} \quad (3.63)$$

Retomando la Figura 3.12, se observa el punto de intersección de los tres círculos. A este punto se conoce como nodo objetivo o target. Elevando las ecuaciones 3.61 y 3.63 al cuadrado y restándolas entre sí, se obtiene.

$$-2[x(x_1 - x_3) + y(y_1 - y_3)] = (d_1^2 - d_3^2) + (x_3^2 + y_3^2) - (x_1^2 + y_1^2) \quad (3.64)$$

Realizando el mismo procedimiento con las ecuaciones 3.62 y 3.63, se obtiene la siguiente ecuación.

$$-2[x(x_2 - x_3) + y(y_2 - y_3)] = (d_2^2 - d_3^2) + (x_3^2 + y_3^2) - (x_2^2 + y_2^2) \quad (3.65)$$

Para resolver el sistema se utilizan las propiedades de las matrices, es decir, se busca la solución al sistema  $Ax = b$ . De esta manera, las ecuaciones 3.64 y 3.65 se pueden expresar en forma matricial.

$$-2Ap = b \quad (3.66)$$

Donde

$$A = \begin{bmatrix} x_1 - x_3 & y_1 - y_3 \\ x_2 - x_3 & y_2 - y_3 \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} (d_1^2 - d_3^2) + (x_3^2 + y_3^2) - (x_1^2 + y_1^2) \\ (d_2^2 - d_3^2) + (x_3^2 + y_3^2) - (x_2^2 + y_2^2) \end{bmatrix}, p = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Siendo la matriz  $p$ , la posición del objeto buscado. Para hallar las coordenadas  $(x, y)$  de  $p$  se aplica la siguiente relación [10].

$$p = 1/2(A^T A)^{-1} A^T b \quad (3.68)$$

Para relacionar el tiempo de viaje de la señal con las ecuaciones de trilateración, se hace uso de la siguiente relación.

$$d = c.t \quad (3.69)$$

Donde  $c$  es la velocidad de propagación de la luz en el vacío ( $3 \times 10^8 m/s$ ),  $t$  el tiempo de viaje de la señal desde el target a los sensores y  $d$  la distancia estimada desde cada sensor al target y equivale al radio de cada uno de los círculos, de tal forma que geoméricamente cada sensor está ubicado en el centro de cada círculo. Entonces podemos afirmar que  $t$  es el tiempo de TOA[39], por lo tanto la expresión anterior mostrada en 3.69, se convierte en:

$$d = c.t_{TOA} \quad (3.70)$$

Para obtener las estimaciones de tiempo, han sido introducidos varios métodos que incluyen estimaciones de fase, transmisiones de pulsos Gaussianos y ráfagas, técnicas de señalización y de espectro ensanchado. Para las estimaciones de fase se emplean los detectores de fase y para las demás técnicas se hace uso de técnicas de correlación [42].

El error en la estimación de los tiempos se debe a las multitrayectorias que se crean cuando existen obstáculos entre el terminal objetivo y los sensores. Cuando hay línea vista (LOS) entre el sensor y el terminal objetivo (no hay obstáculos entre ellos), no existen retardos adicionales en el tiempo de propagación de la señal, pero cuando no hay línea vista (NLOS) entre los sensores y el transmisor, las multitrayectorias crean a su vez errores en la localización del terminal objetivo. De esta forma los sensores reciben la señal por medio de reflexiones, difracciones, dispersiones o refracciones de la señal en algún obstáculo entre los sensores y el terminal objetivo. Estos errores se tratan de la misma forma como en la sección Trilateración por el Método del Centroide. Un método para mitigar estos errores, es propuesto en [42] con el denominado algoritmo de Turin's. Básicamente aplica el concepto del área factible(o de incertidumbre), como aquella en la cual se interceptan los tres círculos, pero que no define un punto en particular. La ubicación más probable del target, es en ésta área, por lo tanto, se busca el centro geométrico de la misma, con las coordenadas de los tres puntos(para el caso 2D),  $(x_1, y_1), (x_2, y_2), (x_3, y_3)$ . De esta forma se tiene:

$$(x, y) = \left[ \frac{x_1 + x_2 + x_3}{3}, \frac{y_1 + y_2 + y_3}{3} \right] \quad (3.71)$$

En el caso en que el target no pueda hallarse debido a que los círculos no alcanzan a interceptarse, el área factible ó de incertidumbre es estimada como un círculo alrededor de un sensor  $(x_i, y_i)$  con radio  $r_i$  tal que sea cercano al centro donde está ubicado el sensor. Se sabe que el radio del círculo sin línea vista (NLOS), viene dado por la distancia de la ecuación 3.70. De esta manera, esta distancia  $d = c.t_{TOA}$  se calcula mayor que la real  $c(t_{TOA} - \Delta t)$ . Para minimizar el error de localización, se propone una solución no lineal de mínimos cuadrados, como la siguiente.

$$g_i(x, y) = c.t_{TOA} - \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} \quad (3.72)$$

Entonces el área factible o de incertidumbre, debe cumplir con las siguientes desigualdades.

$$A = \{(x, y) | g_i(x, y) \geq 0 \forall i = 1, \dots, Nsens\} \quad (3.73)$$

$$\Rightarrow A = \{(x, y) | (x - x_i)^2 - (y - y_i)^2 \leq (c.t_{TOA})^2 \forall i = 1, \dots, Nsens\} \quad (3.74)$$

Donde  $Nsens$  es el número de sensores usados. Haciendo uso de 3.72 y 3.73, se crea la función de costo.

$$G(x, y) = \sum_{i=1}^{Nsens} a_i g_i(x, y) \quad (3.75)$$

Donde  $a_i$  son las ponderaciones que reflejan la intensidad de la señal, como la recibida en el  $i$ -ésimo sensor. Si no hay información acerca de la potencia recibida de la señal, es posible establecer  $a_i = 1 \forall (1, \dots, Nsens)$ .

La ubicación estimada  $(x, y)$ , se encuentra minimizando la función de costo dentro del area factible. A este procedimiento se le conoce como la función de costo de Turin's.

### Método TOA basado en el criterio de Neyman-Pearson

Como se ha explicado anteriormente, las multitrayectorias que se generan cuando la señal choca con obstáculos en su camino, porque no existe línea vista (NLOS), son las principales causantes de errores en la estimación de la ubicación del nodo objetivo. Los métodos conocidos han enfocado este problema bajo dos enfoques: la mitigación de los caminos indirectos y la detección de los mismos. En el primero se intenta aliviar o contarrestar el error introducido en los parámetros del canal por la recepción de los caminos indirectos, mientras cuando se realiza detección, esta busca, no usar para la estimación las señales que llegan por caminos indirectos. La dificultad de estos métodos se manifiesta en la dependencia de la información estadística de los parámetros del canal y requiere conocimiento de las características de respuesta del canal al impulso, en varios tipos de ambiente.

En el criterio de Neyman-Pearson aplicado a TOA, se maximiza la probabilidad de detección dada una probabilidad de falsa alarma. El principio de este algoritmo asume que

si no hay errores en la medida cualquier camino directo de la señal tendría parámetros autoconsistentes. Este algoritmo tiene en cuenta la dirección de arribo o llegada (DOA por sus siglas en inglés) y la dirección de salida (DOD), por lo que puede considerarse como una combinación de las técnica AOA (Angulo de Arribo) con TOA. Para obtener la información angular de DOD y DOA, es necesario contar con arreglos de antenas (array). Cualquier combinación de dos de estos puntos (DOA y DOD), permite calcular un punto de reflexión. Como puede observarse, este algoritmo prescinde de los parámetros normalmente usados: la intensidad de potencia recibida (RSSI) y el retardo de propagación ( $\tau_{RMS}$ ). Se suponen errores Gaussianos para TOA, DOA y DOD, de modo que solo es necesario obtener las varianzas de estos parámetros [9].

El método consiste en trazar para TOA una elipse con centro en los puntos  $[-a/2, 0]$  y  $[a/2, 0]$ . Desde estos puntos, se trazan líneas rectas que se interceptan con la elipse de tal forma que se generan tres intersecciones: línea de DOA con la elipse TOA, línea de DOD con la elipse TOA y la intersección entre las líneas DOD y DOA. En la Figura 3.14 se observan los puntos de intersección.

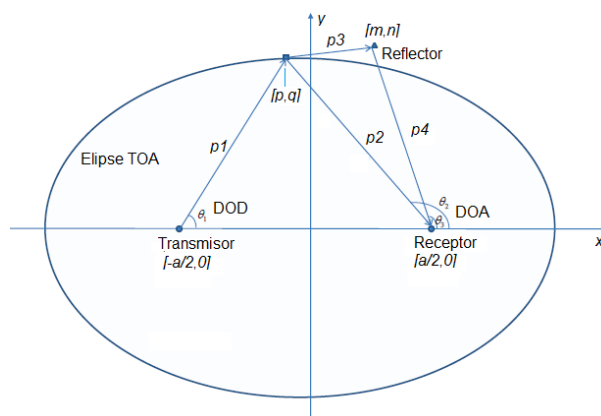


Figura 3.14: Elipse TOA para la estimación junto a DOD y DOA. Imagen adaptada de [9].

Suponiendo un escenario de localización en  $2D$ , como el mostrado en la Figura 3.14, la configuración que se propone en [9], es un transmisor ubicado en la posición  $[-\frac{a}{2}, 0]$  de la elipse y el receptor en  $[\frac{a}{2}, 0]$ . Para el análisis solo se considerará una componente multitrayectoria. El nodo objetivo o target se localiza en el punto  $[p, q]$  y un obstáculo adicional, que podría dar lugar a interacciones adicionales, se localiza en el punto  $[m, n]$ . La trayectoria directa es asociada con  $(\theta_1, \theta_2, p1 + p2)$ . Para el caso de una trayectoria directa, se cumple:

$$y = \tan(\theta_{DOD})\left(x + \frac{a}{2}\right) \quad (3.76)$$

$$y = \tan(\theta_{DOA})\left(x - \frac{a}{2}\right) \quad (3.77)$$

$$\frac{x^2}{\left(\frac{l}{2}\right)^2} + \frac{y^2}{\left(\frac{l}{2}\right)^2 - \left(\frac{a}{2}\right)^2} = 1 \quad (3.78)$$

La ubicación del nodo objetivo  $[p, q]$ , se puede estimar basado en las medidas de  $DOD(\theta_{DOD})$  y  $DOA(\theta_{DOA})$  más el rango de desplazamiento de la señal ( $l$ ). En este caso  $l = c \cdot t_{TOA}$ , donde  $c = 3 \times 10^8 m/s$  que corresponde a la velocidad de la luz. Según los resultados obtenidos en [43] y [44], muestra que señales de Ultra Wide Band con frecuencias entre 2 y 8 GHz, en una cámara anecoica y aplicando técnicas sofisticadas de sondeo de canal como RIMAX [43], la desviación estandar de TOA (con el rango de desplazamiento de la señal), puede ser menor que  $0,5cm$  y las medidas de desviación estándar de DOD y DOA pueden ser menor que 0.5 grados. Basado en estos resultados, en [9] se asume que los errores en las medidas de TOA, DOD y DOA son pequeños y de distribución Gaussiana.

Un camino indirecto captado por el sensor, involucra la interacción del nodo objetivo y el reflector resultando en un parámetro compuesto  $(1; 3; p_1 + p_3 + p_4)$ . Si la detección no es efectivamente realizada y se trabaja con la información obtenida en las ecuaciones 3.76, 3.77 y 3.78 de un camino indirecto, el error de localización del target es bastante grande. Con esta técnica se supone que esta situación no debe presentarse. Aplicando las ecuaciones 3.76, 3.77 y 3.78, a un camino directo, se debe obtener la ubicación verdadera del punto  $[p, q]$ , mientras para un camino indirecto el punto  $[\hat{p}, \hat{q}]$  estimado, no es el verdadero.

De las ecuaciones 3.76 y 3.77, haciendo el respectivo proceso matemático, se puede hallar las coordenadas del punto  $[p, q]$  con las siguientes expresiones.

$$p = \frac{a \tan(\theta_2) + \tan(\theta_1)}{2 \tan(\theta_2) - \tan(\theta_1)} = \frac{a \sin(\theta_1 + \theta_2)}{2 \sin(\theta_2 - \theta_1)} \quad (3.79)$$

$$q = a \frac{\tan(\theta_1 \theta_2)}{\tan(\theta_2) - \tan(\theta_1)} = a \frac{\sin \theta_1 \sin \theta_2}{\sin(\theta_2 - \theta_1)} \quad (3.80)$$

La representación paramétrica estándar de una elipse, está dada por:

$$x = a \cos \alpha \quad (3.81)$$

$$y = b \sin \alpha \quad (3.82)$$

Donde  $a$  y  $b$  son el eje mayor y menor respectivamente y  $\alpha$  varía de 0 a  $2\pi$ . De acuerdo a esto, el punto  $[p, q]$  puede ser expresado como:

$$p = \frac{l}{2} \cos \alpha \quad (3.83)$$

$$q = \sqrt{\left(\frac{l}{2}\right)^2 - \left(\frac{a}{2}\right)^2} \sin \alpha \quad (3.84)$$

Sea  $\bar{\alpha}$ , el valor correspondiente de  $\alpha$ , siendo la ubicación real del nodo objetivo  $[\bar{p}, \bar{q}]$ , y satisface.

$$\tan \bar{\alpha} = \frac{\bar{l}}{\sqrt{\bar{l}^2 - a^2}} \frac{\bar{q}}{\bar{p}} \quad (3.85)$$

De forma semejante,  $\bar{l}$  representa la distancia TOA real sin errores. Como la ubicación real del punto  $[\bar{p}, \bar{q}]$  es desconocida, la estimación del nodo objetivo o target  $[\hat{p}, \hat{q}]$ , es evaluada como  $\hat{p} = \frac{p_1+p_2+p_3}{3}$  y  $\hat{q} = \frac{q_1+q_2+q_3}{3}$ , donde  $[p_1, q_1]$  es la solución de 3.76 y 3.77  $[p_2, q_2]$  es la solución de 3.77y 3.78 y  $[p_3, q_3]$  es la solución de 3.76 y 3.78.

Se busca encontrar la relación entre el cambio de ubicación en el nodo objetivo  $[\Delta p, \Delta q]$  y el cambio en la medida de la distancia TOA,  $\Delta l$ . Derivando 3.83 y 3.84 con respecto a  $l$  y sustituyendo  $\Delta p$ ,  $\Delta q$  y  $\Delta l$  para  $dp$ ,  $dq$  y  $dl$ , se obtiene.

$$\tan \beta = \frac{\Delta q}{\Delta p} = \frac{\hat{l}}{\sqrt{\hat{l}^2 - a^2}} \tan \hat{\alpha} \quad (3.86)$$

Donde  $\hat{\alpha}$  representa el valor estimado y  $\hat{l}$  el valor medido. La ecuación 3.86 muestra los cambios en la medida de la distancia TOA, la línea perpendicular desde la ubicación del target a la elipse TOA tiene la pendiente  $\tan \beta$ .

La línea tangente de la elipse en el punto del nodo objetivo o target es:

$$\frac{\hat{p}x}{\left(\frac{\hat{l}}{2}\right)^2} + \frac{\hat{q}y}{\left(\frac{\hat{l}}{2}\right)^2 - \left(\frac{a}{2}\right)^2} = 1 \quad (3.87)$$

El valor de la pendiente de la línea tangente es:

$$\tan \gamma = -\frac{\hat{l}^2 - a^2}{\hat{l}^2} \frac{\hat{p}}{\hat{q}} \quad (3.88)$$

La ecuación 3.88 cumple la condición  $\tan \beta \tan \gamma = -1$ . También es posible calcular la intersección de la línea perpendicular y el eje  $x$  en el punto  $[c, 0]$ , con la siguiente expresión.

$$c = \frac{a^2}{2\hat{l}} \cos \hat{\alpha} \quad (3.89)$$

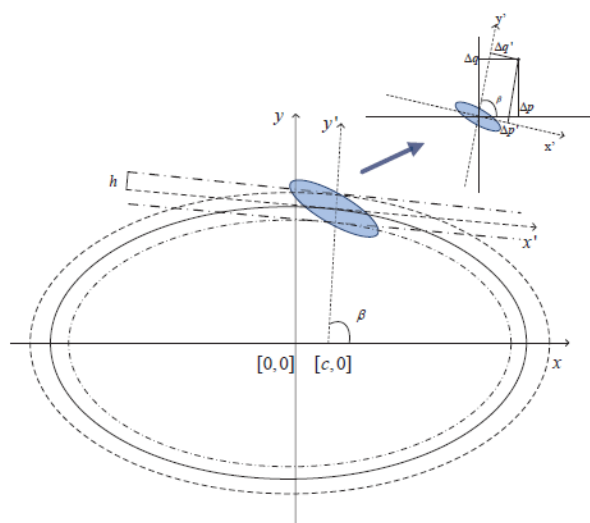


Figura 3.15: Detección de camino directo e indirecto a través de la elipse TOA, junto a DOD y DOA. Imagen tomada de [9].

En [9] los autores proponen una nueva forma, para calcular la ubicación de acuerdo con la dirección de llegada (DOA), la de salida (DOD), TOA junto a la detección del camino directo que denominan TDAJD (por sus siglas en inglés). La Figura 3.15 (tomada de [16]) muestra como la detección del camino directo e indirecto, es basada en la intersección distancia DOD-DOA con la línea tangente a la elipse TOA. La intersección de DOD-DOA es una variable aleatoria de dos dimensiones, la cual corresponde a la pequeña elipse sombreada de la Figura 3.15. Si la distancia desde la intersección de DOD-DOA a la elipse TOA (denominada  $z$  en adelante), es menor que un umbral  $h$ , el algoritmo de detección lo clasifica como un camino directo (DP), de otra manera, el algoritmo de detección lo clasifica como un camino indirecto. Para evaluar el desempeño de este algoritmo, se usan dos métricas: la probabilidad de falsa alarma (PF) y la probabilidad de detección (PD).

La probabilidad de falsa alarma (PF), dice que el algoritmo clasifica como un camino indirecto (IP) cuando el canal es actualmente un camino directo (DP), lo cual se puede expresar como:

$$P_f = Prob(\text{El algoritmo clasifica como IP} \mid \text{El camino es DP}).$$

$$P_f = Prob(z > h \mid \text{El canal es un DP})$$

De forma similar la probabilidad de detección (PD), dice que el algoritmo clasifica un camino indirecto (IP), cuando el canal es actualmente un camino indirecto (IP).

$$P_d = Prob(\text{El algoritmo clasifica un IP} \mid \text{El camino es un IP})$$

$$P_d = Prob(z > h \mid \text{El canal es un IP})$$

De acuerdo con lo anterior, se puede observar que  $P_f$  es independiente de la ubicación del obstáculo o reflector, mientras  $P_d$  no lo es. Para facilitar el análisis, un nuevo sistema de coordenadas es mostrado en la Figura 3.15. El nuevo eje  $x$  es la línea tangente verdadera a la elipse TOA y el nuevo eje  $y$  es la línea perpendicular a la elipse TOA en el punto real de ubicación. Los nuevos ejes son denotados por  $x'$  y  $y'$  respectivamente. De esta forma la ubicación del nodo objetivo en el nuevo sistema de coordenadas  $x'y'$  es representado por el punto  $[p', q']$ .

Suponiendo que la intersección entre la tangente de la elipse medida y el eje  $y'$ , se encuentra ubicada en  $(x', y') = (0, s)$  y la función de densidad de probabilidad (PDF) de la intersección de DOD-DOA, se hallará ubicada en el nuevo sistema coordenado con el punto  $Pdf(p', q')$ . La probabilidad que la distancia entre la ubicación de la intersección DOD-DOA a la línea tangente de la elipse medida TOA, sea más pequeña que  $h$ , es evaluada como sigue en la siguiente expresión.

$$\xi = \int_{s-h}^{s+h} \int_{-\infty}^{\infty} Pdf(p', q') dp' dq' ds \quad (3.90)$$

La probabilidad que la distancia desde la intersección DOD-DOA a la línea tangente sea más grande que  $h$  cuando el canal es una trayectoria directa (DP), es lo que se conoce como  $P_f$ . Entonces  $\eta(s)$  es la función de densidad de probabilidad (PDF) de  $s$ , teniendo en cuenta todos los posibles valores que tome  $s$ . Así de esta forma,  $P_f$  es evaluada como:

$$P_f = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \eta(s) \int_{s-h}^{s+h} \int_{-\infty}^{\infty} Pdf(p', q') dp' dq' ds \quad (3.91)$$

Para evaluar  $\eta(s)$ ,  $d_1$  es la distancia desde  $[c, 0]$  a la elipse TOA y  $\Delta d_1 = s$ , representa el cambio de  $d_1$  debido al cambio de la medida TOA de  $l$ . De acuerdo con 3.83 y 3.84, y realizando el respectivo proceso matemático, se obtiene.

$$d_1 = \sqrt{\frac{l^2}{4} - lc \cos \alpha - \frac{a^2}{4} \sin^2 \alpha} \quad (3.92)$$

Para pequeños valores de  $\Delta l$ ,  $s$  o  $\Delta d_1$  puede ser expresado por la siguiente expresión.

$$s = \Delta d_1 = \left( \frac{\frac{l}{4} - \frac{c}{2} \cos \alpha}{d_1} \right) \Delta l \quad (3.93)$$

En la ecuación 3.93, se puede observar que  $s$  es Gaussiana, distribuida bajo la suposición que  $\Delta l$  es una variable aleatoria con función de densidad de probabilidad (PDF). Por tanto:

$$\eta(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi var(s)}} \exp\left(-\frac{s^2}{2var(s)}\right) \quad (3.94)$$



Donde

$$var(s) = \left( \frac{\partial d_1}{\partial l} \right)^2 = \left( \frac{\frac{l}{4} - \frac{c}{2} \cos \alpha}{d_1} \right) var(l) \quad (3.95)$$

Como se mencionó anteriormente, la Figura 3.15 mostró como el nuevo sistema de coordenadas  $(x', y')$  es movido primero a la posición real del nodo objetivo. De la misma forma,  $\beta$  representa el ángulo en sentido antihorario desde el eje  $x$  al eje  $y'$ . Se puede deducir que la función de densidad de probabilidad (PDF), se puede expresar como:

$$Pdf([\Delta p, \Delta q]) = \frac{1}{2\pi det^{\frac{1}{2}}|G|} \times exp\left(-\frac{1}{2}[\Delta p, \Delta q]G^{-1} \begin{bmatrix} \Delta p \\ \Delta q \end{bmatrix}\right) \quad (3.96)$$

Teniendo en cuenta el efecto de la rotación la función PDF resultante es denuevo un sistema de dos dimensiones de distribución Gaussiana, con una matriz de covarianza  $G'$ , denotada por  $G' = KGK^{-1}$ , siendo  $K$ :

$$K = \begin{bmatrix} \sin \beta & -\cos \beta \\ \cos \beta & \sin \beta \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

Teniendo en cuenta 3.96, la función PDF de  $[x', y']$ , se representa por la siguiente expresión.

$$Pdf([\Delta p', \Delta q']) = \frac{1}{2\pi det^{\frac{1}{2}}|G'|} \times exp\left(-\frac{1}{2}[\Delta p', \Delta q']G'^{-1} \begin{bmatrix} p' \\ q' \end{bmatrix}\right) \quad (3.98)$$

Las varianzas de la ubicación de DOD-DOA en el nuevo sistema coordenado son  $var(p') = G'(1, 1)$  y la  $var(q') = G'(2, 2)$ .

Para evaluar  $P_f$ , se hacen algunas operaciones matemáticas sencillas con las ecuaciones 3.98, 3.94 y 3.91, para obtener.

$$P_f = 1 - \int_{-h}^h \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) dr = 2Q\left(\frac{h}{\sigma}\right) \quad (3.99)$$

Donde  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$  y  $\sigma^2 = var(s) + var(y')$ . Por lo tanto, para obtener el valor esperado de  $P_f$ , el umbral de  $h$  es:

$$h = \sigma Q^{-1}\left(\frac{P_f}{2}\right) \quad (3.100)$$

El valor esperado de  $P_f$  puede ser logrado preestableciendo  $h$  en la ecuación 3.100.

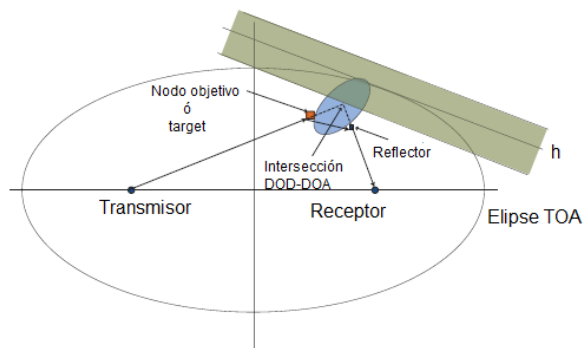


Figura 3.16: Ilustración gráfica del cálculo de  $P_d$ . Imagen adaptada de [9].

El valor de  $P_d$ , va a depender directamente de la ubicación que tome el reflector. Un ejemplo de esta situación se observa en la Figura 3.16, en la cual se está suponiendo que hay solo un reflector. La elipse sombreada y el rectángulo, delimitan la intersección DOD-DOA y el área donde la distancia a la línea tangente de la elipse TOA es más pequeña que  $h$ . Si la ubicación estimada cae dentro de la región donde se superponen  $h$  y la elipse sombreada, es interpretado como un camino directo (DP), aunque ocurra una doble reflexión. Puede interpretarse, como la probabilidad de detección de un camino indirecto (IP), es decir:  $P_d = Prob(\text{La intersección de DOD-DOA este fuera del rectángulo sombreado} \mid \text{El canal es un IP})$ . En la Figura 3.16 se puede interpretar  $1 - P_d$ , como la superposición del área entre la elipse sombreada y el rectángulo. A mayor área superpuesta entre la elipse sombreada y el rectángulo, significa una probabilidad de detección ( $P_d$ ) menor.

### Estimación DTOA

La técnica DTOA como se mencionó anteriormente, es un algoritmo que permite estimar la ubicación del nodo target usando para ello curvas hiperbólicas. Para tres nodos sensores se trazan dos curvas hiperbólicas. De la misma forma si se tienen cuatro nodos sensores, se obtienen tres curvas hiperbólicas para hallar la localización del nodo target. En esta técnica la sincronización se realiza entre los sensores o receptores, distinto a TOA donde hay sincronización adicional entre los transmisores y receptores.

DTOA es afectada también por las multitrayectorias y desvanecimientos que causan retardos, sobre todo cuando la estimación se realiza en condiciones donde no hay transmisión en línea vista (NLOS). Por estas razones, DTOA necesita la sincronización con una base de tiempo muy precisa para lograr determinar con seguridad el tiempo de viaje de la señal.

**DTOA por Mínimos Cuadrados**

Retomando las mismas ecuaciones 3.61, 3.62 y 3.63 usadas para TOA, se restan como se muestra.

$$d_3 - d_1 = \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} \quad (3.101)$$

$$d_3 - d_2 = \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} \quad (3.102)$$

Usando el método de mínimos cuadrados con la ecuación de Taylor aplicado a DTOA, se define  $\rho$  como la distancia medida entre el primer nodo de referencia y el target y  $\hat{\rho}$  como la distancia entre el próximo nodo de referencia medido y el target. Por lo tanto, se define:

$$\Delta\rho = \rho - \hat{\rho} \quad (3.103)$$

Operando las ecuaciones 3.101 y 3.102 se obtiene.

$$\Delta\rho_1 = a_{x1}\Delta x_u + a_{y1}\Delta y_u + a_{z1}\Delta z_u - c\Delta t_u \quad (3.104)$$

$$\Delta\rho_2 = a_{x2}\Delta x_u + a_{y2}\Delta y_u + a_{z2}\Delta z_u - c\Delta t_u \quad (3.105)$$

$$\Delta\rho_3 = a_{x3}\Delta x_u + a_{y3}\Delta y_u + a_{z3}\Delta z_u - c\Delta t_u \quad (3.106)$$

$$\Delta\rho_4 = a_{x4}\Delta x_u + a_{y4}\Delta y_u + a_{z4}\Delta z_u - c\Delta t_u \quad (3.107)$$

Expresando las ecuaciones 3.104, 3.105, 3.106 y 3.107 en forma matricial, se da solución al sistema de acuerdo a la siguiente expresión.

$$\Delta X = (A^T A)^{-1} A^T \Delta \rho \quad (3.108)$$

Donde

$$\Delta X = \begin{bmatrix} \Delta x_u \\ \Delta y_u \\ \Delta z_u \\ c\Delta t_u \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} a_{x1} & a_{y1} & a_{z1} & 1 \\ a_{x2} & a_{y2} & a_{z2} & 1 \\ a_{x3} & a_{y3} & a_{z3} & 1 \\ a_{x4} & a_{y4} & a_{z4} & 1 \end{bmatrix}, \Delta \rho = \begin{bmatrix} \Delta \rho_1 \\ \Delta \rho_2 \\ \Delta \rho_3 \\ \Delta \rho_4 \end{bmatrix} \quad (3.109)$$

Como en TOA, la ecuación 3.69 relaciona la distancia con el tiempo, de tal forma que  $d = ct_{D\text{TOA}} = c(t_{i+1} - t_i)$

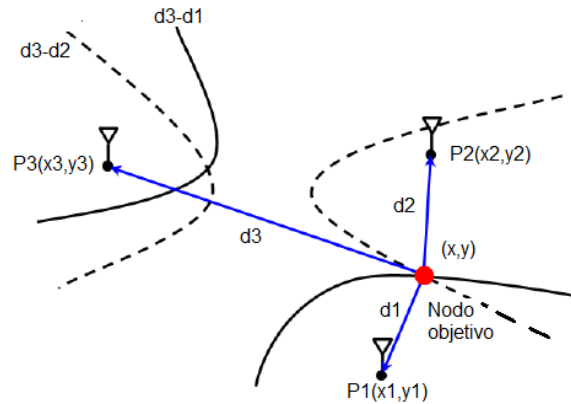


Figura 3.17: Esquema de estimación TDOA. Imagen modificada de [10]

En la Figura 3.17 se observa gráficamente la ubicación teórica del nodo objetivo, según el método de estimación TDOA. Como se observa en la Figura, el nodo objetivo se localiza en la intersección de las hipérbolas.

### DTOA por el Algoritmo de Chan-HO

El algoritmo de Chan-Ho publicado en [45], es uno de los más populares con el método DTOA. A continuación se muestra el enfoque general de este algoritmo. Como primer término, se supondrá un plano en  $2D$ , en el cual hay  $M$  sensores distribuidos arbitrariamente en el mismo. Las muestras recibidas en el sensor  $i$  son de la forma:

$$u_i(k) = s(k - d_i) + \eta_i(k) \quad (3.110)$$

Con  $i = 1, 2, \dots, M$ ,  $s(k)$  es la señal radiada desde la fuente,  $d_i$  el tiempo de retardo asociado con el sensor y  $\eta_i(k)$  el ruido aditivo. Se supone la señal y el ruido mutuamente independientes, significa esto cero procesos Gaussianos aleatorios estacionarios. La distancia entre los receptores  $i$  y  $j$ , es calculada como:

$$d_{i,j} = d_{i,1} - d_{j,1} \quad (3.111)$$

Donde  $i, j = 2, 3, \dots, M$ . Se supone el índice  $i$  para ir desde 2 hasta  $M$ . Con las distancias se forma un vector que corresponde al vector estimado TDOA, de la forma  $d = [d_{2,1}, d_{3,1}, \dots, d_{M,1}]^T$ . El nodo objetivo estará ubicado en la posición desconocida  $(x, y)$  y los sensores en posiciones conocidas  $(x_i, y_i)$ . El cuadrado de la distancia entre la fuente y el sensor  $i$ , se expresa con la siguiente ecuación.

$$r_i^2 = (x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 = k_i - x_i x - 2y_i y + x^2 + y^2 \quad (3.112)$$

Donde,

$$K_i = x_i^2 + y_i^2 \quad (3.113)$$

Si  $c$  es la velocidad de propagación de la señal (la velocidad de la luz), se tiene:

$$r_{i,1} = cd_{i,1} = r_i - r_1 \quad (3.114)$$

La ecuación 3.114 define un conjunto de ecuaciones cuya solución está dada por  $(x, y)$ . La solución para estas ecuaciones es complicada debido a que no es un sistema lineal. Una forma posible de solución es linealizar por la expansión en series de Taylor y luego resolver iterativamente. Con un conjunto de estimaciones TDOA  $d_{i,1}$ , el método arranca estimando una posición inicial  $(x_0, y_0)$  y calculando las desviaciones de la ubicación [45].

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = (G_t^T Q^{-1} G_t)^{-1} G_t^T Q^{-1} h_t \quad (3.115)$$

Donde,

$$h_t = \begin{bmatrix} r_{2,1} - (r_2 - r_1) \\ r_{3,1} - (r_3 - r_1) \end{bmatrix}, G_t = \begin{bmatrix} \frac{(x_1-x)}{r_1} - \frac{(x_2-x)}{r_2} & \frac{y_1-y}{r_1} - \frac{y_2-y}{r_2} \\ \frac{(x_1-x)}{r_1} - \frac{(x_3-x)}{r_3} & \frac{y_1-y}{r_1} - \frac{y_3-y}{r_3} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{(x_1-x)}{r_1} - \frac{(x_M-x)}{r_M} & \frac{y_1-y}{r_1} - \frac{y_M-y}{r_M} \end{bmatrix} \quad (3.116)$$

Donde los valores de  $r_i = 1, 2, \dots, M$ , son calculados desde 3.113 con  $x = x_0$  y  $y = y_0$ . La siguiente iteración,  $x_0$  y  $y_0$  es establecida para  $x_0 + \Delta x$  y  $y_0 + \Delta y$ . Todo el proceso es repetido de nuevo, hasta hallar un valor de  $\Delta x$  y  $\Delta y$  lo suficientemente pequeño. Este método tiene la desventaja de necesitar un punto cercano y además tiene un alto costo computacional. Aún así, su convergencia no está garantizada, por lo cuál este método no es óptimo. Una forma alternativa es primero transformar 3.114 en otro conjunto de ecuaciones. Por lo tanto, elevando al cuadrado 3.114, se transforma en:

$$r_{i,1}^2 = (r_{i,1} + r_1)^2 \quad (3.117)$$

Reescribiendo 3.113, se obtiene.

$$r_{i,1}^2 + 2r_{i,1} + r_1^2 = k_i - 2x_i x - 2y_i y + x^2 + y^2 \quad (3.118)$$

Restando 3.113 en  $i = 1$ , desde 3.118, se obtiene.

$$r_{i,1}^2 + 2r_{i,1} = -2x_{i,1}x - 2y_{i,1}y + K_i - K_1 \quad (3.119)$$

En las ecuaciones anteriores,  $x_{i,1}$  y  $y_{i,1}$ , representan  $x_i - x_1$  y  $y_i - y_1$  respectivamente. De esta forma, 3.119 es un conjunto de ecuaciones lineales, con  $x$ ,  $y$  y  $r_1$  como incógnitas.

De acá se desprenden dos métodos, de acuerdo con la metodología usada: el de mínimos cuadrados ya descrito en la sección anterior y el de interpolación esférica.

Para el método de interpolación esférica, se resuelve  $x$  y  $y$  en términos de  $r_1$ , y este resultado se reemplaza en 3.119. Sustituyendo el valor calculado de  $r_1$ , que minimiza los errores por mínimos cuadrados, el resultado intermedio entrega la solución final. Ninguno de estos dos métodos es óptimo, debido a que las matrices ponderadas requeridas para los mínimos cuadrados (LS), no son fáciles de obtener. Un procedimiento más eficiente es descrito en [45] y se muestra a continuación.

1. Arreglo arbitrario para tres sensores ( $M = 3$ ): Se supone un arreglo arbitrario, en un sistema con tres sensores ( $M = 3$ ), de tal forma que  $x$  y  $y$  pueden resolverse en términos de  $r_1$ , esto es:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \times \left\{ \begin{bmatrix} r_{2,1} \\ r_{3,1} \end{bmatrix} r_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ r_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right\} \quad (3.120)$$

Reemplazando este resultado intermedio en 3.113 para  $i = 1$ , se obtiene una ecuación cuadrática en función de  $r_1$ . Sustituyendo de nuevo la raíz positiva en 3.120, entrega la solución. Algunas veces puede haber dos raíces positivas que producen dos respuestas distintas. Esta solución es ambigua, pero se puede resolver restringiendo el transmisor a ubicarse dentro de la región de interés. Esto equivale a sustituir uno en 3.116.

2. Arreglo para cuatro ó más sensores ( $M \geq 4$ ) En este tipo de configuración, el sistema está sobredimensionado porque el número de medidas disponibles es mayor que el número de incógnitas. En presencia de ruido, el conjunto de ecuaciones en 3.118, no cumpliría en el mismo punto y la respuesta es el punto  $(x, y)$  que mejor se ajuste a estas ecuaciones. Así  $z_a = [z_p^T, r_1]^T$  es el vector desconocido, donde  $z_p = [x, y]^T$ . Con el ruido DTOA, el vector error derivado desde 3.119, es:

$$\psi = h - G_a z_a^0 \quad (3.121)$$

Donde,

$$h = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ r_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \\ \vdots \\ r_{M,1}^2 - K_M + K_1 \end{bmatrix}, G_a = - \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} & r_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} & r_{3,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{M,1} & y_{M,1} & r_{M,1} \end{bmatrix} \quad (3.122)$$

Realizando las operaciones matemáticas adecuadas, se puede llegar al la expresión general de  $z_a$ .

$$z_a = (G_a^T \psi^{-1} G_a)^{-1} G_a^T \psi^{-1} h \quad (3.123)$$

La ecuación 3.123, es conocida como la solución generalizada de mínimos cuadrados de 3.121.

La solución de  $Z_a$  asume que  $x$ ,  $y$  y  $r_1$  son independientes. Además se ignora el sesgo y su media esta centrada en el valor verdadero. Esto da lugar a otro conjunto de ecuaciones mostradas a continuación.

$$\psi' = h' - G'_a z'_a \quad (3.124)$$

Donde,

$$h' = \begin{bmatrix} (z_{a,1} - x_1)^2 \\ (z_{a,2} - y_1)^2 \\ z_{a,3}^2 \end{bmatrix}, G'_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, z'_a = \begin{bmatrix} (x - x_1)^2 \\ (y - y_1)^2 \end{bmatrix} \quad (3.125)$$

Como se mencionó anteriormente,  $\psi$  es Gaussiano, lo que necesariamente implica que  $\psi'$  también lo sea. De esta forma el estimador de máxima probabilidad de  $z'_a$ , se puede expresar como:

$$z'_a = (G'^T \psi'^{-1} G'_a)^{-1} G'^T \psi'^{-1} h' \quad (3.126)$$

La matriz  $\psi'$  no se conoce ya que contiene los valores verdaderos. Realizando las transformaciones matemáticas respectivas, la posición final puede ser estimada desde  $z'_a$ .

$$z_p = \sqrt{z'_a} + \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} \quad (3.127)$$

o también

$$z_p = -\sqrt{z'_a} + \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} \quad (3.128)$$

Las ecuaciones 3.127, 3.128, 3.123 y 3.126, son la solución del sistema para estimar la posición. Las ponderaciones de las matrices 3.123 y 3.126, no se conocen, por lo tanto es necesario realizar aproximaciones apropiadas para dar solución al sistema [45].

## 3.3. Modelos de Propagación en Estructuras Colapsadas

### 3.3.1. Introducción

El conocimiento inicial sobre la propagación de las ondas de radio, fue descrito por James Clerk Maxwell, quién en 1864, formuló las ecuaciones fundamentales de la teoría electromagnética, prediciendo la existencia de las ondas de radio. La existencia de las ondas de radio fue demostrada por Heinrich Hertz en 1887, pero este no llevó a cabo ninguna aplicación práctica. Maxwell y Hertz fueron los pioneros de los sistemas inalámbricos actuales, pero solo fue hasta 1894 que Oliver Lodge, usó estos principios para realizar la primera transmisión inalámbrica a una distancia de 150 metros.

Como se ha tratado en secciones anteriores, la radiolocalización de terminales móviles hace que sea más factible localizar personas enterradas o atrapadas en estructuras colapsadas o deslizamientos, debido a la masificación de estos dispositivos, hasta el punto que la experiencia nos indica que como mínimo un 80 % de las personas puede llevar consigo uno de estos aparatos que se pueden usar para llevar a cabo la radiolocalización de víctimas [46]. Las primeras 72 horas son claves para recuperar las víctimas de un colapso o deslizamiento, por las altas probabilidades que tienen las víctimas de sobrevivir y además porque las baterías de los dispositivos pueden todavía conservar la carga que les permita operar unas horas después del desastre. La importancia de obtener un modelo de propagación del escenario de desastre, radica en un mejor desempeño de los algoritmos de trilateración, mejorando su exactitud y reduciendo de manera significativa la incertidumbre.

### Análisis de Sensibilidad y Conclusión

Emplear cualquiera de las técnicas de radiolocalización no es una opción válida para la solución del problema al que nos enfrentamos en el presente proyecto, la viabilidad técnica de cada una de ellas se enfrenta a una serie de inconvenientes prácticos y técnicos para implementar.

Todas las técnicas de radiolocalización basadas en el tiempo, tienen un problema en cuanto a resolución y capacidad de procesamiento de los dispositivos de hardware que se deben usar para tener una precisión en el orden de metros o centímetros; es decir, se tienen inconvenientes desde el punto de vista de conseguir un dispositivo de hardware apropiado para lograr una resolución aceptable. Por ejemplo, si usamos un sistema con una frecuencia de muestreo de 1MHz, la resolución mínima en distancia que se puede elaborar con un sistema TOA o TDOA está en el orden de 300 metros de resolución, lo cual es inaceptable para la solución de estructuras colapsadas, para tener una resolución en el orden de cm, las frecuencias de muestreo del sistema deben ser en el orden de GHz, con lo cual, no es posible hacer una implementación práctica a corto plazo o de bajo costo. Más aún, si consideramos el rango de distancias típicas en las cuales un operario de gestión del riesgo



va a estar laborando, que es en el orden de 200 metros alrededor del lugar de la ubicación de la víctima en la estructura colapsada, por lo tanto, se requeriría un sistema de muestreo en el orden de 1GHz o superior para errores del orden de 30cm. El costo de este tipo de conversores y los requerimientos de calibración y de procesamiento de señales, involucran que la implementación física sea costosa y compleja. Adicionalmente, se requiere al menos tres elementos o nodos observadores sincronizados.

Las técnicas de ángulos de llegadas, dependen su resolución de la cantidad de elementos para ubicar con precisión el origen de la señal transmitida y requiere de la ubicación de al menos dos nodos para reducir la incertidumbre de ubicación de un emisor. Y aunque el nivel de complejidad es menor desde el punto de muestreo e implementación en hardware, se sigue requiriendo que existan varios nodos sincronizados observando a un emisor dentro de una estructura colapsada.

La técnica de intensidad de potencia, aunque es la más sencilla de implementar, es la de mayor incertidumbre, sin embargo, la tesis que asumimos en este trabajo, es que con una gran cantidad de muestras, así sea cada una con un valor de incertidumbre alto, si hay una gran cantidad de medidas, la variación se puede reducir y con base en dicho principio, podemos reducir la incertidumbre y mejorar radiolocalización, para tal fin, vamos a explorar los modelos de propagación para este tipo de escenarios y adicionalmente se va a proponer un desarrollo para disminuir la incertidumbre con medidas basadas en intensidad de potencia de la señal.

### 3.3.2. Modelos de Propagación

La modelación de canales de radio propagación, se realiza típicamente en ambientes convencionales: urbanos, semiurbanos, interiores y rurales. Los modelos de propagación se definen como expresiones matemáticas y/o algoritmos, que representan las características de un canal de radio en un ambiente específico. Se pueden clasificar como teóricos o determinísticos y estadísticos o empíricos. La combinación de ambos se conoce como modelos semi-empíricos. Los modelos teóricos se basan en los principios fundamentales del electromagnetismo: la propagación de las ondas de radio sobre distintos medios, haciendo uso de las ecuaciones de Maxwell. Los modelos estadísticos o empíricos, se basan en mediciones de campo.

Los modelos de propagación predicen las pérdidas por trayectoria de una señal de radiofrecuencia entre un transmisor y un receptor. La finalidad de estos, es predecir el comportamiento de un canal de radio, información que es útil para realizar de esta manera una estimación de las probabilidades de comunicación, el dimensionamiento y la capacidad de una red de radiocomunicación. En este proyecto será útil para determinar la propagación de las ondas electromagnéticas en un ambiente de estructuras colapsadas y de esta forma determinar los parámetros para realizar la radiolocalización. En la Figura 3.18 se observa

una clasificación de los modelos de propagación, de acuerdo con su forma de cálculo, su área de cobertura y su entorno de propagación.

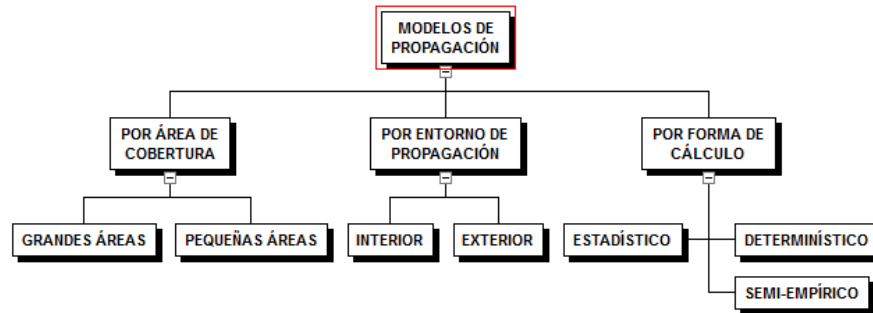


Figura 3.18: Clasificación de los modelos de propagación

La necesidad de obtener mejores modelos de propagación, fue de la mano con los avances de la tecnología celular y la aparición de varios estándares inalámbricos para la transmisión de datos, como el WIFI, WIMAX y últimamente el LTE entre los más conocidos. El crecimiento de la demanda de estos servicios y por lo tanto, del número de usuarios, hizo necesario crear celdas cada vez más pequeñas y disminuir al máximo la interferencia entre estas. Pero además creó un problema adicional con el espectro de frecuencias, pues fue indispensable el reúso de las mismas y crear bandas por encima de 1 GHz para lograr satisfacer la demanda de servicios. Para solucionar estos inconvenientes, la creación de modelos de propagación cada vez más confiables, se convirtió en un requisito a la hora de diseñar y dimensionar una red, pues los modelos determinísticos tradicionales además de ser complejos, no ofrecen un comportamiento satisfactorio en entornos urbanos, saturados por gran cantidad de obstáculos que modifican los mecanismos de propagación. La Figura 3.19 muestra un gráfico tipo algoritmo, que permite clasificar los modelos de propagación.

A continuación se mencionan los modelos de propagación más conocidos de acuerdo con su clasificación.

### Modelos determinísticos

- Modelo de Friis.
- Modelo de dos rayos.
- Modelo de difracción por objetos delgados.

### Modelos semiempíricos

- Modelo de Longley Rice
- Modelo de Walfisch y Bertoni
- Modelo Ikegami

### Modelos empíricos

- Modelo Hata
- Modelo Okumura
- Modelo de Clarke's para desvanecimiento plano

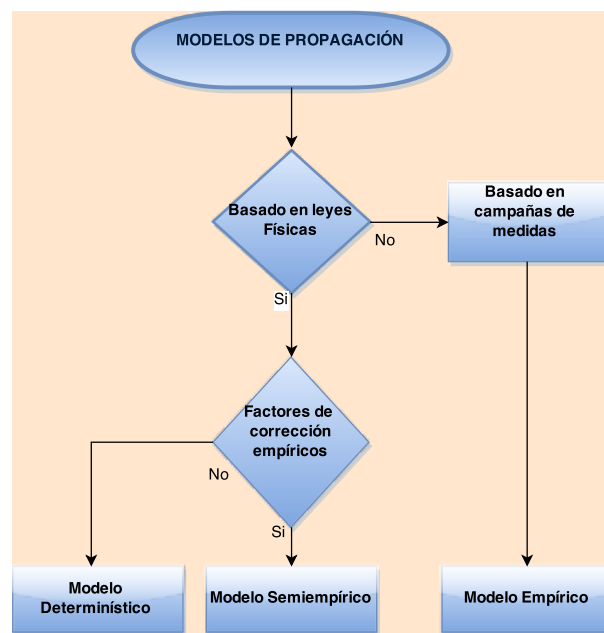


Figura 3.19: Algoritmo para la clasificación de los modelos de propagación.

Como se mencionó anteriormente, estos modelos de propagación son algunos de los más utilizados en la actualidad para el predecir el comportamiento de la propagación de las ondas electromagnéticas en diferentes ambientes con el fin de aplicarlos en el diseño y dimensionamiento de algunos servicios de telecomunicaciones, entre ellos la tecnología celular . El objetivo de este trabajo no es ofrecer un texto completo sobre cada uno de

ellos, pues la aplicación de estos modelos en un entorno de desastres, es un ambiente muy complejo que ninguno de estos modelos reúne en su totalidad. Se trata pues de describir la forma básica como son obtenidos sin entrar en las particularidades de cada uno de ellos.

### Modelos de propagación determinísticos

En los escenarios urbanos de búsqueda y rescate, USAR, por sus siglas en inglés, (USAR: Urban Search and Rescue), tales como edificios colapsados, la modelación de un canal inalámbrico es una tarea compleja, debido a las multitrayectorias y el ensombrecimiento (shadowing) que crean unas condiciones extremas para la propagación de la señal, razón por la cual ningún modelo de propagación convencional funciona adecuadamente en estos ambientes. El shadowing ó ensombrecimiento es causado por los obstáculos entre el transmisor y receptor que atenúan la potencia de la señal a través de la reflexión, refracción, dispersión y difracción.

En un escenario de desastres, se pueden encontrar varios medios físicos de propagación, pero básicamente se resumen en dos: el aire y los escombros, como lo muestra la Figura 3.20. Los escombros de una construcción colapsada o en ruinas, pueden estar compuestos de distintos materiales: ladrillo, polvo, concreto, piedra, varillas de acero o hierro, madera, etc [11]. De los materiales mencionados antes, la madera es el único material que se comporta de forma casi transparente en las frecuencias más comunes usadas para distintos servicios: telefonía celular, televisión, Wi-Fi, entre otros.

Se consideran tres parámetros que van a definir las características electromagnéticas de un medio o material:

- La permeabilidad magnética, representada por  $\mu$ , es la capacidad que posee un medio para atraer y transmitir a través de él un campo magnético. Su medida hace referencia a la capacidad de almacenar energía magnética, pero solamente los materiales con propiedades ferromagnéticas pueden almacenar esta energía. Los materiales que no pueden almacenar la energía magnética, se definen con un valor  $\mu$  de  $1 \text{ H/m}$ . La constante relativa del medio, representada por  $\mu_r$ , es intrínseca a este, de tal forma que se relaciona con la del vacío, cuyo valor es  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ . Por lo tanto, la constante absoluta de cualquier medio es el producto de las dos constantes, es decir,  $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$ .
- La conductividad de un medio o material, hace referencia a su capacidad para conducir la corriente eléctrica. Esta va a depender de su homogeneidad, de la cantidad de agua almacenada en su interior, de las sales disueltas y puede variar con la temperatura, la humedad relativa y su capacidad para retener esa humedad. Se mide en  $\text{mhos/m}$  ó  $\text{S/m}$  y equivale a la inversa de la resistividad. También se puede definir como la resistencia que presenta entre dos caras opuestas, un cubo de  $1\text{m}$  de lado, del material

que se mide. Se considera como referencia la temperatura de  $20^{\circ}C$ . Se representa por la letra Griega sigma ( $\sigma$ ).

- La permitividad relativa o constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ), es la capacidad de polarización de un medio o material ante la presencia de un campo eléctrico. Otra manera de definirla, es la capacidad de un condensador de placas paralelas de  $1m^2$  de área, y en la mitad de estas como dieléctrico, se coloca un cubo de  $1m$  de lado. El cubo colocado entre las placas, es del material al cual se le mide la permitividad dieléctrica. Como en la permeabilidad magnética, se consideran tres valores: la constante relativa del vacío  $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} F/m$ , la constante relativa del medio y la constante absoluta, definida como  $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ .

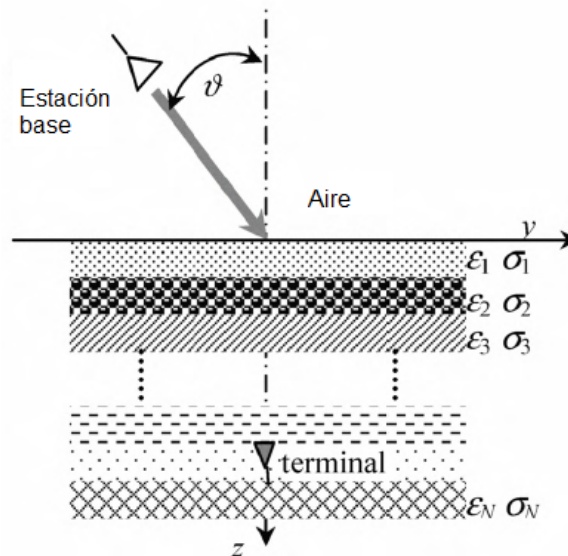


Figura 3.20: Distribución de distintas capas de material en los escombros de un colapso. Figura adaptada de [11]

En la Tabla 3.1 se muestran los valores de permitividad magnética ( $\epsilon_r$ ) y conductividad ( $\sigma$ ) de algunos materiales conocidos [36].

La longitud de onda ( $\lambda$ ), y la velocidad de propagación, se ven afectadas por las condiciones intrínsecas del medio, que afectan la permitividad relativa  $\epsilon_r$ , de esta forma se tiene:

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.129)$$

Donde,  $\lambda_m$  es la longitud de onda de la señal que se propaga por el medio y  $\lambda_0$ , la longitud de onda de la misma frecuencia propagándose en el vacío. Como puede observarse de la

Tabla 3.1: Permitividad magnética y conductividad de algunos materiales comunes.

Material	Permitividad relativa $\epsilon_r$	Conductividad $\sigma$	Frecuencia(MHz)
Tierra pobre	4	0.001	100
Tierra típica	15	0.005	100
Tierra buena	25	0.02	100
Agua de mar	81	5.0	100
Agua fresca	81	0.001	100
Ladrillo	4.44	0.001	4000
Piedra caliza	7.51	0.028	4000
Vidrio Corning 707	4	0.00000018	1
Vidrio Corning 707	4	0.000027	100
Vidrio Corning 707	4	0.005	10000

ecuación 3.129, si la señal se está propagando a través de un ambiente hostil como los escombros de una construcción en ruinas o colapsada, la velocidad de propagación de la señal va a sufrir un retardo que va estar relacionado con la frecuencia. Para ilustrar esta situación, se puede calcular el factor de atenuación de la velocidad de propagación de la señal, calculando inicialmente su longitud de onda en el vacío.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.130)$$

Un valor típico de  $\epsilon_r$  para un suelo común (tierra típica de la tabla 3.1) es ( $\epsilon_r = 15$ ), por lo tanto, el factor de atenuación es:  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{15}} = 0,258$ . Esta cifra significa que el valor de la velocidad de la luz en el suelo se atenúa por este factor, es decir, la velocidad de propagación de la señal en el suelo, sería  $c = 3 \times 10^8 \times 0,258 = 774,6 \times 10^5 m/s$ . Como puede observarse, la señal en un medio como el suelo disminuye su velocidad en aproximadamente 3,87 veces, lo que implica que sufre un retardo con respecto a una señal que viaje por el aire.

Las pérdidas por trayectoria, simbolizadas por  $P_L$  (Path Loss), son causadas por la disipación de la potencia radiada por el transmisor así como por los efectos de la propagación del canal. Cuando una señal se propaga entre dos puntos sin atenuación ni reflexión, sigue la ley de propagación de espacio libre. Los modelos de canal, se usan para aproximar la propagación de acuerdo con las ecuaciones de Maxwell, pero solo son seguros cuando las multitrayectorias generadas, son pequeñas y adicionalmente se conoce exactamente el entorno físico, es decir su geometría y los materiales que componen este entorno. Los modelos deducidos por estas técnicas dependen fuertemente de las propiedades dieléctricas, magnéticas y de la geometría de la región a través de la cual se va a propagar la señal.

Por las razones descritas antes, la deducción del modelo de propagación, no es confiable por los métodos tradicionales. La dificultad de calcular los modelos de propagación por las ecuaciones de Maxwell, estriba en que normalmente todos los parámetros para estas, no están disponibles o no es posible obtenerlos a través de medidas. Además requieren resolver las ecuaciones diferenciales de Maxwell con condiciones de frontera, lo que habla de su complejidad. Con el fin de hacer más sencillo y confiable la modelación del canal, se recurre a otras técnicas que van desde los modelos de rayos hasta los estadísticos. Los modelos de rayos no son adecuados para ambientes interiores, debido a que no siempre capturan de manera fiel los retardos de propagación de las multitrayectorias [47]. Los modelos estadísticos que adquieren sus datos mediante campañas de medidas en el sitio, son más confiables y se aproximan más hacia un modelo de propagación real.

Las pérdidas por trayectoria ( $P_L$ ), son la diferencia entre la potencia transmitida y la potencia recibida por el receptor, por lo tanto:

$$P_L = \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} \quad (3.131)$$

Su definición en decibelios ( $dB$ ), es como sigue:

$$P_L(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} = 10 \log_{10} [P_{Tx} - P_{Rx}] \quad (3.132)$$

Donde  $P_{Tx}$  es la potencia de transmisión y  $P_{Rx}$  es la potencia de recepción. Como puede observarse de 3.132,  $P_L$  es un número positivo, debido a que el canal solo atenúa la señal pues no tiene elementos activos [47]. Cuando hay ensombrecimiento o shadowing la potencia recibida no es predecible y va a depender de la ubicación aleatoria de los objetos. La determinación de  $P_L$ , se complica debido a la cantidad de materiales que se pueden encontrar mezclados, teniendo en cuenta que cada uno de ellos tiene propiedades electromagnéticas diferentes, que afectan la propagación. Influye además, la forma geométrica, la manera como queden esparcidos los escombros después del colapso, la posición en la que se hayan distribuidos los distintos materiales y la formación de capas de algunos de estos. Además debido a la alta variabilidad de forma y dimensión de los escombros,  $P_L$  puede variar de una posición a otra bajo el mismo escenario en ruinas [46].

Otro parámetro importante para caracterizar un canal, es el valor medio del retardo de propagación ( $\tau_{RMS}$ ), debido a la dispersión de la señal en el tiempo, esta limita la velocidad máxima de símbolo, con el fin de evitar la interferencia intersimbólica (ISI). Por todos los factores enumerados antes, los ambientes de desastres son más complejos que los ambientes típicos de propagación, debido a las grandes interferencias por multitrayectorias que pueden surgir, afectando de manera significativa el  $\tau_{RMS}$  [46].

El modelo de propagación de espacio libre, es usado para predecir la intensidad de señal recibida cuando transmisor y receptor tienen línea vista entre ellos sin obstáculos. Con este modelo es posible determinar la caída de potencia en función de la distancia que separan a transmisor y receptor. La ecuación de espacio libre de Friis, describe esta situación [36].

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi^2)d^2 L} \quad (3.133)$$

Donde  $P_t$  es la potencia del transmisor,  $P_r(d)$  es la potencia recibida en función de la distancia de separación entre el transmisor y receptor,  $G_t$  es la ganancia de antena del transmisor,  $G_r$  es la ganancia de antena del receptor,  $\lambda$  es la longitud de onda en metros y  $L$  es el factor de pérdidas del sistema relacionado con las líneas de transmisión ( $L \geq 1$ ), filtros, conectores, etc.

A partir de la ecuación 3.133 y aplicando las propiedades de los logaritmos se deduce la ecuación básica de propagación, como

$$P_L(dB) = 10\log_{10} \frac{P_t}{P_r} = -10\log_{10} G_t - 10\log_{10} G_r + 20\log_{10} f + 20\log_{10} d + k \quad (3.134)$$

Suponiendo las ganancias de las antenas de transmisor y receptor como unitarias, la expresión 3.134 se reduce a:

$$P_L(dB) = 10\log_{10} \frac{P_t}{P_r} = 20\log_{10} f + 20\log_{10} d + k \quad (3.135)$$

Donde  $k$  es una constante dada por:

$$k = 20\log_{10} \left( \frac{4\pi}{3 \times 10^8} \right) = -147,56 \quad (3.136)$$

Expresando la frecuencia en unidades de MHz y la distancia en términos de Km, las pérdidas por trayectoria quedan reducidas a la siguiente expresión:

$$P_L(dB) = 32,44 + 20\log_{10} f_{(MHz)} + 20\log_{10} d_{(Km)} \quad (3.137)$$

La expresión 3.137 del modelo de propagación de Friis, es aceptada para entornos de espacios abiertos y generalmente sirve como una primera aproximación para deducir un modelo de propagación particular. Solo es válida cuando el transmisor y el receptor están lo suficientemente separados, de forma que se puede asumir la propagación como esférica [48].

### Modelos de propagación estadísticos

En un ambiente de propagación interior (indoor), una señal de radio transmitida, encuentra múltiples objetos, que producen reflexiones, difracciones, o copias dispersas de la señal transmitida. A estas copias dispersas de la señal transmitida, es lo que se conoce como componentes multitrayectoria, que pueden ser atenuadas en potencia, retardadas en tiempo y cambiadas en fase y/o frecuencia, con respecto a la señal que llega directa o línea vista (LOS), al receptor. Estas señales son sumadas en el receptor y producen distorsión



con respecto a la señal originalmente transmitida. Todos los efectos de las multitrayectorias son aproximados usando geometría simple en vez de las complejas ecuaciones de Maxwell con condiciones de frontera [47]. Si bien es posible calcular los campos electromagnéticos  $E$  y  $H$ , en un colapso, el dispositivo a localizar, se supone inmerso entre capas de distintos materiales como en la Figura 3.20 y por lo tanto, no es confiable considerar las ondas en forma plana. Este problema debe resolverse usando coordenadas esféricas [11].

Se trata de obtener un modelo a pequeña escala que pueda caracterizar de una manera lo más aproximada posible a la real, el comportamiento del canal en un escenario de desastres, compuesto por escombros de diferentes materiales. Como se ha visto en esta sección, los materiales de los cuales se componen los escombros que se producen después de un colapso, tienen diferentes valores de conductividad, permitividad relativa y permeabilidad magnética, que combinados y arrumados en este entorno, hacen de la labor de obtener un modelo matemático del canal, una tarea muy compleja y a la larga inexacta. Por esta razón es necesario usar otros métodos, como los estadísticos, que hacen uso de herramientas como el analizador vectorial de red (VNA: Vector Network Analyzer), que puede entregar datos más exactos sobre el comportamiento dinámico del canal. Los datos adquiridos por el VNA, son utilizados para calcular un modelo de propagación más real, como en [46][11][36][49], a pesar de la complejidad del entorno circundante en un escenario de desastre.

Debido a la relación dual entre las técnicas de dominio del tiempo y la frecuencia, es posible obtener la medida de la respuesta de un canal en el dominio de la frecuencia. El VNA realiza un barrido de frecuencias sintetizadas en una banda determinada y al mismo tiempo monitorea la respuesta en frecuencia del canal a través del conjunto de parámetros  $S$ . El número de pasos para barrer una banda determinada y el espaciamiento de frecuencias portadoras, están relacionados con la resolución en el tiempo de respuesta al impulso del canal. Para cada paso de frecuencia el VNA transmite una frecuencia conocida en el puerto 1 y monitorea la señal recibida en el puerto 2. La señal recibida permite obtener la respuesta compleja del canal inalámbrico, en este caso la transmisividad del canal (parámetro  $S_{21}(\omega)$ ) [36].

La caracterización y modelación del canal se realiza con la ayuda del VNA, configurado de forma básica como se muestra en la Figura 3.21.

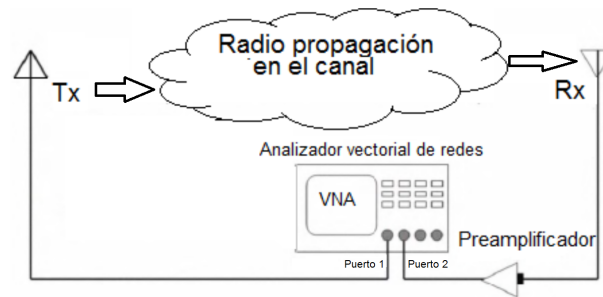


Figura 3.21: Sistema de medida de respuesta al impulso de un canal en el dominio de la frecuencia. Figura adaptada de [11]

Un modelo estadístico de canal basado en un impulso multitrayectoria, es recomendado para los estudios previos de caracterización [49]. El analizador vectorial de red (VNA), graba la respuesta en frecuencia del canal sobre la estructura colapsada. Con los datos obtenidos a través de las campañas de medidas, se usan técnicas de estimación espectral para modelar el canal inalámbrico, hallar su función de transferencia y estimar las componentes multitrayectoria [46]. Existen dos tipos de métodos para modelar un canal:

- Métodos paramétricos: estos asumen que las señales previamente tomadas, pueden ser descritas por algún modelo teórico previamente supuesto. Los métodos paramétricos, extrapolan el valor de la función de autocorrelación (ACF), de las muestras tomadas. Dentro de estos se encuentra el modelo autoregresivo (AR), donde los datos de medida pueden ser representados con un modelo de este tipo.
- Métodos no paramétricos: estos suponen que la señal grabada a través del canal es periódica. La técnica más comúnmente usada con este, es la transformada inversa de Fourier (IDFT). Uno de los problemas de usar este método, tiene que ver con el orden del modelo, el cual es igual a la mitad del número de muestras tomadas. Como se observa, esto genera un costo computacional bastante alto.

Utilizando las medidas obtenidas por el VNA, se puede determinar la respuesta al impulso del canal, haciendo un barrido de frecuencias, obteniendo de esta forma la función de transferencia en el dominio de la frecuencia.

$$H(f) = \sum_{k=0}^{N-1} H(k)\delta(f - k\Delta f - f_0) \quad (3.138)$$

Con  $\Delta f$  como el tamaño del paso de frecuencia,  $N$  el número de pasos,  $f_0$  es la frecuencia de arranque y  $H(k)$  son los datos grabados desde el VNA. Es importante tener en cuenta que los datos tienen la influencia de varios canales entre los dos puertos: los cables usados en

cada puerto, las antenas y el preamplificador. Por esto es necesario realizar una calibración del medidor sin estos elementos.

$$H_{calibr}(k) = \frac{H_{med}(k)}{H_{sistema}} \quad (3.139)$$

Donde  $H_{calibr}(k)$ , es la respuesta instantánea de frecuencia del canal de los escombros teniendo en cuenta el comportamiento de las antenas.

Los datos de frecuencia adquiridos, son finitos sobre la banda de frecuencia, lo que indica que una función de ventana debe ser aplicada sobre los datos grabados. Para esto se puede emplear la ventana de Hamming.

$$H_{cal_w}(k) = H_{calibr}(k)H_{hamming_w}(k) \quad (3.140)$$

Asumiendo un canal lineal, la respuesta al impulso del canal puede ser calculada desde la respuesta en frecuencia usando la transformada inversa de Fourier (iDFT).

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_{cal_w}(k) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (3.141)$$

Donde  $N$  es el número de muestras. El periodo de muestreo ( $T$ ) en el dominio del tiempo, es  $(1/\Delta f)$ . El intervalo de tiempo entre muestras ( $\Delta t$ ), esta dado por  $T/N = 1/N\Delta f$ .

Para analizar las pérdidas por trayectoria  $P_L$ , la respuesta de la frecuencia calibrada  $H_{cal_w}(k)$  se debe calcular para cada conjunto de datos [46]. Las pérdidas por trayectoria de espacio libre ( $P_{L_{esplibre}}$ ), se pueden calcular por la siguiente ecuación.

$$P_{L_{esplibre}} = -20 \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4\pi d_i} \right) \quad (3.142)$$

Donde  $\lambda$  representa la longitud de onda de la portadora y  $d_i$  la distancia entre transmisor y receptor, línea vista (LOS). De esta manera puede calcularse la atenuación que producen los escombros, como:

$$A_{esc} = -(P_L - P_{L_{esplibre}}) \quad (3.143)$$

Donde  $A_{esc}$  es la atenuación debida al tránsito de la señal a través de los escombros.

El retardo de propagación RMS (RMS Delay Spread), se halla suponiendo una amplia dispersión estacionaria no correlacionada (WSSUS), es decir, suponiendo un canal cuasí estático o sin variaciones rápidas en el tiempo, debido a que tanto rescatistas como víctimas, están sin movimiento ó con un movimiento mínimo [49], el perfil de retardo de potencia (PDP) del canal, puede expresarse como:

$$P_h(t) = \langle |h(t)|^2 \rangle = |h(t)|^2 = \left| \sum_{N=0}^{N-1} h(n) \delta(t - n\Delta t) \right|^2 \quad (3.144)$$

Donde  $N$  corresponde al número de muestras,  $\Delta t$  es el tamaño del intervalo de tiempo y  $\langle \dots \rangle$  representa la media de una función.

El retardo de tiempo  $\tau$  describe la diferencia de tiempo entre el arribo del primer y segundo pico. Esto indica que la ecuación 3.144, se puede escribir como:

$$P_h(\tau) = P_h(t - t_0) \quad (3.145)$$

Con  $t_0$  como el primer tiempo de arribo. El tiempo de dispersión del canal ( $\tau_{RMS}$ ), puede ser calculado con los momentos de retardo de tiempo. El retardo de exceso medio ( $\bar{\tau}$ , mean excess delay), corresponde al primer momento de acceso al PDP, [46] y se expresa como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum P_h(\tau)\tau}{\sum P_h(\tau)} \quad (3.146)$$

El segundo momento, el retardo cuadrático medio (mean square excess delay), se calcula como,

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum P_h(\tau)\tau^2}{\sum P_h(\tau)} \quad (3.147)$$

En la misma forma, el retardo de propagación RMS  $\tau_{RMS}$  es la raíz cuadrada del segundo momento central del PDP (power delay profile) y se calcula como:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (3.148)$$

En la tabla 3.2 se observan valores típicos experimentales de  $\tau_{RMS}$  [36].

Tabla 3.2: Valores típicos del retardo de propagación RMS

AMBIENTE	FRECUENCIA (MHz)	RETARDO DE PROPAGACIÓN RMS ( $\tau_{RMS}$ )	NOTAS
Urbano	910	1300 ns prom. 600 ns dev. estandar 3500 ns max	Ciudad de Nueva York
Urbano	892	oct-25	San Francisco, peor de los casos
Suburbano	910	200-310	Caso típico promediado
Suburbano	910	1960-2110 ns	Caso típico promediado
Interior	1500	10-50 ns 25 ns mediana	Edificio de oficinas
Interior	850	270 ns max.	Edificio de oficinas
Interior	1900	70-94 ns prom. 1470 ns max.	Tres edificios en San Francisco

# Capítulo 4

## Implementación en Hardware

La implementación del prototipo de hardware, se realizó en un computador portátil, un radio del tipo SDR (Ettus USRP N210), conectados por medio de la interface Gigabyte Ethernet. El USRP N210 fue configurado con dos antenas: una en la banda de 900 MHz (824 a 960 MHz) y otra en la banda de 1.8 GHz (1710 a 1990 MHz). El portátil fue configurado bajo el sistema operativo Linux Ubuntu versión 12,04 LTS y además fue instalado el software OpenBTS diseñado para suplantar y emular las redes celulares GSM. La comunicación entre el radio USRP N210 y el OpenBTS se realizó a través del driver UHD – USRP Hardware Driver, especialmente diseñado para estos dispositivos. En la Figura 4.1 se puede observar el montaje implementado.

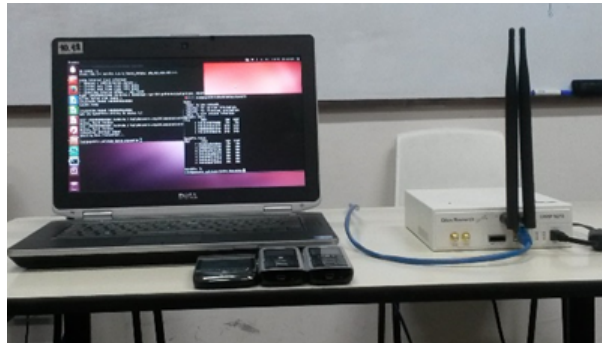


Figura 4.1: Arquitectura de la estación de emulación celular OpenBTS.

Esta arquitectura se utiliza tanto para la prestación de los servicios de comunicación como para la implementación de los algoritmos de localización, empleando el aplicativo OpenBTS reléase TRUNK+GPRS del 17 de Noviembre del 2013. Este programa libre, que fue creado por la empresa Range Networks [50], sigue los principios básicos de una red GSM pero con una arquitectura más simplificada permitiendo que nuevos desarrolladores

optimicen o adhieran nuevas funcionalidades a su programación, a través de scripts, para impulsar una mayor acogida e incursión en el mundo de las comunicaciones móviles [12].

El funcionamiento básico de OpenBTS es como sigue:

1. Activación de Open BTS.
2. Realiza la conexión de los teléfonos celulares de la red.
3. Asignación temporal de extensiones a cada teléfono.
4. Verifica cada teléfono, realizando llamadas a cada uno. Es indiferente si contestan o no.
5. Durante el proceso de llamada, extrae la información de potencia RSSI: la potencia que entrega OpenBTS a cada uno de los celulares, la que recibe cada teléfono de OpenBTS y la potencia que recibe OpenBTS del celular.
6. Captura las coordenadas GPS de cada teléfono.
7. Envía toda la información asociada con cada IMSI (International Mobile Subscriber Identity), es decir, potencias y posición GPS.

Para lograr el cubrimiento de un área determinada por openBTS, tanto en recepción como en transmisión, se conecta un radio USRP N210 que hace las funciones de transceptor. Este radio se conecta a openBTS a través de la interfase Gigabit Ethernet. Las características principales de este radio se detallan a continuación:

- Arquitectura modular: respuesta en frecuencia desde DC hasta 6 GHz.
- DDC/DUC (Digital Down Conversion/Digital Up Conversion) con una resolución de 25 MHz.
- Capacidad de muestreo de 100 Mega muestras/seg (MS/s) en 14 bits de conversión análogo-digital.
- Capacidad de muestreo de 400 Mega muestras/seg (MS/s) en 16 bits de conversión digital- análogo.
- Hasta 50 Mega muestras/seg (MS/s) en modo streaming por la interface Gigabit Ethernet.
- Puede ser programado desde lenguajes de ambiente gráfico como Simulink (Matlab), LabVIEW y GNU Radio (GRC).

A continuación se muestran las características técnicas tomadas directamente del fabricante Ettus Research.

Spec	Typ.	Unit	Spec	Typ.	Unit
<b>POWER</b>			<b>RF PERFORMANCE (w/ WBX)</b>		
DC Input	6	V	SSB/LO Suppression	35/50	dBc
Current Consumption	1.3	A	Phase Noise (1.8 Ghz)		
w/ WBX Daughterboard	2.3	A	10 kHz	-80	dBc/Hz
<b>CONVERSION PERFORMANCE AND CLOCKS</b>			100 kHz	-100	dBc/Hz
ADC Sample Rate	100	MS/s	1 MHz	-137	dBc/Hz
ADC Resolution	14	bits	Power Output	15	dBm
ADC Wideband SFDR	88	dBc	IIP3	0	dBm
DAC Sample Rate	400	MS/s	Receive Noise Figure	5	dB
DAC Resolution	16	bits	<b>PHYSICAL</b>		
DAC Wideband SFDR	80	dBc	Operating Temperature	0 to 55°	C
Host Sample Rate (8b/16b)	50/25	MS/s	Dimensions (l x w x h)	22x16x5	cm
Frequency Accuracy	2.5	ppm	Weight	1.2	kg
w/ GPSDO Reference	0.01	ppm			

Figura 4.2: Características técnicas del radio USRP N210, tomadas del fabricante Ettus Research.

A su vez para determinar la posición exacta del openBTS, se conecta al computador una unidad GPS. El GPS conectado a través del puerto USB es el A2035 – H, cuyas características de funcionamiento se pueden observar en la tabla 4.1.

Tabla 4.1: Características GPS A2035 – H

Canales		48, seguimiento paralelo
Correladores		~ 400.000
Frecuencia		L1(=1.575 MHz)
Sensibilidad de seguimiento del módulo de antena		-163 dBm
Seguridad de posición horizontal	Solo posición	< 2,5m CEP (SA off)
Tiempo para la primera posición - TTFF	Recuperación de oscurecimiento <sup>1</sup>	0,1s
	Arranque en caliente <sup>2</sup>	< 1s
	Caliente <sup>3</sup>	< 32s
	Frio <sup>4</sup>	< 35s

En la tabla 4.1, el parámetro TTFF se refiere a los valores mínimos teóricos. Los valores reales de TTFF, pueden variar. El desempeño (sensibilidad y TTFF) puede decrecer ligeramente por debajo de  $-30^{\circ}C$ . A continuación se dan algunas notas incluidas en los subíndices de la tabla.

1. El reloj calibrado del receptor no se ha detenido, por lo tanto conoce el tiempo preciso (a nivel de  $\mu s$ ).

2. El receptor tiene estimaciones de tiempo/fecha/posición y válida el calendario y datos importantes
3. El receptor tiene estimaciones de tiempo/fecha/posición y válida calendario reciente.
4. El receptor no tiene estimación de tiempo/fecha/posición ni de calendario reciente.

El GPS entrega las tramas NMEA (National Marine Electronics Association) al computador y estos datos son grabados en un archivo de texto plano. El archivo location, asocia cada trama NMEA con la información de cada teléfono: IMSI (International Mobile Subscriber Identity), potencias de transmisión y recepción, ubicación.

### 4.0.3. Funcionamiento del OpenBTS

Para poner en funcionamiento la OpenBTS, se configura la plataforma de software establecida junto con los sistemas de radio USRP, y los desarrollos en lenguaje de máquina en un sistema operativo Unix.

En la Figura 4.3 se observan los componentes del sistema.

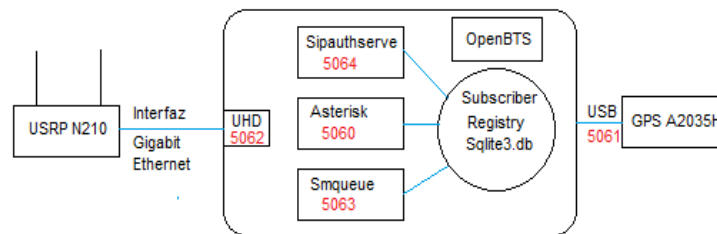


Figura 4.3: Componentes y puertos de comunicación del OpenBTS.

1. Sipauthserve: realiza el registro y la autenticación de los usuarios utilizando el protocolo SIP, información que se almacena en la base de datos sqlite3.db versión 3.7.9, conocida como el Subscriber Registry.
2. Asterisk: PBX que permite la realización de llamadas y otras aplicaciones como conferencias, llamadas simultáneas con reproducción de audio o conexión por troncales; implementándolas en su archivo de configuración dialplan. Para ello, requiere conocer la IMSI y la extensión asignada a cada móvil.
3. Smqueue: permite el envío y la recepción de mensajes de texto entre los usuarios. A diferencia del asterisk, requiere verificar la autenticidad de los usuarios, por lo que recurre al Subscriber Registry.



En la interfaz gráfica del OpenBTS, se puede visualizar información como las IMSI [51], que permite ver las terminales que se encuentran conectadas, los canales activos, las potencias de los móviles y adicionalmente se pueden enviar mensajes de texto a todos los usuarios, lo que resulta fundamental para la asignación de las extensiones.

## 4.1. Codificación de los algoritmos

Debido a las limitaciones de tiempo y a la complejidad de las técnicas de radiolocalización en términos de la instrumentación necesaria para realizar campañas de medidas, solo se desarrollaron algoritmos para la técnica RSSI, que como se mencionó en secciones anteriores, es la más fácil de implementar aun cuando es afectada por fenómenos como las multitrayectorias (multipath) y el ensombrecimiento (shadowing). La estructura general del algoritmo de trilateración, se puede observar en el diagrama de la Figura 4.5.

Para simular el algoritmo propuesto se hace uso de la plataforma de MatLab, donde los sensores de espectro, se escogen de forma que los estos formen un triángulo sobre el área de interés donde se realiza la radiolocalización. La Figura 4.4 muestra la ubicación propuesta.

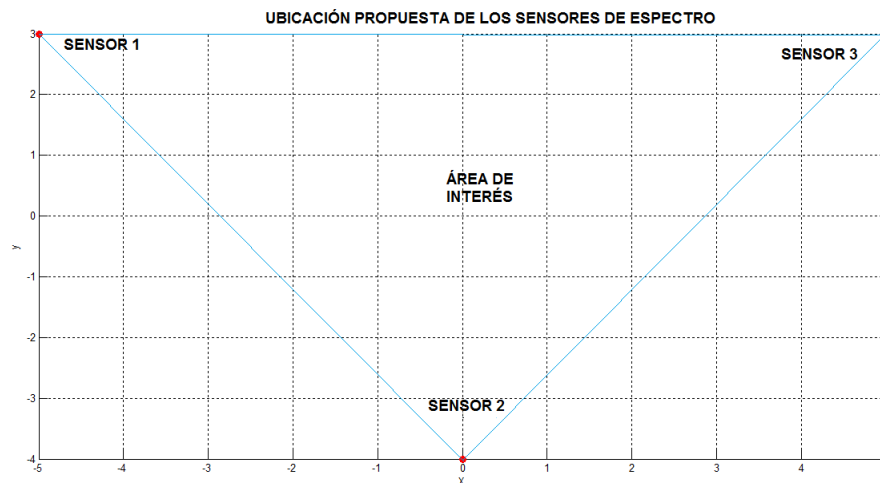


Figura 4.4: Ubicación propuesta de los sensores de espectro.

En la Figura 4.4, los puntos rojos muestran la ubicación exacta de cada uno de los sensores de espectro. El área de interés, donde se realizará la ubicación del dispositivo, está demarcada con líneas de color azul, que forman un triángulo. Como puede observarse esta simulación es ideal, porque en una situación real, donde los sensores no puedan ser ubicados de esta manera, necesariamente se buscarán otras ubicaciones para los mismos, de tal forma que la figura geométrica resultante puede no ser exactamente un triángulo

bien definido. En una situación real con una estructura colapsada o un deslizamiento, es difícil lograr que se cumplan estas condiciones.

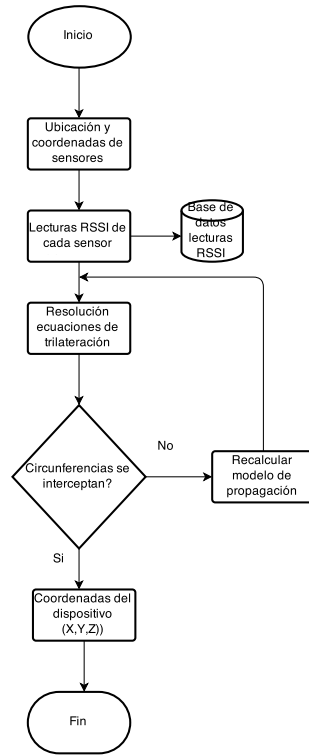


Figura 4.5: Estructura general del algoritmo de trilateración.

Por lo tanto, una vez ubicados los sensores de espectro, estos entregan las intensidades de señal recibidas (en dBm) y con estos valores, se procede a calcular las distancias con el modelo de propagación encontrado. Para la simulación, por simplicidad se usó el modelo de propagación de Friis mostrado en la ecuación 3.1. Las distancias halladas se reemplazan en las fórmulas 3.5 y se resuelve el sistema con cualquiera de los métodos: regla de Cramer vista en el capítulo anterior, matricialmente resolviendo el sistema  $AX = b$  con  $X = A^{-1}b$  ó por el método de mínimos cuadrados, aplicando la expresión mostrada en la ecuación 4.1[52].

$$X = (A^T A)^{-1} A^T b \quad (4.1)$$

Donde,

$$X = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

$$A = \begin{bmatrix} 2(x_1 - x_n) & 2(y_1 - y_n) \\ 2(x_2 - x_n) & 2(y_2 - y_n) \\ \vdots & \vdots \\ 2(x_{n-1} - x_n) & 2(y_{n-1} - y_n) \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

y

$$b = \begin{bmatrix} x_1^2 - x_n^2 + y_1^2 - y_n^2 + d_n^2 - d_1^2 \\ x_2^2 - x_n^2 + y_2^2 - y_n^2 + d_n^2 - d_2^2 \\ \vdots \\ x_{n-1}^2 - x_n^2 + y_{n-1}^2 - y_n^2 + d_n^2 - d_{n-1}^2 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Una vez las ecuaciones de trilateración son resueltas por cualquiera de los métodos descritos anteriormente, estas entregan la solución del sistema, entregando el punto de intersección de las tres circunferencias (coordenadas (x,y) para 2D ó de las tres esferas (coordenadas (x,y,z)) en 3D.

En la Figura 4.6 se observan inicialmente las dos circunferencias y como éstas, se interceptan en dos puntos, generando entre ellas un área de incertidumbre. Sí la solución encontrada al sistema es correcta, la tercera circunferencia debe interceptar a las otras dos idealmente en uno de los puntos de intersección o en un punto que se encuentre ubicado dentro del área de incertidumbre, como se observa en la Figura 4.7. Pero adicionalmente, el punto de intersección, idealmente debe encontrarse ubicado en el triángulo formado por los sensores 1, 2 y 3. Por lo tanto según lo expuesto, el punto de intersección 1 en la Figura 4.6, idealmente es la solución al sistema. Cuando en la simulación se cumple esta situación, se puede afirmar que el sistema se ha solucionado de forma correcta.

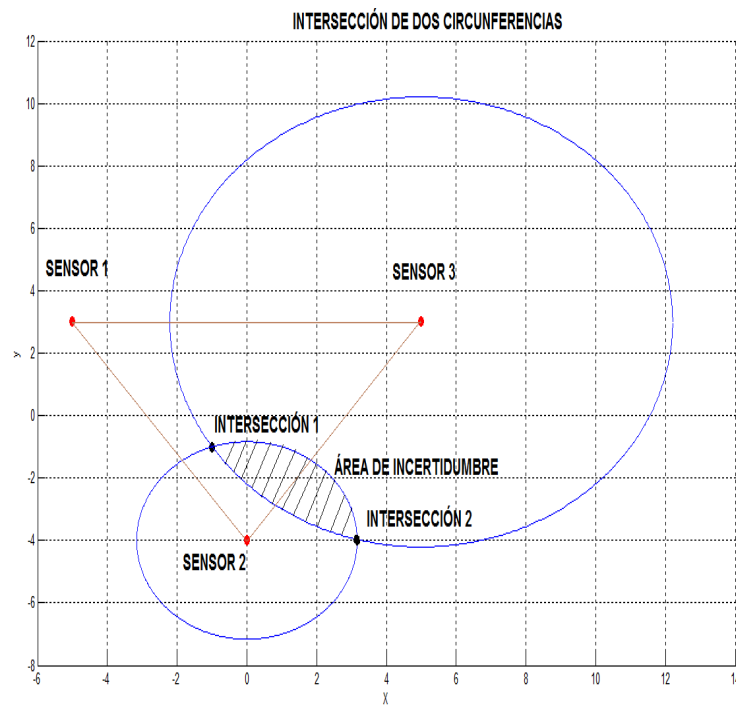


Figura 4.6: Intersección de dos circunferencias y el área de incertidumbre.

En una estructura colapsada o un deslizamiento, es difícil lograr que se cumplan estas condiciones, por lo tanto, la ubicación hallada se ve afectada por todos los fenómenos asociados con las multitrayectorias. Sumando los dos factores: multitrayectorias y ubicación de los sensores hacen que el error en la ubicación del dispositivo o target sea bastante considerable.

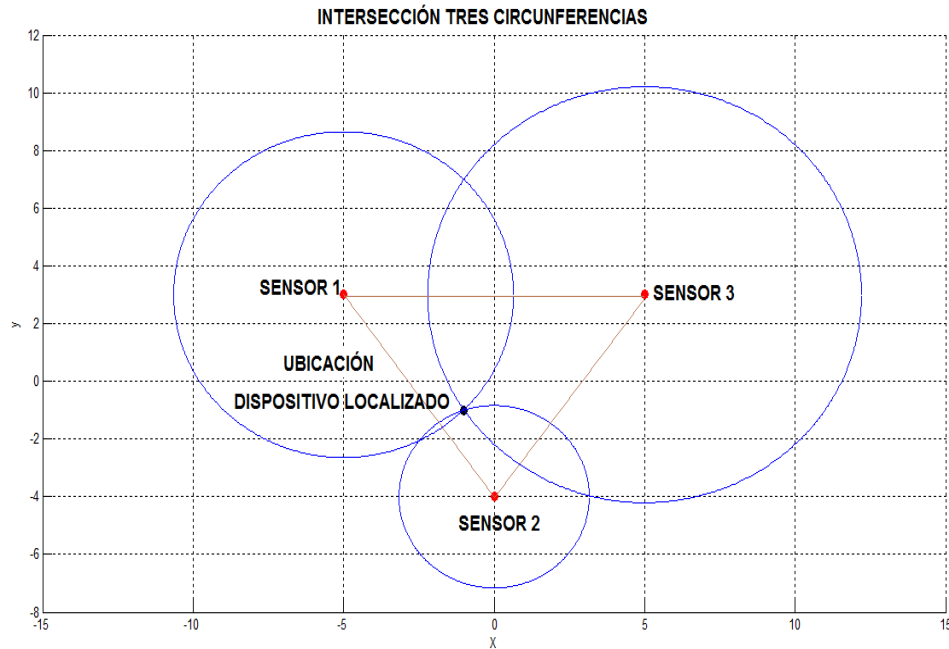


Figura 4.7: Intersección de las tres circunferencias, la tercera circunferencia define el punto de intersección

Como se mostró en la sección 3.1.2., la ecuación 3.1 (modelo de propagación de Friis), fue usada en este caso como una primera aproximación, aun conociendo sus limitaciones para este tipo de ambientes. La técnica usada para implementar este algoritmo es RSSI, que en un entorno de desastre, sobre la lectura de la potencia recibida se reflejan las multitrayectorias y el shadowing, lo cual da lugar a unos errores intrínsecos bastante altos. Como puede observarse de la ecuación 3.1, para hallar la distancia se despeja de una ecuación logarítmica, que se refleja en las ecuaciones 3.3 y 3.4 y por su naturaleza es altamente inestable. Por esta razón las circunferencias solo se interceptan con una cantidad limitada de valores, lo cual dificulta encontrar las coordenadas del punto buscado.

Con el fin de resolver esta situación y encontrar una solución más óptima, la ecuación del modelo de propagación se aproxima a una ecuación lineal: en la ecuación 3.2 del modelo de Friis, se observa que hay una constante, un término que va a depender de la frecuencia y otro que va a depender de la distancia. De acuerdo con lo anterior, cualquier modelo de propagación lo podemos aproximar a la siguiente ecuación:

$$P_L = K + 10n \log d + 10m \log f \quad (4.5)$$

El cual podemos aproximar a la siguiente expresión:

$$P_L = K_T + 10n \log d \quad (4.6)$$

De donde

$$d = 10^{\frac{(P_L - K_T)}{10n}} \quad (4.7)$$

Como puede observarse, despejando la distancia de la ecuación 4.7 se obtiene una expresión exponencial. La expresión 4.7 es altamente inestable y produce una cantidad de números decimales cuyo tratamiento y procesamiento tiene un costo computacional bastante alto.

De esta forma se puede hallar una solución más óptima, que si bien no resuelve los problemas inherentes a la técnica RSSI, si encuentra una solución más ajustada a la real, con una disminución muy significativa del error. Para responder a esta situación, es necesario modificar el diagrama de flujo de la Figura 4.5, como se muestra en la Figura 4.8.

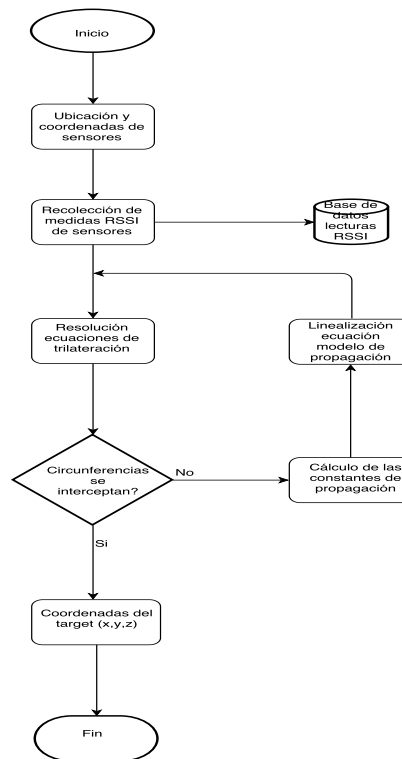


Figura 4.8: Algoritmo de trilateración modificado.

Como puede observarse en el algoritmo de la Figura 4.8, cuando las circunferencias no se interceptan se continuaba calculando la distancia con la expresión 4.7. Ahora con esta linealización, encontrar la solución de las ecuaciones de trilateración es más rápido y por lo tanto hay un costo computacional más bajo que reduce el tiempo de procesamiento.

Debido a los inconvenientes encontrados para encontrar la ubicación debido a los errores que crea el shadowing y las multitrayectorias, las soluciones encontradas a las ecuaciones de trilateración, tienen errores en la ubicación del target. Debido a la utilización de la técnica RSSI, que como se ha explicado en secciones anteriores, no es la más precisa pero tiene como ventaja su fácil implementación sin recurrir a hardware especial y costoso, tiene como gran desventaja su imprecisión a la hora de entregar medidas de la intensidad de la señal recibida.

Otra causa de la imprecisión tiene que ver con el modelo de propagación implementado con el fin de sintonizar las constantes que permitan tener un modelo más preciso. Como ya se planteó anteriormente, el modelo de propagación nos entrega la distancia, pero esta procede de la ecuación logarítmica 4.7 que es altamente inestable. Además la solución encontrada por la intersección de las circunferencias, como se observó en las campañas de medidas, son casos muy particulares o casi ideales y no corresponden con la realidad. Aplicando técnicas de optimización se puede linealizar el modelo de propagación, de forma que se puede encontrar una solución más real con un margen de error mucho menor.

## 4.2. Campañas de Medidas

Para la realización de los experimentos de medida se implementó el sistema de la Figura 4.1, donde se tiene un computador portátil con el software Open BTS, conectado a un puerto USB está el GPS A2035H y través de la interface Ethernet está el radio SDR USRP N210. Como se describió en la sección anterior, cada uno de los componentes se encarga de una función específica: el radio SDR se sintoniza a la frecuencia del sistema GSM, en este caso, en la banda de los operadores celulares de 850 MHz. El GPS nos da la ubicación exacta del Open BTS y el sistema completo es gestionado desde el computador portátil por el Open BTS. Las medidas RSSI proceden de la trama entregada tanto por las terminales celulares como por el Open BTS. De esta forma se creó un script en lenguaje Bash que toma las lecturas de cada una de las terminales y se organizan en una tabla para cada una de las posiciones.

Tabla 4.2: Medidas posición 1

Datos	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI740000205643499	-63	0614.5252	7535.3960
2	IMSI740000205643499	-63	0614.5251	7535.3957
3	IMSI732101158749100	-58	0614.5254	7535.3964
4	IMSI732101158749100	-64	0614.5241	7535.3975
5	IMSI732101158749100	-56	0614.5267	7535.3972

En la primera campaña, se tomaron medidas en 4 posiciones y en cada una de ellas se tomaron las lecturas RSSI de los dispositivos con sus respectivas coordenadas, como puede observarse en las tablas 4.2,4.3,4.4 y 4.5.

Tabla 4.3: Medidas posición 2

Datos	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-39	0614.4999	7535.3820
	IMSI740000205643499	-44		
	IMSI732123521066378	-40		
2	IMSI732101158749100	-41	0614.4953	7535.3837
	IMSI740000205643499	-22		
	IMSI732123521066378	-37		
3	IMSI732101158749100	-43	0614.4966	7535.3826
	IMSI740000205643499	-21		
	IMSI732123521066378	-42		
4	IMSI732101158749100	-15	0614.5009	7535.3864
	IMSI740000205643499	-40		
	IMSI732123521066378	-45		
5	IMSI732101158749100	-34	0614.4988	7535.3856
	IMSI740000205643499	-41		
	IMSI732123521066378	-23		

Tabla 4.4: Medidas posición 3

Datos	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-55	0614.4994	7535.3718
	IMSI740000205643499	-49		
2	IMSI732101158749100	-46	0614.4993	7535.3714
	IMSI740000205643499	-47		
3	IMSI732101158749100	-54	0614.4967	7535.3712
	IMSI740000205643499	-49		
	IMSI732123521066378	-59		
4	IMSI732101158749100	-46	0614.4961	7535.3711
	IMSI740000205643499	-45		
	IMSI732123521066378	-49		
5	IMSI732101158749100	-49	0614.4949	7535.3719
	IMSI740000205643499	-49		
	IMSI732123521066378	-46		

Tabla 4.5: Medidas posición 4

Datos	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-51	0614.5236	7535.3799
	IMSI740000205643499	-59		
2	IMSI732101158749100	-52	0614.5236	7535.3817
	IMSI732123521066378	-48		
3	IMSI732101158749100	-59	0614.5236	7535.3817
4	IMSI732101158749100	-50	0614.5258	7535.3812
	IMSI740000205643499	-45		
	IMSI732123521066378	-47		
5	IMSI732101158749100	-55	0614.5246	7535.3825
	IMSI740000205643499	-45		
	IMSI732123521066378	-47		
6	IMSI732101158749100	-54	0614.5243	7535.3812
	IMSI740000205643499	-60		
	IMSI732123521066378	-58		



Para la realización de las pruebas se tomaron en cuenta las recomendaciones ITU-T E.2012, donde se utiliza el MCC (Mobile Country Code) de 001 y el MNC (Mobile Network Code) de 01 para este tipo de redes, transmitiendo con una potencia máxima de 15 dBm y un rango de cobertura de aproximadamente 30 metros [12].

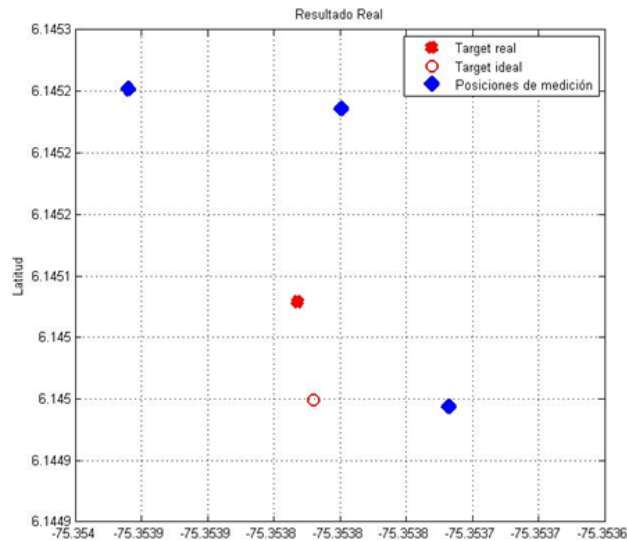


Figura 4.9: Resultados de ubicación en un escenario real. Figura tomada de [12].

La metodología usada en esta primera campaña de medidas, fue sensar las lecturas desde el computador portátil con la ayuda del Open BTS y el radio SDR N210. Los dispositivos envían las tramas de intensidad de potencia de recepción (RSSI), de acuerdo con el protocolo GSM de telefonía celular y estas son guardadas en una tabla. Los datos consignados en la tabla, son usados posteriormente para calcular el algoritmo de multilateración. Las terminales celulares fueron desplazadas a cada uno de los puntos donde se tomaron las medidas, mientras la base permaneció fija en una de las posiciones de medida.

En la Figura 4.9, se observan los resultados del algoritmo de trilateración. Después de ejecutar el algoritmo, se observa que la ubicación real del dispositivo, difiere de la hallada. El error en la ubicación encontrado en esta campaña es de aproximadamente 9.3 metros.

La segunda campaña de medidas se realizó en el mismo escenario. Los resultados de esta campaña de medidas se consignaron en las tablas 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9.

En estas tablas, se resumen los datos tomados en la segunda campaña de medidas. Para las posiciones GPS de latitud y longitud se promediaron las posiciones de tres GPS, pero solo se anotó el promedio encontrado para cada una de ellas. Los resultados de esta segunda campaña de medidas, se pueden apreciar en la Figura 4.10, donde los puntos donde fueron tomadas los valores de RSSI, están marcados como x de color azul, el target o punto a

Tabla 4.6: Segunda campaña de medidas, posición 1

Datos	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732123521066378	-60	6,24190367	-75,5899833
	IMSI732101158749100	-66		
2	IMSI732123521066378	-63	6,24190367	-75,5899833
	IMSI740000205643499	-62		
3	IMSI732101158749100	-64	6,24190367	-75,5899833
	IMSI732123521066378	-59		

Tabla 4.7: Segunda campaña de medidas, posición 2

Datos	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-63	6,2419405	-75,5897845
	IMSI732123521066378	-57		
2	IMSI740000205643499	-57	6,2419405	-75,5897845
	IMSI732101158749100	-52		
3	IMSI732101158749100	-50	6,2419405	-75,5897845
	IMSI732123521066378	-55		

Tabla 4.8: Segunda campaña de medidas, posición 3

Datos	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-67	6,241703	-75,58974
	IMSI740000205643499	-67		
2	IMSI740000205643499	-59	6,241703	-75,58974
	IMSI732101158749100	-62		
	IMSI732123521066378	-56	6,241703	-75,58974
3	IMSI732123521066378	-58	6,241703	-75,58974
	IMSI740000205643499	-58		
	IMSI732101158749100	-59	6,241703	-75,58974

Tabla 4.9: Segunda campaña de medidas, posición 4

Datos	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-58	6,241688	-75,589765
	IMSI732123521066378	-63		
2	IMSI732101158749100	-57	6,241688	-75,589765
	IMSI732123521066378	-53		
3	IMSI740000205643499	-52	6,241688	-75,589765
	IMSI732101158749100	-51		
	IMSI732123521066378	-54	6,241688	-75,589765

ubicar, está marcado como x de color rojo y el punto hallado mediante el algoritmo de trilateración, se muestran como puntos de color rojo.

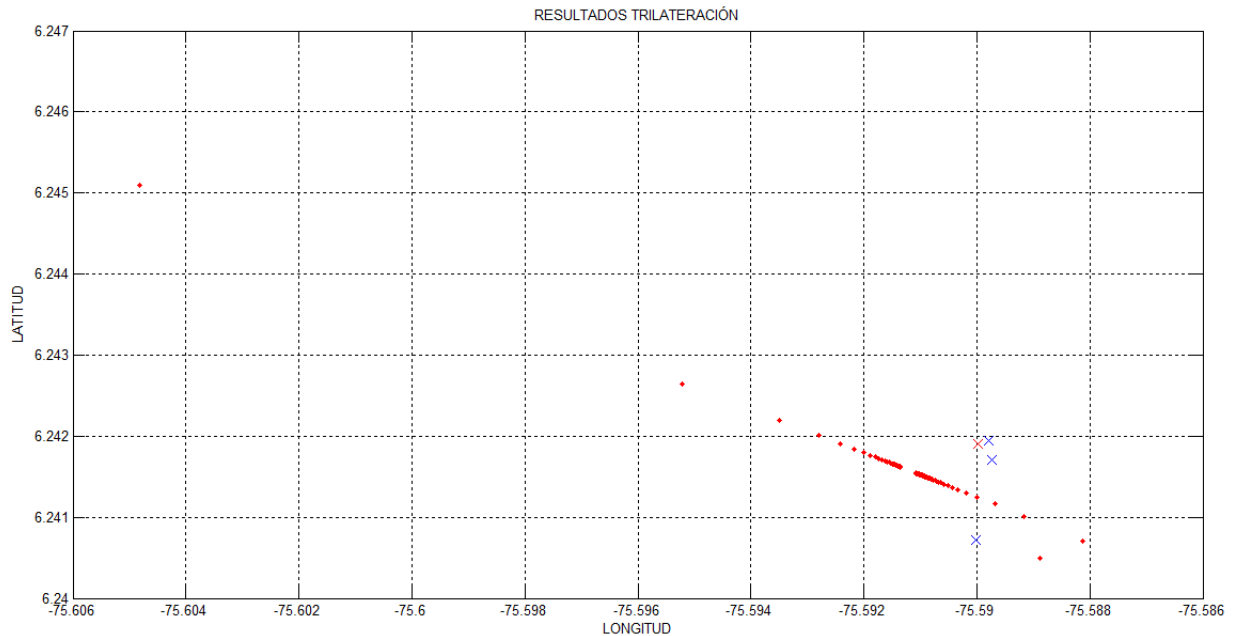


Figura 4.10: Resultados segunda campaña de medidas.

Como puede apreciarse, la ubicación encontrada difiere del target y los resultados obtenidos mejoraron con respecto a los hallados en la primera campaña de medidas, donde estuvo presente el error de localización. La modificación de este algoritmo con respecto al anterior, es que se buscó el valor de la constante  $K$  que menor error arrojó por medio de iteraciones del valor de  $K$ , pero se logró mediante esta un mejor acercamiento al target. Los puntos rojos muestran las diferentes soluciones para distintos valores de  $K$  en la ecuación de propagación. Variando el valor de  $K$  se obtienen distintos puntos que dan solución a las ecuaciones de trilateración. El punto encontrado más cercano es  $(-75,59, 6,2413)$ .



Figura 4.11: Escenario para la tercera campaña de medidas.

Como puede observarse, el escenario es un depósito de escombros donde se realizan prácticas bomberiles. Para la toma de medidas, se colocaron los celulares a ubicar (para nuestro problema sensores) en cubículos como los mostrados en las siguientes imágenes. Este cubículo es un recinto parcialmente cerrado donde la propagación de la señal, va a tener algunos obstáculos para penetrar la estructura rodeada de escombros, es decir, los sensores no están totalmente tapados.



Figura 4.12: Cubículos donde se ubicaron las terminales celulares.

El centro de fusión, se ubicó en un vehículo como se muestra en la Figura 4.13. El radio SDR N210 fue ubicado con sus respectivas antenas en la parte superior, mientras el computador que conforma el centro de fusión se ubicó en el interior del vehículo.



Figura 4.13: Ubicación del centro de fusión en el vehículo.



Figura 4.14: Ubicación del radio SDR N210.

En las siguientes tablas se aprecian los datos obtenidos en la tercera campaña de medidas.

Los resultados de la tercera campaña de medidas se pueden observar en la Figura 4.15. En esta Figura la x roja representa el target, los puntos azules los lugares donde se realizaron las medidas de RSSI y los puntos rojos las soluciones al sistema. Como en

Tabla 4.10: Tercera campaña de medidas posición 1

Medidas	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-81	6,21469	-75,58697
	IMSI740000205643499	-58		
	IMSI732123521066378	-56		

Tabla 4.11: Tercera campaña de medidas posición 2

Medidas	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-52	6,21504	-75,58751
	IMSI740000205643499	-59		
	IMSI732123521066378	-58		
2	IMSI732101158749100	-52	6,21504	-75,58751
	IMSI740000205643499	-59		
	IMSI732123521066378	-58		
3	IMSI732101158749100		6,21504	-75,58751
	IMSI740000205643499	-57		
	IMSI732123521066378	-63		

Tabla 4.12: Tercera campaña de medidas posición 3

Medidas	IMSI	RSSI (dB)	Latitud (N)	Longitud (W)
1	IMSI732101158749100	-56	6,21455	-75,58712
	IMSI740000205643499	-63		
	IMSI732123521066378	-58		
2	IMSI732101158749100		6,21455	-75,58712
	IMSI740000205643499	-63		
	IMSI732123521066378	-63		
3	IMSI732101158749100		6,21455	-75,58712
	IMSI740000205643499	-57		
	IMSI732123521066378	-62		
4	IMSI732101158749100		6,21455	-75,58712
	IMSI740000205643499	-63		
	IMSI732123521066378			

el caso anterior se realizó la iteración con la constante K para encontrar una solución mas aproximada a la real. Por este método los resultados fueron muy similares en las tres campañas de medida. El punto que más se aproximó al target es el tercero de coordenadas  $(-75,5872, 6,21475)$ .

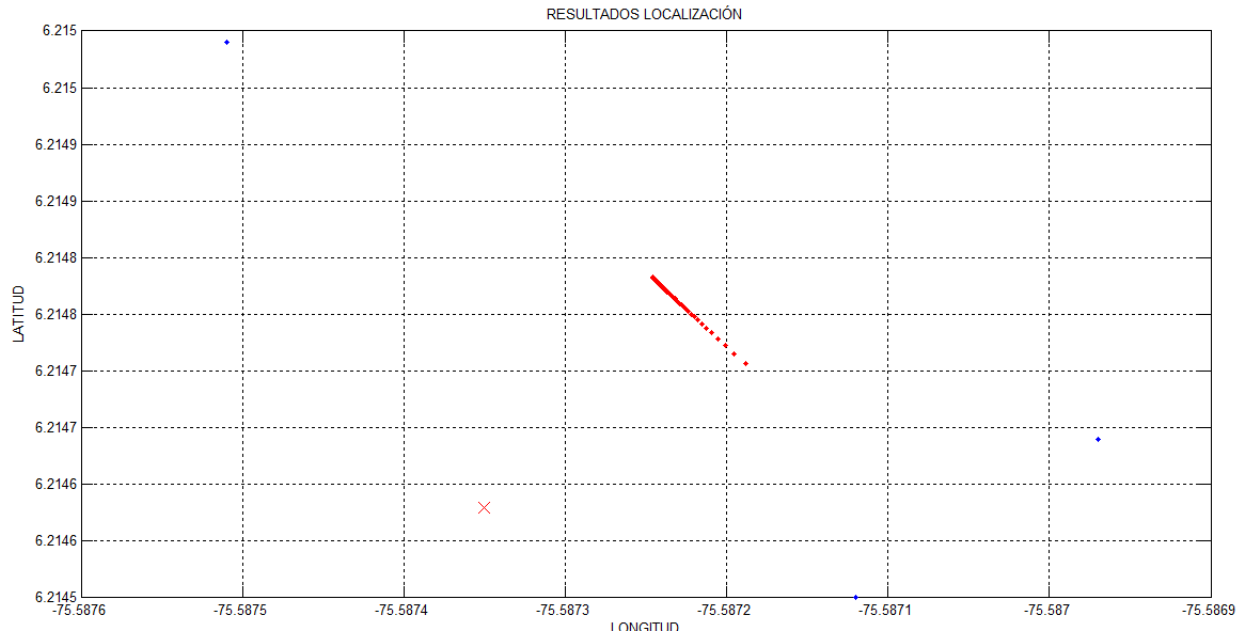


Figura 4.15: Resultados segunda campaña de medidas.

#### 4.2.1. Efectos del concreto en la propagación

En cada uno de los sitios donde se realizaron las medidas anteriores, adicionalmente se estudió el efecto que tiene el concreto sobre el espectro de frecuencias, con el fin de poder obtener un modelo de propagación más aproximado al real que permita sintonizar las constantes de la ecuación de propagación. Los datos recolectados por el analizador vectorial de redes se pueden observar en las siguientes Figuras, donde se observa la respuesta del canal para un ancho de banda cercano a los 6 GHz. Se omiten en esta sección las tablas de datos, debido a que no es práctico consignarlos dada la gran cantidad de ellos que fueron recolectados. El analizador vectorial de redes usado en esta campaña de medidas fue el Agilent N9914A y la medición se realizó tomando el parámetro S21.

El Agilent N9914A usado para esta campaña de medidas, tiene un rango de operación desde los 30 KHz hasta los 6.5 GHz, es portable lo que da una versatilidad a la hora de obtener las medidas de campo, posee dos puertos de radiofrecuencia: uno para la antena de entrada (recepción) y otro para la antena de salida (transmisión), como puede observarse

en la Figura 4.16. La parte frontal del medidor puede observarse en la Figura 4.17.



Figura 4.16: Puertos de radiofrecuencia del Agilent N9914A.

Sus características de salida se pueden ver en la Tabla 4.13. Como puede observarse la salida no es constante en todos los rangos de medida y está dividida en 5 rangos. El sistema de impedancia para ambas antenas es de 50 ohmios (aunque se pueden usar adaptadores especiales para 75 ohmios). La tercera campaña de medidas fue realizada en el mismo

Tabla 4.13: Respuesta de salida del Agilent N9914A

FRECUENCIA	POTENCIA DE SALIDA (dBm)
30 kHz a 300 kHz	-11 dBm
300 kHz a 2 MHz	-3 dBm
2 MHz a 625 MHz	-2 dBm
625 MHz a 3 GHz	+1 dBm
3 a 6.5 GHz	-1 dBm

escenario que la segunda, pero esta vez se hizo con el objetivo de observar el efecto del concreto sobre el espectro de señales. De esta forma puede obtenerse un estimativo real de la penetración de las ondas electromagnéticas en un ambiente de escombros donde predominan los de concreto. Se escogió este material debido a que en un escenario de desastres generado durante un colapso de un edificio o un terremoto, el material predominate y que más problemas ofrece para la propagación es el concreto. Las ondas electromagnéticas son absorbidas en un alto porcentaje por este material y de esta forma las que logran superarlo, sufren atenuaciones y adicionalmente pueden tener diferencias de fase.





Figura 4.17: Vista frontal del Agilent N9914A.

En la gráfica de la Figura 4.18 se observa las trazas obtenidas en el terreno desnudo y a través del concreto. Además se observa el valor absoluto del error promedio. En las dos muestras tomadas a través del concreto se promedian y se obtiene una traza promedio de las dos. El valor absoluto del error (de color azul en la gráfica) se obtiene a partir del canal promedio (de color verde) a través del concreto contra el canal en el terreno desnudo.

La banda donde se obtuvieron las medidas RSSI para los celulares es la de los 850 MHz. Todas las medidas fueron realizadas con el canal ARFCN (Absolute Radio-Frequency Channel Number) 128 que corresponde a la frecuencia 128 GSM. Este canal tiene la frecuencia 869.2 MHz para el downlink y 824.2 MHz para el uplink. Como puede observarse en la gráfica de la Figura 4.18, hay una atenuación en las frecuencias alrededor de 500 MHz, pero en las frecuencias de 850 a 900 MHz, hay una buena propagación tanto en el terreno desnudo como a través del concreto, alcanzando un valor cercano a los  $-40dBm$ . En las frecuencias más altas de 1 GHz, hay una caída drástica en el nivel de potencia para la señal que penetra el concreto. En general puede observarse un aumento de la atenuación en las frecuencias por encima de 1GHz. Existe una mayor atenuación para las frecuencias entre 1 a 4GHz a través del concreto, con respecto a la señal tomada en el terreno desnudo.

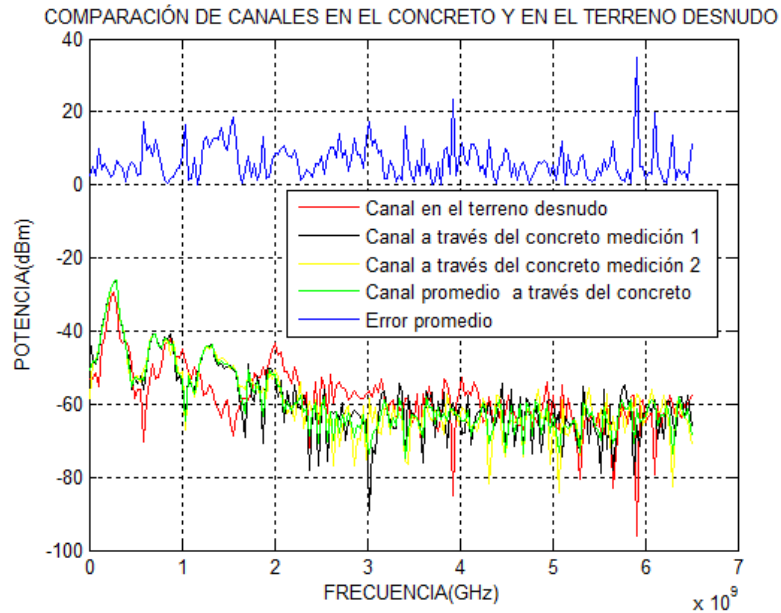


Figura 4.18: Error promedio del canal en el terreno desnudo con respecto al concreto.

Adicionalmente, se tomaron medidas de la propagación en el cubículo donde se ubicaron los celulares para realizar las campañas de medidas (como se observa en la Figura 4.12), con las antenas sin línea vista entre ellas y la otra medida con línea vista. Las medidas se obtuvieron de la siguiente forma: tres medidas para la propagación línea vista (LOS: line of sight) y otras tres para la propagación sin línea vista (NLOS: no line of sight). Las tres medidas LOS se promediaron e igualmente las tres medidas NLOS y se calculó el error absoluto entre ellas. Puede observarse como la propagación LOS (de trazo azul en la Figura 4.19) sufre menores pérdidas con respecto a la propagación NLOS (de trazo rojo en la Figura 4.19) lo que significa que hay menores pérdidas de la señal LOS con respecto a la potencia entregada por el analizador vectorial de redes. El error absoluto es la magnitud de las pérdidas por propagación entre las dos señales.

En ninguna de estas medidas se ha tenido en cuenta el efecto de atenuación que realizan los cables con respecto a los valores de frecuencia.

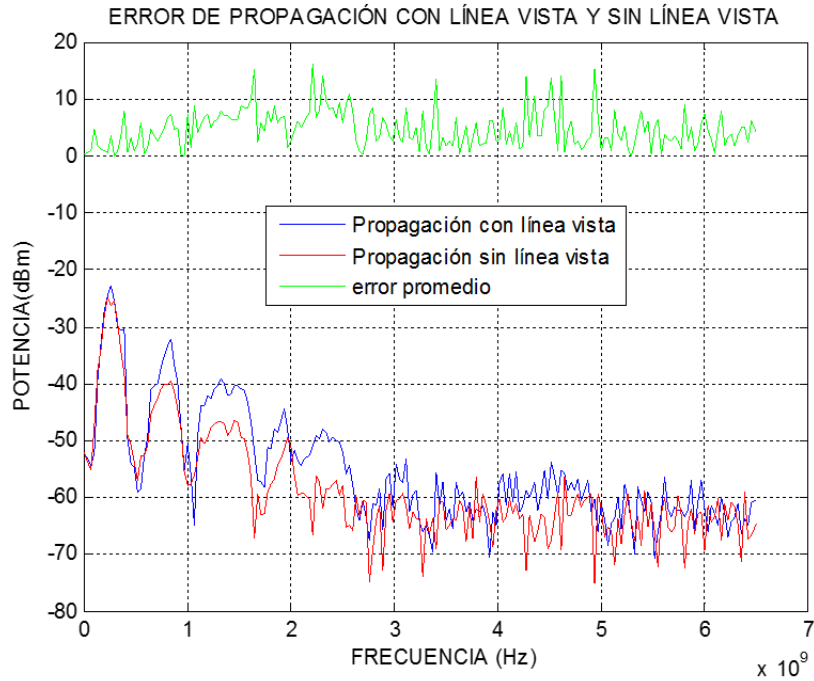


Figura 4.19: Comparación de los canales LOS y NLOS.

Las gráficas obtenidas se realizaron con las medidas netas entregadas por el analizador. El cálculo de la atenuación se realizó para la frecuencia de downlink (869,2 MHz). En primer lugar el cálculo se realizó para la transmisión sin línea de vista (NLOS). Para el cálculo del error a esta frecuencia, se realizó interpolación con las tres medidas realizadas y se promediaron. El error encontrado para esta frecuencia fue de  $-41,680 \text{ dBm}$  para la primera medida,  $-44,122 \text{ dbm}$  para la segunda y  $-41,853$  para la tercera medida. El promedio obtenido es de  $-42,552 \text{ dbm}$ .

Con la transmisión línea de vista (LOS), se realizó el mismo procedimiento obteniendo los siguientes resultados:  $-35.817 \text{ dbm}$  para la primera medida,  $-34.388 \text{ dbm}$  para la segunda y  $-37.001 \text{ dbm}$ . En este caso el promedio obtenido es de  $-35.736 \text{ dbm}$ . Entonces el valor de la pérdida para el concreto a la frecuencia 869.2 MHz, es el valor absoluto de los valores promedio para la transmisión línea de vista y sin línea de vista, de tal forma que:

$$P_{conc}(f) = |PRx(LOS) - PRx(NLOS)| = | - 35,7361 - (-42,5520) | = 6,8159 \text{ dBm} \quad (4.8)$$

Donde,  $P_{conc}(f)$  es la pérdida de potencia de la señal al atravesar el concreto a la frecuencia de 869.2 MHz,  $PRx(LOS)$  es la potencia de recepción con línea de vista y  $PRx(NLOS)$  es la potencia de recepción sin línea de vista. Al observar la gráfica de la Figura 4.19, el valor hallado analíticamente corresponde con el valor mostrado por esta en el trazo de color

verde.

El modelo de canal que mas puede adaptarse para este tipo de propagación es el modelo Cost 231. Este modelo está dado por la siguiente expresión [36].

$$Pl(dB) = 46,3 + 33,9\log(f) - 13,82\log(hb) - a(hm) + [44,9 - 6,55\log(hb)]\log(d) + C \quad (4.9)$$

$$a(hm) = 3,2(\log 11,75hb)^2 - 4,97dB; f \geq 300MHz \quad (4.10)$$

De donde  $f$  es la frecuencia en MHz,  $hb$  es la altura efectiva de la radio base en metros,  $hm$  altura de la antena del móvil en metros,  $d$  es la distancia de la estación base en Km y  $C$  es el factor de corrección de acuerdo al ambiente de propagación. Para este caso,  $a(hm) = 0$  y  $C$  tomaría un valor de 6,8159 dbm: entonces la ecuación 4.9, quedaría:

$$Pl(dB) = 46,3 + 33,9\log(f) - 13,82\log(hb) + [44,9 - 6,55\log(hb)]\log(d) + 6,8159 \quad (4.11)$$

#### 4.2.2. Nuevo algoritmo de trilateración

Debido a los inconvenientes encontrados para hallar la ubicación debido a los errores que crea el shadowing y las multitrayectorias, las soluciones encontradas a las ecuaciones de trilateración, tienen errores en la ubicación del target bastante significativos. Debido a la utilización de la técnica RSSI, que como se ha explicado en secciones anteriores, no es la más precisa pero tiene como ventaja su fácil implementación sin recurrir a hardware especial y costoso. A su vez tiene como gran desventaja, su imprecisión a la hora de entregar medidas de la intensidad de la señal recibida.

Otra causa de la imprecisión tiene que ver con el modelo de propagación implementado con el fin de sintonizar las constantes que permitan tener un modelo más preciso. Como ya se planteó anteriormente, el modelo de propagación nos entrega la distancia, pero esta procede de una ecuación logarítmica que es altamente inestable. Además la solución encontrada por la intersección de las circunferencias, como se observó en las campañas de medidas, son casos muy particulares o casi ideales y no corresponden con la realidad. Aplicando técnicas de optimización se puede linealizar el modelo de propagación, de forma que se puede encontrar una solución más real con un margen de error mucho menor.

Para resolver estos problemas, en [53][54][55][56] plantean un nuevo método que mejora de forma significativa la precisión de las soluciones anteriores. En la sección 3.1.4 se dan las bases para la aplicación de este método y se describen cinco posibles situaciones que pueden presentarse: las circunferencias son tangentes interiores, tangentes exteriores, se interceptan creando un área donde se encuentra la solución, las circunferencias están inscritas sin intersección o las circunferencias son exteriores sin intersección. Esto puede observarse en las Figuras 3.4 a la 3.12.

Este algoritmo tiene como base dos algoritmos utilizados en distintas disciplinas, como lo son el método Montecarlo y el Quadtree. El método Montecarlo comprende una amplia clase

de algoritmos computacionales, que se basan en un muestreo aleatorio repetido para obtener resultados numéricos [56]. Son usados para resolver problemas en Física y Matemática, cuando es difícil o imposible calcular por otros métodos. Se usan básicamente para dar solución a tres clases de problemas: optimización, integración numérica y generación basada en una distribución de probabilidades. Este método puede ser usado para resolver cualquier problema que tenga una interpretación probabilística. Otra definición de los métodos Monte Carlo es simplemente cualquier método que usa simulaciones repetidas para calcular probabilidades.

El método Quadtree consiste en un árbol de estructura de datos, en el cual cada nodo interno, tiene exactamente cuatro “hijos”. Son muy usados para particionar un espacio de dos dimensiones, subdividiéndolo recursivamente dentro de cuatro cuadrantes o regiones. Las regiones pueden ser cuadrados o rectángulos o tener alguna otra forma arbitraria. Esta estructura de datos fue llamada así por Raphael Finkel y J.L. Bentley en 1974 [56].

Existen algunas características comunes que comparten todas las formas de Quadtree:

- Descomponen el espacio dentro de celdas adaptables.
- Cada celda o cubo tiene una capacidad máxima. Cuando esta es alcanzada, los cubos se dividen.
- El árbol del directorio sigue la descomposición espacial del Quadtree.

Dado que las áreas de intersección son convexas, un rectángulo está totalmente contenido dentro del área de intersección, si todas sus 4 esquinas están dentro. La región resultante se divide recursivamente dentro de 4 rectángulos y se chequea si las esquinas de estos rectángulos están contenidas en cada círculo. Si todas las esquinas están dentro de todos los círculos, la recursividad no es necesaria. Estos métodos no dan un valor exacto del área sino una aproximación de esta. A continuación se describe una solución exacta para encontrar el área entre las circunferencias y de esta manera hallar el centroide que contiene las coordenadas del punto objetivo buscado.

La clave para hallar el área exacta es que cada área de intersección es un polígono, con un arco de círculo máximo adicional abultado hacia el exterior de cada segmento de línea [56]. El polígono puede ser encontrado examinando todos los posibles puntos de intersección para todos los pares de círculos. El Polígono demarca el área de intersección. La situación planteada puede observarse en la Figura 4.20.

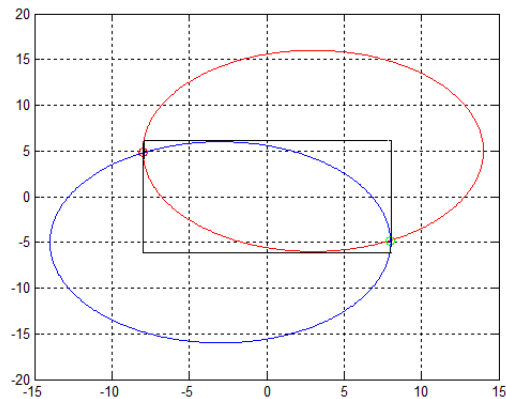


Figura 4.20: Polígono que demarca el área de intersección de dos circunferencias.

En la Figura 4.20, se puede observar el polígono (en este caso con líneas negras), que limita el área de intersección de los dos círculos. Para tres circunferencias el polígono será un triángulo como se observa en la Figura 4.21.

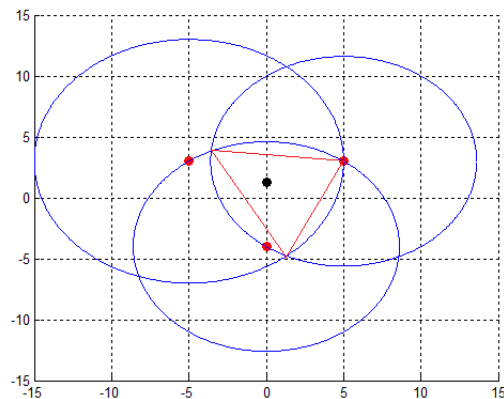


Figura 4.21: Polígono que demarca el área de intersección de tres circunferencias.

Como se observa en la Figura 4.21, el área de intersección está limitada por un triángulo y cada lado de este, por un arco de circunferencia. El punto negro señala el target o solución del sistema. Esta Figura procede de un caso de trilateración real y los sensores de espectro están ubicados en los puntos rojos. De la Figura 4.21 además se deduce que el target está ubicado en el centroide del triángulo. De la misma forma, la intersección de más de tres circunferencias, se realiza de forma similar: se traza un polígono que limita el área de intersección y cada lado del polígono está limitado por un arco de circunferencia. Dentro

de este polígono se encuentra el centroide del mismo y de esta manera se soluciona el problema de trilateración.

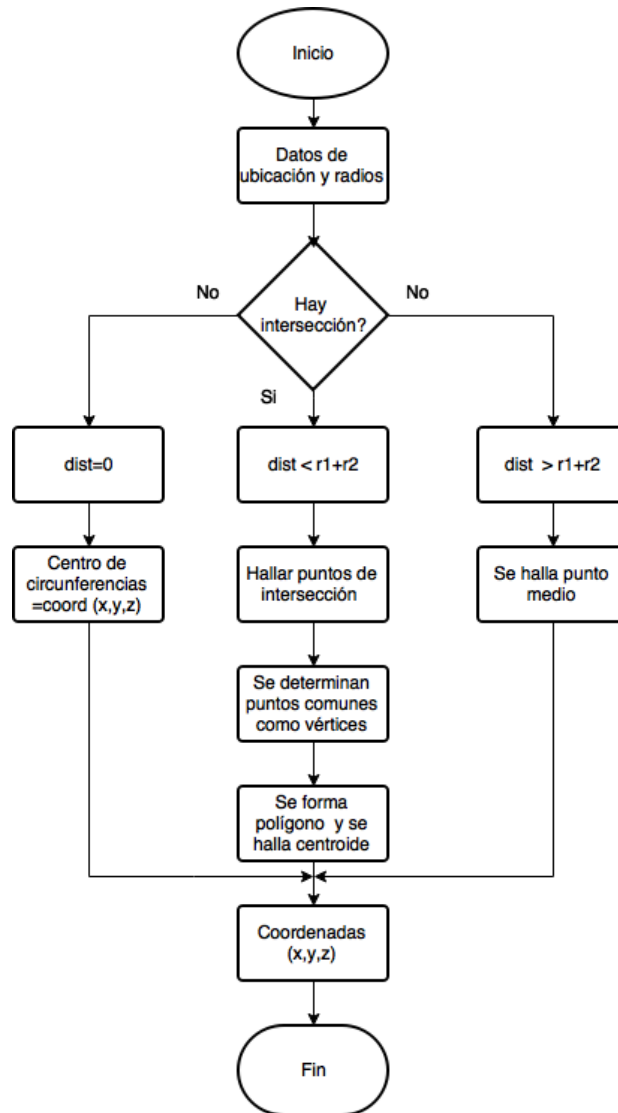


Figura 4.22: Algoritmo de trilateración optimizado.

El nuevo algoritmo de trilateración, se puede observar en la Figura 4.22. El algoritmo inicia reuniendo los datos de la ubicación de los centros de las circunferencias el número de estas y sus respectivos radios. Luego se determinan las intersecciones entre ellas si las hay y con esto se procede a hallar los vértices del polígono delimitado por los arcos de las circunferencias, que corresponden a la delimitación del área común entre ellas. Una vez

ubicados los vértices del polígono se procede a hallar el centroide de la región al interior del polígono y este punto da solución a la trilateración. Además si no hay intersección, se pueden dar dos casos: o las circunferencias no se interceptan en cuyo caso se ubica un punto medio entre los ejes de las dos circunferencias como lo muestra la Figura 3.8, o la distancia entre los centros es igual a cero, que indica que los círculos son coincidentes.

La forma como las circunferencias se interceptan o no, depende de como sean obtenidas las lecturas de las intensidades de señal y como estén dispuestos los sensores de espectro. En la Figura 4.21 la ubicación de los sensores es ideal porque el target se ubica en el centroide de un triángulo. Pero en el mundo real la ubicación de los sensores no necesariamente es un triángulo simétrico y esto sumado a los fenómenos involucrados en la propagación da como resultado que las circunferencias no se intercepten o se intercepten de una forma complicada, donde no es fácil encontrar la ubicación del target.

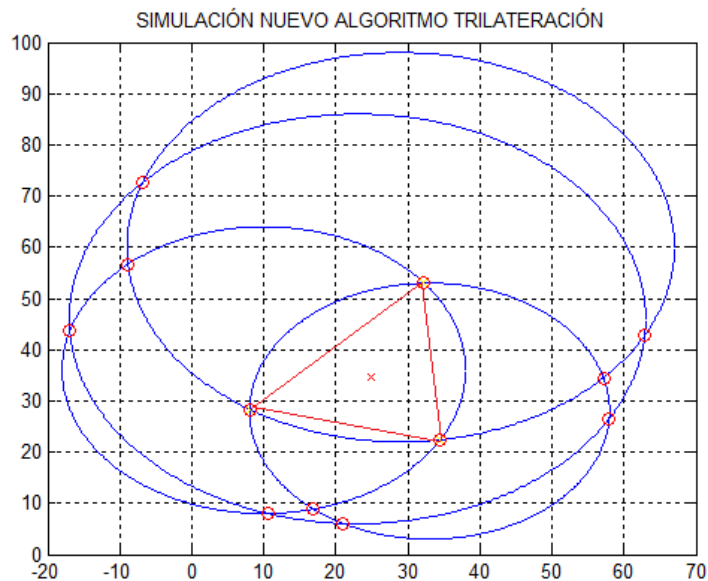


Figura 4.23: Simulación algoritmo de trilateración.

En la Figura 4.23 se observa una simulación del nuevo método de trilateración. Como se describe en el algoritmo de la Figura 4.22, el algoritmo determina que tipo de intersecciones se dan entre los círculos y cuales están encerrando el área de intersección. Como se ilustró anteriormente, el área de intersección corresponde al área común entre las circunferencias, en este caso, donde se produce la intersección de las cuatro circunferencias. Como se puede observar, todos los puntos de intersección, están señalados con puntos rojos y los que forman el polígono, corresponden a los vértices del mismo. Los vértices del polígono se unen entre sí y como se observa, cada lado del mismo esta delimitado por un arco de circunferencia. Es de anotar que los círculos son generados aleatoriamente. En esta



simulación solo se realizó con cuatro, pero puede realizarse con muchos más círculos, como se muestra en el siguiente gráfico.

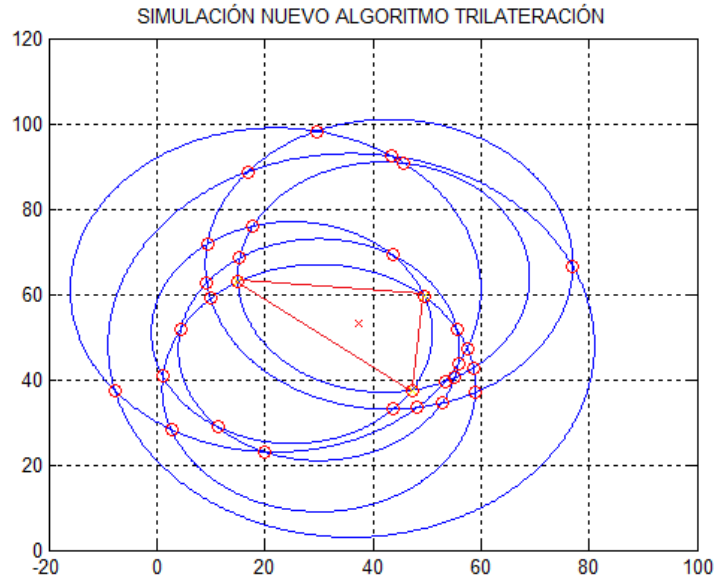


Figura 4.24: Simulación algoritmo de trilateración con 7 circunferencias.

En la Figura 4.24, se simuló con 7 círculos e igual siempre se busca hallar los puntos de intersección y mirar cuales son comunes a todas las circunferencias, para determinar los vértices del polígono, que en los dos casos fueron triángulos. En teoría se puede hallar la intersección de  $N$  circunferencias y su ventaja es el bajo costo computacional, a pesar de su complejidad.

# Capítulo 5

## Implementación del Centro de Fusión

### 5.1. Arquitectura

El centro de fusión como su nombre lo indica, tiene como función principal el almacenamiento de los datos recolectados mediante los sensores de espectro. Como se ha descrito en capítulos anteriores, los datos recolectados por los sensores de espectro, se usan para ejecutar algoritmos de trilateración o multilateración teniendo en cuenta que la información sensada es la intensidad de potencia recibida, RSSI por sus siglas en inglés (Receiver Signal Strength Indication). En el presente trabajo solo se utilizarán las medidas de este parámetro, pues si bien no es la mejor técnica desde el punto de vista de la exactitud de la localización, por los fenómenos de multitrayectorias y ensombrecimiento (multipath and shadowing) ampliamente descritos en las secciones precedentes, tiene la ventaja de no requerir sincronización entre los sensores y el computador que ejecuta el algoritmo de radiolocalización. Además de esto, la menor complejidad computacional de RSSI frente a otras técnicas como TOA, DTOA y AOA, es otra ventaja adicional.

La información recolectada por los sensores, es almacenada en una base de datos para luego ser enviada a la nube a través de cualquier protocolo de comunicación. La base de datos usada para este propósito, debe ser versátil con buena capacidad de almacenamiento y portable para cualquier sistema operativo. Desde el punto de vista de costos, es deseable que sea de utilización libre sin licencias, teniendo en cuenta que esta aplicación es solo con el fin de atender emergencias en escenarios de desastres. Además de lo anterior, otra condición que debe cumplir para la implementación del centro de fusión es su escalabilidad a futuro, permitiendo su ampliación tanto en capacidad como en infraestructura.

La estructura básica del centro de fusión, se puede observar en la Figura 5.1. Como se ha mencionado en los capítulos anteriores, la cantidad mínima de sensores para realizar una trilateración es de tres, pero se pueden utilizar más con el fin de mejorar la precisión, en ese caso se denomina multilateración. En cada uno de los sensores de espectro hay un

sistema openBTS con su arquitectura básica (ver Figura 4.3) que tiene su propia base de datos (Sqlite3 db). Las tres bases de datos son consolidadas en el servidor, que recibe la información de cada uno de ellos.

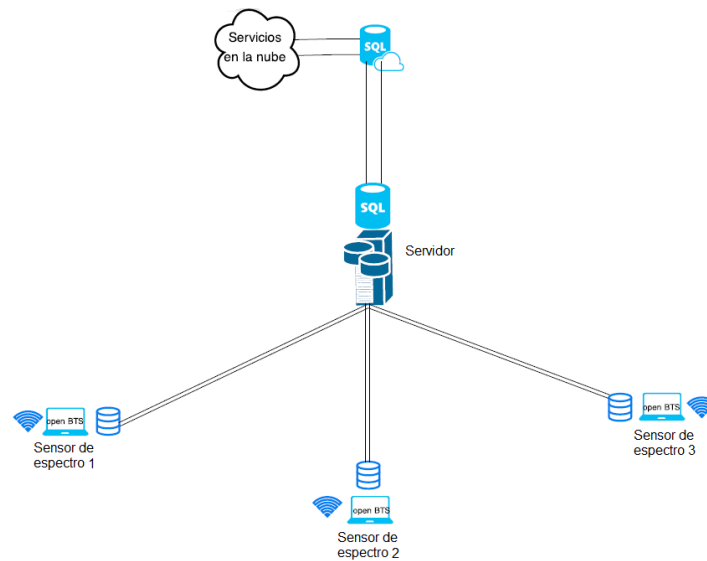


Figura 5.1: Arquitectura básica del centro de fusión con tres sensores.

Con la información recolectada por los sensores, se ejecutan en el servidor los algoritmos de multilateración y adicionalmente se consolida la información para ser enviada a la nube. La información en la nube es almacenada con cualquiera de los estándares existentes “para el internet de las cosas”, que es el concepto como se conoce actualmente los servicios web que almacenan datos de sensores. Todo esto se realiza teniendo en cuenta, los principios básicos de seguridad de la información: integridad, disponibilidad y seguridad de los datos [57]. Para garantizar estos principios, es necesario almacenar la información en un servidor web.

Existen en la web distintas plataformas para almacenar datos de sensores, entre estas tenemos:

**ODK Sensor.** La plataforma ODK (Open Data Kit), es una herramienta de código abierto que simplifica el desarrollo de aplicaciones móviles (en sistema Android) basadas en sensores. Para esto utiliza un controlador común que permite a los sensores acceder a la plataforma por medio de una interfaz unificada. Esta interfaz permite sensores externos con canales de comunicación USB y Bluetooth tanto como los nativos o incorporados en el sistema operativo móvil de Android (Android’s built-in sensors). Conectar un sensor externo requiere un driver para este sensor que transforma el dato sentido, en un formato que es fácilmente usable por las aplicaciones. La Figura

5.2 muestra la forma como se comunica el sistema operativo Android con las distintas aplicaciones.

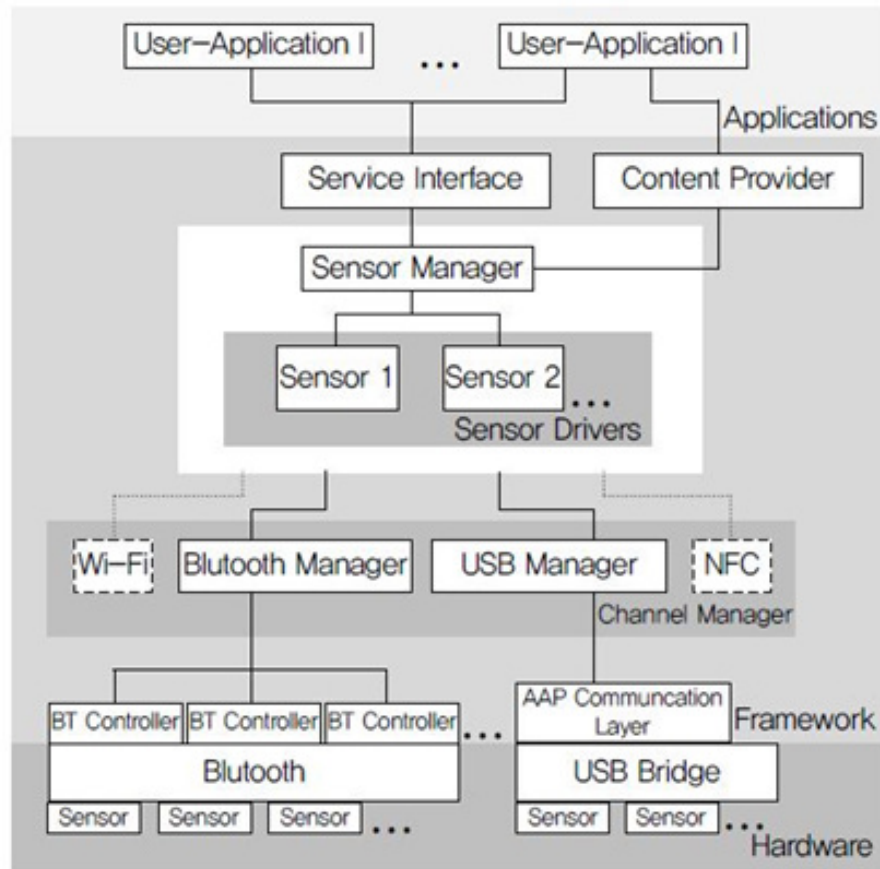


Figura 5.2: Comunicación de la plataforma Android con los distintos sensores y aplicaciones de usuario. Figura tomada de [13].

**Cloud Device** Esta plataforma es desarrollada por la empresa Digi para dar soporte básicamente a los sensores Zigbee. Entre sus características principales permite tener acceso a cualquier dispositivo Zigbee de cualquier red en el mundo, que se conecte a ella, almacena los datos y permite su recuperación. Otra característica importante es la configuración remota del dispositivo. En la Figura 5.3 [58], muestra la interconexión general de una red Xbee a Cloud Device.

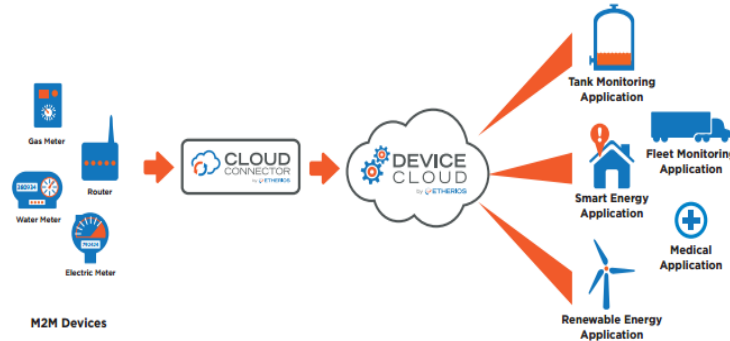


Figura 5.3: Arquitectura de la plataforma Cloud Device para dispositivos M2M de Zigbee. Figura tomada de [14].

El primer paso para la conexión a la nube es crear una cuenta en la página de “Cloud Device”. Una vez la cuenta es creada se configuran el hardware y software que conectan la red Zigbee a internet. Siempre es necesario tener instalada una interfaz Zigbee con acceso a la nube, para cualquier combinación de software y hardware disponible. La más común es la Digi ConnectPort X Gateway, con un programa en lenguaje Phyton personalizado o el software Xbee Internet Gateway instalado en un computador.

**Plataforma Xively** Esta plataforma ha sido desarrollada por la empresa LogMeIn, conocida en el pasado por el desarrollo de aplicaciones de acceso remoto. Para esta aplicación del Internet de las Cosas, ofrece un servicio llamado Xively, que a su vez es la evolución de otro anteriormente conocido como Cosm (que a su vez fue evolución de Pachube). En la Figura 5.5, se observa el proceso que sufren los datos desde que son adquiridos por el sensor hasta ser almacenados en la plataforma.

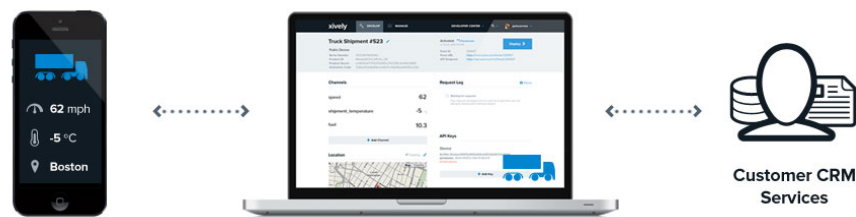


Figura 5.4: Arquitectura de conexión general con la plataforma Xively. Figura tomada de [15].

Esta plataforma es del tipo PaaS, es decir, que permite la creación e implementación

de software de aplicaciones web, sin los costos asociados de administrarla. Xively se ha especializado en recibir y mostrar información de los dispositivos sensores que se conectan a ella. Por su entorno amigable es ideal para desarrolladores que apenas comienzan en el Internet de las Cosas y prueba de ello, es su centro de desarrollo con tutoriales, guías, bibliotecas y videos donde se enseña como conectar los distintos equipos. Además presta un servicio comercial orientado esencialmente a empresas que requieran soporte dedicado para su plataforma propia de Internet de las cosas. En la Figura 5.4 se observa el esquema general de conexión.

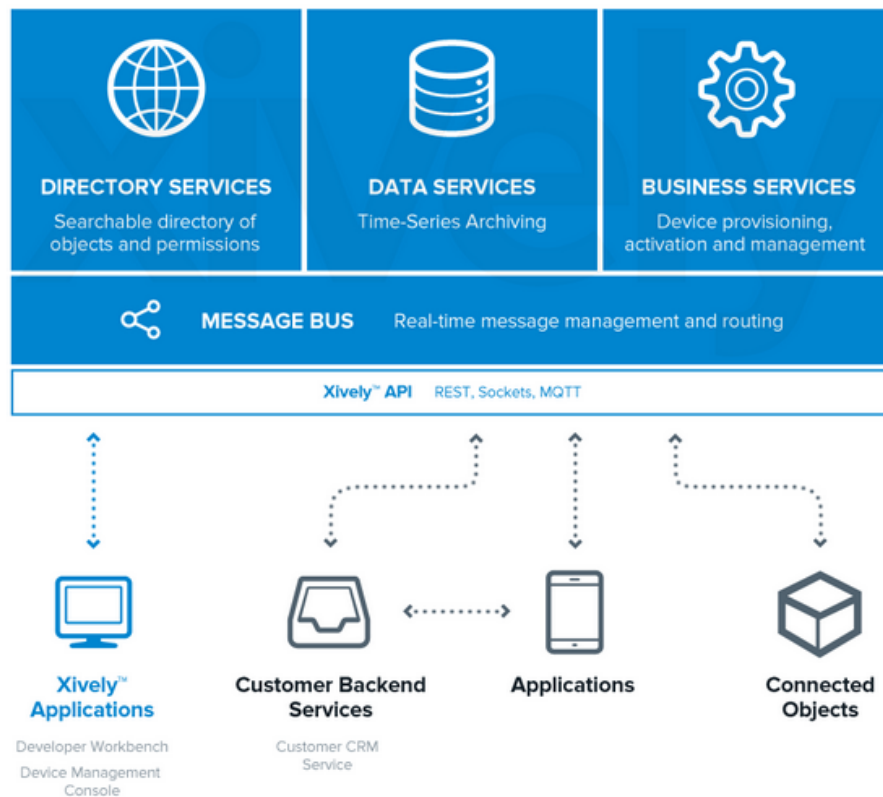


Figura 5.5: Interconexión de los datos con Xively. Figura tomada de [15].

Las plataformas web anteriores, son especializadas en servicios orientados a guardar datos de sensores. Pero los centros de fusión, disponen de un conjunto de servicios más amplio, que garantizan un nivel de seguridad más alto. Según [59], una plataforma de este tipo debe disponer de:

- Servidor web.
- Servidor de base de datos.

- Servidores de inteligencia.
- Un servidor de producción, con potencia y dimensionamiento suficientes para la operación.
- Sistema de copias de seguridad de alta confiabilidad y disponibilidad.

Como puede observarse, este tipo de servicios son costosos tanto para su puesta en operación como para su administración y gestión, por lo cual, los proveedores de Hosting exigen en muchas ocasiones cantidades de trámites engorrosos adicional a los altos costos de su puesta en marcha. Afortunadamente el Amazon Web Services (AWS), ofrece una plataforma con todas estas funcionalidades.

- Cualquier usuario puede disponer en cuestión de minutos de un servidor Web. Con el servicio Amazon EC2, se puede crear una instancia de servidor Linux o Windows en muy poco tiempo, de la misma forma que es posible levantar y detener la consola de gestión en unos cortos minutos.
- Es posible enviar miles de correos con seguimiento de envío, sin las limitaciones propias de los servidores SMTP que tienen otros proveedores.
- En unos pocos minutos es posible tener todo tipo de bases de datos de gran tamaño, como por ejemplo, SQLServer, NoSQL, Hadoop, entre otras
- Las copias de seguridad están disponibles de forma inmediata. La tarea de hacer un backup a un servidor Windows, es tan sencilla como hacerlo a una unidad de red adicional en un servidor propio.

Por todas las razones anteriores, el AWS ofrece escalabilidad, alta seguridad y versatilidad, condiciones indispensables para un centro de fusión. Como se mencionó anteriormente, AWS tiene un servicio de instancias llamado Amazon EC2. El Amazon Elastic Compute Cloud (Amazon EC2), es un servicio web que ofrece capacidad informática adaptable, es decir, servidores en los centros de datos que se pueden utilizar para compilar y alojar sistemas de software. Sus principales características son:

- Entornos informáticos virtuales conocidos como instancias.
- Plantillas preconfiguradas para las instancias, conocidas como AMIs por sus siglas en inglés (Amazon Machine Images), que empaquetan los bits necesarios para el servidor, incluyendo la operación del sistema y software adicional.
- Varias configuraciones de CPU, memoria, almacenamiento, y capacidad de networking para las instancias, conocidas como tipos de instancias.

- Información segura de inicio de sesión (login), para las instancias usando dos pares de llaves. AWS guarda una llave pública y el usuario guarda la llave privada en un sitio seguro.
- Metadatos, conocidos como tags (etiquetas), que el usuario puede crear y asignar como recurso dentro de la instancia.
- Se puede configurar un firewall donde se pueden especificar los protocolos, puertos y rangos de direcciones IP que pueden acceder la plataforma.
- Direcciones IP estáticas para computación dinámica en la nube, conocidas como direcciones IP elásticas.
- Volúmenes de almacenamiento temporales para datos. Estos se borrarán cuando el usuario pare o finalice la instancia. Es conocido como volumen de almacenamiento por instancia.

## 5.2. Instalación

El primer paso a dar para la utilización del Amazon Web Services (AWS), es la creación de una cuenta para poder acceder a sus servicios de almacenamiento de datos en la nube. En la Figura 5.6, puede observarse el pantallazo inicial cuando se crea una cuenta en el AWS.



Figura 5.6: Creación de una cuenta en el AWS. Figura tomada de [14].

Seguidamente se crea la instancia EC2. Para hacer el lanzamiento de la instancia EC2, se deben seguir los siguientes pasos:



- Se elige el tipo de AMI. Esta elección va a depender de la aplicación que se dese implementar, tanto como el tamaño físico y el costo de la misma. Para el presente trabajo, se eligió una imagen Linux en una instancia t1.micro sin costo con el fin de realizar una prueba.
- A continuación se elige el tipo de instancia más adecuada, elección que va depender de tamaño requerido.
- Para terminar de lanzar la instancia se presenta el resumen de la configuración y comportamiento por defecto, antes de hacer el lanzamiento de la instancia y de la AMI.
- El proceso continua descargando la llave de encriptación privada para conectarse por medio del protocolo SSH con la instancia. Esto se hace para realizar una conexión remota segura cada vez que se acceda a la instancia.

En la Figura 5.7, se observa el pantallazo desplegado por la plataforma AWS cuando se crea esta instancia.

Instance: i-9f7eb893		Public DNS: ec2-54-68-55-218.us-west-2.compute.amazonaws.com	
<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <span>Description</span> <span>Status Checks</span> <span>Monitoring</span> <span>Tags</span> </div>			
Instance ID	i-9f7eb893	Public DNS	ec2-54-68-55-218.us-west-2.compute.amazonaws.com
Instance state	running	Public IP	54.68.55.218
Instance type	t1.micro	Elastic IP	-
Private DNS	ip-172-31-26-144.us-west-2.compute.internal	Availability zone	us-west-2a
Private IPs	172.31.26.144	Security groups	launch-wizard-1, view rules
Secondary private IPs	-	Scheduled events	No scheduled events
VPC ID	vpc-b107d7d4	AMI ID	amzn-ami-pv-2014.09.1.x86_64-eks (ami-55a7ea65)
Subnet ID	subnet-6a88441d	Platform	-
Network interfaces	eth0	IAM role	-
Source/dest. check	True	Key pair name	redSensores

Figura 5.7: Instancia EC2. Figura tomada de [14].

Una vez creadas la cuenta y la instancia EC2, AWS crea un archivo que sirve como clave de acceso o llave de encriptación para ingresar en la plataforma como cliente SSH. En la Figura 5.8 se puede observar el archivo creado, redSensore.ppk. Para este fin se puede descargar de la red, una aplicación gratuita conocida como putty, que permite realizar una conexión como cliente SSH. El protocolo SSH por sus siglas en inglés (Secure Shell), es un protocolo perteneciente a la suite de protocolos de internet, y se ubica en la capa de aplicación. Permite la creación de un canal seguro dentro de una red, usando para ello una arquitectura cliente-servidor, de manera que se establece una comunicación segura entre un servidor SSH y un cliente SSH. Este protocolo es similar al conocido protocolo Telnet, pero a diferencia de este, crea una conexión segura dentro de la red. Como se mencionó anteriormente, el archivo redSensore.ppk creado por AWS, es usado como llave de encriptación, para permitir el acceso a AWS.



Figura 5.8: Archivo que guarda la llave de encriptación. Figura tomada de [14].

El proceso para crear una sesión SSH con putty, es muy sencillo. Inicialmente se selecciona en el lado izquierdo, SSH y seguidamente se da la dirección ip del servidor en AWS y el número del puerto TCP usado para este servicio, que en este caso es el 22. Posteriormente se selecciona debajo de SSH la opción Auth, que nos permite localizar la ruta del archivo que guarda la llave de encriptación, en este caso, redSensore.ppk y por último se da click en open. Las Figuras 5.9 y 5.10 muestran el proceso para iniciar sesión dentro AWS usando SSH.

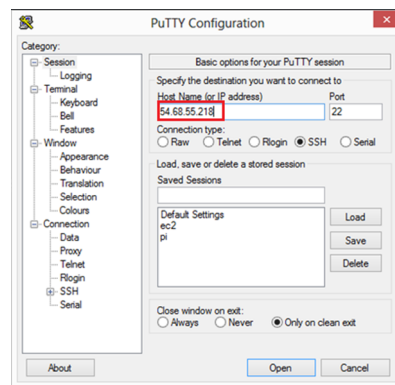


Figura 5.9: Configuración inicial de Putty para una sesión SSH. Figura tomada de [14].

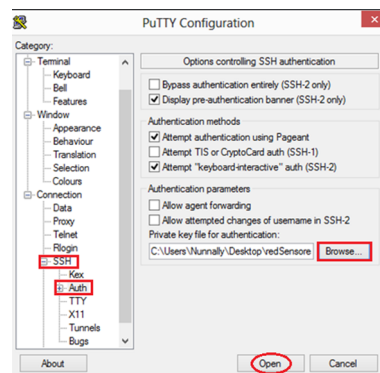


Figura 5.10: Procedimiento en Putty para la autenticación con el archivo. Figura tomada de [14].

Después de configurar la dirección IP de la conexión y la ubicación de la llave privada para el protocolo SSH, se procede a configurar el túnel por el puerto 3306 hacia la instancia remota, de manera que posteriormente sea posible ingresar a la base de datos como cliente. En la Figura 5.11, se observa el pantallazo de la configuración del túnel en Putty.

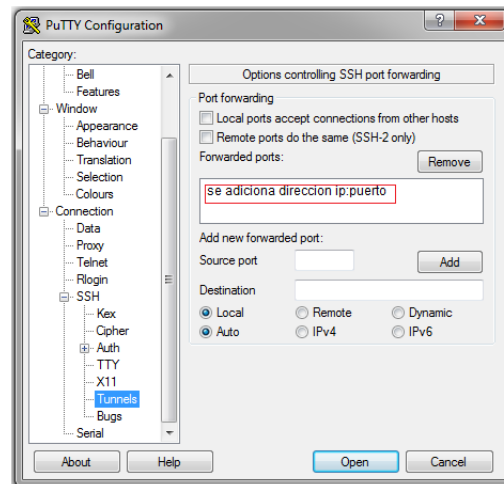


Figura 5.11: Configuración del túnel en Putty. Figura tomada de [14].

Cumplidos los pasos descritos anteriormente, se procede con el ingreso a la consola de la instancia EC2, desde donde se instala la base de datos a usar, en este caso MySQL. En la Figura 5.12 se observa el ingreso a la consola de una instancia EC2, usando para ello la autenticación desde el archivo que contiene la llave de encriptación.

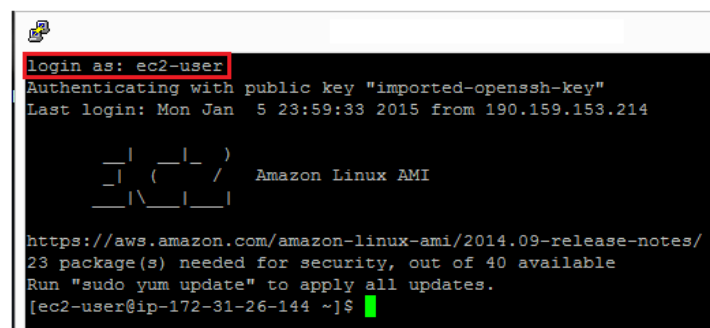


Figura 5.12: Pantalla de ingreso a EC2 desde la consola. Figura tomada de [14].

Cuando la instalación es completada, se crea un usuario para la base de datos con privilegios de administrador (root). Esto es necesario teniendo en cuenta que el acceso

a la base de datos se va a realizar desde una dirección ip distinta a la localhost. Si este usuario no se crea, no se puede tener acceso a la instancia EC2 en la nube. A continuación se ejecuta el comando `mysql -u root -p`.

La consola solicita el password y una vez este es ingresado, se continúa creando un usuario con permisos de super usuario (grantuser) con su respectiva contraseña, con el fin de poder acceder desde cualquier sitio con internet. La instrucción que realiza esta acción es: `GRANT ALL ON *.* TO admin@'%' IDENTIFIED BY '6789'`.

Después de ejecutar ésta instrucción, mySql debe entregar el siguiente mensaje

```
mysql> select user, host from mysql.user;
+-----+-----+
| user  | host  |
+-----+-----+
| admin | %     |
| root  | %     |
+-----+-----+
```

Figura 5.13: Mensaje de mySql después de crear un usuario.

A continuación se debe entrar a instalar la base de datos tanto en el servidor local como en el de AWS. Para la instalación de la base de datos MySQL en el servidor local se realiza el que se describe a continuación. Para iniciar, se accede al servidor ya sea por medio de una terminal o se abre una terminal en el servidor y se instala MySQL, con el siguiente comando:

```
apt-get install mysql-server mysql-client
```

Para hacer esta instalación es necesario entrar como usuario root, con la siguiente instrucción:

```
mysql -u root -p
```

Para otorgar permisos a los usuarios creados (no solamente al root), se da el siguiente comando:

```
GRANT ALL PRIVILEGES ON 'test-db' . * TO 'test'@'localhost';
```

Como puede observarse, el procedimiento de instalación de la base de datos en el servidor local, es muy similar a la instalación de la base de datos en el servidor en AWS. Volviendo nuevamente al procedimiento en el servidor de Amazon, se accede nuevamente para crear y nombrar la base de datos, con el siguiente comando:

```
mysql> create database [nombre base de datos];
```

La base de datos creada en el paso anterior, se comienza a usar, ingresando el siguiente comando.

```
mysql> use [nombre base de datos];
```

Seguidamente se crea la tabla.

```
mysql> create table [nombre de la tabla];
```

Con el fin de obtener comunicación con el servidor de Amazon es necesario adicionar el siguiente código.

```
$result=mysql_query($sql,$con);
$con1=mysql_connect(" direccion ip:puerto","admin","6789" or die ("Servicio no activo");
mysql_select_db("base de datos" $con1) or die ("No se encuentra la base de datos");
$sql1="insert into nombre de tabla (".substr($char1,0,2)."',".substr($char1,2,4)."',
".substr($char1,6,2)."',".substr($char1,8,16)."',
".substr($char1,24,4)."',".substr($char1,28,2)."',
".substr($char1,30,2)."',".substr($char1,32,4)."',
".substr($char1,36,2)."', 'Laureles', NULL)";
$result1=mysql_query($sql1,$con1);
```

Figura 5.14: Código para la configuración del acceso a la base de datos

Solo queda verificar que no existan datos en la base de datos y en la tabla, lo cual se hace con las siguientes instrucciones.

```
mysql> use [nombre base de datos];
```

```
mysql> select from * [nombre de la tabla];
```

A partir de este momento la base de datos está lista para recibir los datos que se envíen remotamente desde el servidor.

### 5.3. Observaciones

En el presente trabajo, se detectó durante su desarrollo, que elaborar un centro de fusión requiere un alto nivel de complejidad, que desborda las capacidades y alcances del presente trabajo, por consiguiente, se originó una tesis de maestría que aborda solo este tema, dicha tesis se titula PROTOTIPO DE UN CENTRO DE FUSIÓN DE DATOS DE REDES DE SENSORES PARA LA AUTOMATIZACIÓN DE TOMA DE DECISIONES EN LA GESTIÓN DEL RIESGO elaborada por el estudiante Juan Andrés Gonzales Valderrama, y que fué sustentada durante el año 2015. [14].

# Capítulo 6

## ROI y sensado de espectro

### 6.1. Fundamentación

#### 6.1.1. Introducción

El avance en el procesamiento de señales, ha sido uno de los factores claves que han permitido el desarrollo de las comunicaciones. Sus aplicaciones abarcan el procesamiento de voz e imágenes y ha permitido grandes avances en ambos campos. Se podría afirmar que a partir de la formulación del teorema de Shannon en 1949, este trazó un camino entre el mundo real (continuo) y dio pie para la aparición de otro hasta el momento desconocido (discreto). La unión entre estos dos mundos, es posible gracias al muestreo de señales continuas, proceso mediante el cual se crean señales compuestas por pulsos de corta duración (conocidas como discretas), que son una representación fiel de la señal analógica real. Posteriormente, esta señal se reconstruye nuevamente con la información del muestreo. La adquisición de señales y su posterior reconstrucción, es el corazón del procesamiento de señales [16].

Dependiendo del criterio utilizado para muestrear la señal, se puede realizar una reconstrucción muy cercana a la señal original, pero en condiciones de ruido este proceso sufre complicaciones con los métodos tradicionales como el de la tasa de Nyquist. La tasa de innovación finita, conocida como ROI por sus siglas en inglés (Rate of Innovation), permite la reconstrucción de señales en condiciones de ruido por debajo de las frecuencias de muestreo de Nyquist. A continuación se dan los principios básicos de esta técnica.

### 6.1.2. Tasa de Innovación Finita

La tasa de innovación finita (RoI), está ligada al teorema de muestreo de Shannon. El muestreo es la representación de una señal continua  $x(t)$  por un conjunto de valores  $x[n], n \in \mathbb{Z}$ . En la práctica en vez de muestrear la forma de onda propia, solo se tiene acceso a su versión filtrada. Si  $x(t)$  es la forma de onda original, su versión filtrada está dada por:

$$y(t) = x(t) * h(t), \text{ con } h(t) = h(-t) \quad (6.1)$$

La fórmula 6.1 representa la convolución. Según 6.1 el muestreo uniforme con un intervalo

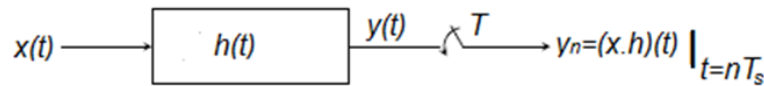


Figura 6.1: Esquema de muestreo.

de muestreo dado por  $T_s$  entrega muestras de la forma:

$$y(nT_s) = \langle x(t), h(t - nT_s) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)h(t - nT_s) dt \quad (6.2)$$

Shannon en 1949 enunció el teorema del muestreo como: Si  $x(t)$  es una señal de banda limitada  $\omega_m$ , esto es  $X(\omega) = 0, |\omega| > \omega_m$ , entonces  $x(t)$  es determinada únicamente por sus muestras tomadas en dos veces  $\omega_m$  ó  $x(n\pi/\omega_m)$  [21].

La fórmula de reconstrucción que complementa el anterior teorema, está dada por:

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} y(nT_s) \text{sinc} \left( \frac{t}{T_s} - n \right) \quad (6.3)$$

Donde las muestras uniformes de  $y(nT_s)$  pueden ser interpretadas como coeficientes de funciones base obtenidos por el adecuado desplazamiento y ajuste de la función  $\text{sinc}(t) = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t}$ .

Hay dos problemas asociados con el teorema del muestreo de Shannon:

1. Las señales en el mundo real raramente son de banda limitada.
2. La fórmula de reconstrucción 6.3 casi nunca se usa en la práctica.

En vez de esto, muchas de las técnicas de reconstrucción dependen de otras más simples como la interpolación lineal. Esto es, reemplazando la función  $\text{sinc}(t)$  en la ecuación 6.3

por una plantilla más general o la función de generación  $\varphi(t)$ , uno puede especificar el espacio básico de aproximación  $V$ , como:

$$V(\varphi) = f(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} c(n)\varphi(t - n) \quad (6.4)$$

Esto significa que cualquier función  $f(t) \in V(\varphi)$  es caracterizada por una secuencia de coeficientes  $c(n)$ , esto es, su representación discreta. Como consecuencia directa de esta formulación, las señales que pertenecen al espacio  $V$  pueden ser perfectamente reconstruidas. Lo anterior puede ser considerado como una formulación más abstracta del teorema de Shannon [21].

### Señales con Tasa de Innovación Finita

Las señales con tasa de innovación finita, pueden ser definidas como una clase de señales paramétricas que tienen un número finito de grados de libertad por unidad de tiempo. Considerando una función conocida  $\varphi(t)$  y señales de la forma:

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} c_n \varphi\left(\frac{t - nT_s}{T_s}\right) \quad (6.5)$$

Se puede observar que los grados de libertad en  $x(t)$  son los coeficientes  $c_n$ , de esta forma la tasa de innovación es  $\rho = 1/T_s$ . Existen muchos ejemplos de estas señales, como por ejemplo  $\varphi(t) = \text{sinc}(t)$ , que es una clase de señal de banda limitada. En las señales de banda limitada, es bien conocido que su tasa corresponde a la mínima rata de muestreo que permite una reconstrucción perfecta en los casos de bajo ruido. Este planteamiento no solo se utiliza para señales de banda limitada, sino también para otro tipo de señales. Cambiando  $nT_s$  en la fórmula 6.5 por  $t_n$ , da origen a un caso más general, esto es.

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} c_n \varphi\left(\frac{t - t_n}{T_s}\right) \quad (6.6)$$

Si  $c_n = 1$ ,  $\varphi(t) = \delta(t)$  y  $t_n - t_{(n-1)}$  son variables aleatorias independientes e idénticamente distribuidas con densidad exponencial, se tiene un proceso de Poisson con tasa  $1/T$ . Permitiendo un conjunto de funciones conocidas  $[\varphi_r(t)]_{(r=0, \dots, R)}$  y cambios arbitrarios se obtiene:

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} \sum_{r=0}^{R-1} c_{nr} \varphi_r\left(\frac{t - t_n}{T_s}\right) \quad (6.7)$$

En 6.7 se puede observar que los únicos grados de libertad son los instantes de tiempo  $t_n$  y los coeficientes  $c_{nr}$ . Sea  $C_x(t_1, t_2)$  una función de conteo que se encarga de contabilizar los grados de libertad de  $x(t)$  en el intervalo  $[t_1, t_2]$ , de tal forma que la tasa de innovación se define como:

$$\rho = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} C_x\left(-\frac{\tau}{2}, \frac{\tau}{2}\right) \quad (6.8)$$



Se puede decir que las señales con tasa de innovación finita, están definidas por las ecuaciones 6.6 y 6.7 y tienen una tasa de innovación  $\rho$  definida por 6.8. Para señales de banda limitada,  $\rho$  es la tasa mínima de muestreo que permite la reconstrucción perfecta de estas en ausencia de ruido [60].

### Formulación en el Dominio de la Frecuencia

Sabiendo que  $x(t)$  es periódica, entonces se puede expresar en el dominio de la frecuencia por medio de las series de Fourier.

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} X[m]e^{jm\omega_0 t} \quad (6.9)$$

Según [21], los coeficientes de las series de Fourier están dados por:

$$X[m] = \frac{1}{T} \int_0^T e^{jm\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{K-1} c_k z_k^m \quad (6.10)$$

### Método del Filtro Aniquilador

Como su nombre lo indica, el filtro aniquilador en ausencia de ruido, “aniquila” cada exponencial de la forma  $\{e^{jm\omega_0 t_k}\}_{n \in \mathbb{Z}}$  con un filtro FIR de primer orden. Se sabe que los filtros FIR, son filtros digitales cuya respuesta a una señal impulso en su entrada (tipo delta de Dirac, por ejemplo) obtienen un número finito de términos no nulos  $e^{jm\omega_0 t_k} * [1, e^{jm\omega_0 t_k}] = 0$ .

Se define  $H(z)$  como la convolución de  $K$  filtros elementales con coeficientes  $[1, -e^{jm\omega_0 t_k}]$ ,  $l = 1, \dots, K$  y  $X[n]$ , como la suma de exponenciales complejas. Cada uno de estos serán aniquilados por una de las raíces de  $H(z)$ , de esta forma tenemos.

$$(H * X)[n] = \sum_{k=0}^K H[k]X[n - k] = 0, n \in \mathbb{Z} \quad (6.11)$$

En condiciones de muestreo crítico,  $H[0]=1$  por lo tanto se transforma en:

$$\sum_{m=1}^K H[m]X[n - m] = -X[n], n = 1, \dots, K \quad (6.12)$$

El procedimiento necesario para implementar el algoritmo, es como sigue según [21]:

1. Calcular los coeficientes de las series de Fourier  $X[m]$ , como mínimo  $2K$ , desde un conjunto de muestras uniformes  $N_t \geq 2K + 1$   $y_n = \langle \varphi(t - nT_s), x(t) \rangle$

2. Hallar los coeficientes  $H[k]$  del filtro aniquilador, de acuerdo con

$$H(z) = \prod_{k=1}^K (1 - e^{-j\omega_0 t_k} z^{-1}) = \sum_{m=0}^K H[m] z^{-m} \quad (6.13)$$

la cual satisface 6.11, esto es,  $(H^*X)[n]=0$ , para  $n \in \mathbb{Z}$ . Al fijar  $H[0]=1$ , el muestreo crítico en 6.11, se convierte en una matriz cuadrada de Toeplitz [16].

$$\begin{pmatrix} X[0] & X[-1] & \cdots & X[-K+1] \\ X[1] & X[0] & \cdots & X[-K+2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X[K-1] & X[K-2] & \cdots & X[0] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} H[1] \\ \vdots \\ H[K] \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} X[1] \\ X[2] \\ \vdots \\ X[K] \end{pmatrix} \quad (6.14)$$

Este sistema de ecuaciones es conocido como un sistema de Yule-Walker de alto orden según [21].

3. Se buscan los valores de  $t_k$ , encontrando las raíces de  $H(z)$ .
4. Se hallan los coeficientes  $c_k$ , resolviendo el sistema de ecuaciones lineales generado en 6.10.

$$\begin{pmatrix} X[0] \\ X[1] \\ \vdots \\ X[K-1] \end{pmatrix} = \frac{1}{T} \begin{pmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_0 & z_1 & \cdots & z_k \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ z_0^{k-1} & z_0^{k-1} & \cdots & z_0^{k-1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{k-1} \end{pmatrix} \quad (6.15)$$

Las matrices anteriores forman un sistema de Vandermonde, el cual tiene solución única, dado que los  $t_k$ 's son asumidos distintos.

Se puede concluir que solo es necesario hallar  $2K$  de coeficientes  $X[m]$  de la serie de Fourier para realizar una estimación perfecta de todos sus parámetros. Pero en presencia de ruido, este algoritmo puede sufrir un bajo desempeño numérico y una pobre precisión, específicamente cuando se utiliza cualquier procedimiento que determina los coeficientes directamente desde la ecuación 6.14. Este problema se puede intentar resolver con sobremuestreo y usando técnicas estándar de estimación espectral, como la descomposición en valores singulares (SVD). En la Figura 6.2, se observa el muestreo de una señal con tasa de innovación finita y potenciales de perturbación por ruido análogo y digital. El ruido análogo puede surgir en cualquier procedimiento de transmisión y el ruido digital se origina principalmente en el proceso de cuantización [16].

El método más sencillo conocido hasta el momento es la aproximación de Mínimos Cuadrados Totales, implementado usando valores de descomposición singular SVD. Este se conoce como el algoritmo iterativo de Cadzow's

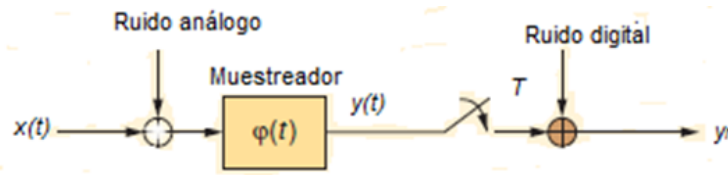


Figura 6.2: Muestreo de una señal con tasa de innovación finita. Figura tomada de [16]

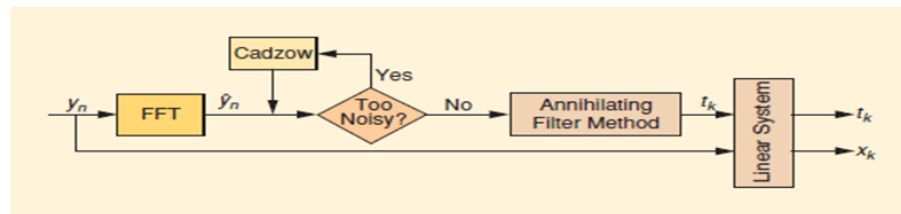


Figura 6.3: Esquema básico de un algoritmo de recuperación en un ambiente ruidoso. Figura tomada de [16]

Como se observa en la Figura 6.3, el algoritmo completo de recuperación para señales con ruido, es la combinación de dos algoritmos: el del filtro aniquilador y el algoritmo iterativo de Cadzow. Este algoritmo, elimina el ruido hasta un nivel aceptable y luego el filtro aniquilador logra la reconstrucción de la señal. Los pasos para el algoritmo de Cadzow, son como sigue:

1. Se calculan los coeficientes  $c_n$  con la Transformada Directa de Fourier (DFT) de las muestras de señal  $\hat{y}_n = \sum_{n=1}^N y_n e^{-j2\pi nm/N}$
2. Se elige un entero  $L$  en  $[K, B\tau/2]$  y se construye una matriz rectangular de Toeplitz de acuerdo con:

$$A = \begin{pmatrix} \hat{y} - M + L & \hat{y} - M + L - 1 & \cdots & \hat{y} - M \\ \hat{y} - M + L + 1 & \hat{y} - M + L & \cdots & \hat{y} - M + 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{y}_M & \hat{y}_{M-1} & \cdots & \hat{y}_{M-L} \end{pmatrix} \quad (6.16)$$

La matriz  $A$  es formada por  $2M - L + 1$  filas y  $L + 1$  columnas. Donde  $B$  es el ancho de banda,  $M = \lceil \frac{B\tau}{2} \rceil$ .  $B\tau$  es un entero impar uniformemente muestreado con  $T = \frac{\tau}{N}$ . Experimentalmente la mejor elección para  $L$ , es  $L = M$ .

3. Se realiza la SVD de  $A = USV^T$  donde  $U$  es una matriz unitaria de orden  $(2M - L + 1) * (L + 1)$ ,  $S$  es una matriz diagonal de  $(L + 1) * (L + 1)$  y  $V$  es una matriz unitaria de orden  $(L + 1) * (L + 1)$ .
4. Se construye la matriz diagonal  $S'$  a partir de  $S$ , manteniendo solo el  $K$  más significativo de los elementos de la diagonal y deduciendo la aproximación total de mínimos cuadrados de  $A$ , de acuerdo con  $A' = US'V^T$ .
5. Se construye una aproximación sin ruido  $\hat{y}'_n$  a partir de  $\hat{y}_n$  promediando las diagonales de la matriz  $A'$ .
6. Se itera el paso 2 hasta donde el  $(K + 1)$  ésimo elemento más grande de la diagonal de  $S$ , sea menor que el  $K$ -ésimo elemento mayor de la diagonal por algún factor prerrequisito

El número de iteraciones necesario es usualmente pequeño (menor que 10)[16].

### Enfoque Basado en Subespacios

El algoritmo basado en subespacios, toma ventaja de dos propiedades de la matriz de datos  $X$ . La primera propiedad hace referencia al caso de los datos sin ruido, agrupados en la matriz  $X$  con rango  $K$ . Esto permitirá reducir el nivel de ruido, mediante la aproximación de la matriz de datos ruidosos con una matriz de rango  $K$ . La segunda propiedad es el llamado cambio de subespacio invariante. Considerando las matrices  $U, V$  y  $S$  dadas por:

$$U = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_0 & z_1 & z_2 & \cdots & z_{k-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_0^{M-1} & z_1^{M-1} & z_2^{M-1} & \vdots & z_{k-1}^{M-1} \end{pmatrix} \quad (6.17)$$

$$V = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_0^* & z_1^* & z_2^* & \cdots & z_{k-1}^* \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_0^{*N-1} & z_1^{*N-1} & z_2^{*N-1} & \vdots & z_{k-1}^{*N-1} \end{pmatrix} \quad (6.18)$$

Y  $S$  es una matriz diagonal,

$$S = (c_0, c_1, c_2, \cdots, c_{k-1}) \quad (6.19)$$

Ellas satisfacen las siguientes relaciones:

$$\bar{U} = \underline{U} \cdot \Phi \quad \text{y} \quad \bar{V} = \underline{V} \cdot \Phi^H \quad (6.20)$$

Donde  $(\bar{\cdot})$  y  $(\cdot)$ , definen las operaciones de omitir la primera y última fila de la matriz relacionada respectivamente, mientras  $\phi$  es una matriz diagonal que contiene los polos de la señal  $z'_k s$ , en la diagonal principal.

El procedimiento para el algoritmo basado en subespacios es como sigue:

1. Dado un conjunto de coeficientes de series de Fourier  $X[m]$ , se construye una matriz de datos  $X$  de orden  $M \times N$ , donde  $M, N > K$ .

$$\begin{pmatrix} X[0] & X[1] & \cdots & X[N-1] \\ X[1] & X[2] & \cdots & X[N] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X[M-1] & X[M] & \cdots & X[M+N-2] \end{pmatrix} \quad (6.21)$$

2. A continuación se calcula el valor de descomposición singular de  $X$  dado por  $X = USV^H$ . Se hallan los vectores singulares principales de izquierda y derecha  $\overline{U}_s$  y  $\underline{U}_s$ , como los vectores singulares principales correspondientes a los valores singulares  $\overline{K}$  de  $X$ .
3. Se estiman los polos de la señal  $z_k = e^{-j\omega_0 t_k}$  por cálculo de los valores propios de una matriz  $\mathbf{Z}$ , definida como:

$$\mathbf{Z} = \underline{U}_s + \overline{U}_s \quad (6.22)$$

Es de anotar que si  $V_s$  es usado en 6.22, se pueden estimar conjugadas complejas de  $z'_k s$  dado que en el SVD de  $X$ ,  $V_s$  es usado con la transpuesta Hermitiana.

4. Se hallan los coeficientes  $c_k$  como una solución de mínimos cuadrados a un sistema de Vandermonde, como en 6.10, esto es:

$$X[m] = \sum_{k=0}^{K-1} c_k e^{-jn\omega_0 t_k} + N[m] \quad (6.23)$$

Este método puede ser modificado para mejorar, su desempeño numérico específicamente en un régimen con baja relación señal a ruido (SNR). Para esto se extraen los principales componentes de  $K$ , desde,  $\overline{U}_s$  y  $\underline{U}_s$  mediante el cálculo de la descomposición en valores singulares (SVD).

$$[\underline{U}_s, \overline{U}_s] = U_s S_s [V_{s1}^H, V_{s2}^H] \quad (6.24)$$

Los polos de la señal  $z_k = e^{-j\omega_0 t_k}$  son estimados desde los valores propios de una matriz pencil de orden  $[K \times K]$  formada por  $V_{s1} - z V_{s2}$ . De esta manera se tiene una mayor seguridad de la estimación que en el espacio de estado original, pero requiere la SVD de dos matrices  $X$  y  $[\underline{U}_s, \overline{U}_s]$ , lo que aumenta el costo computacional [21].

### Aplicaciones en Telecomunicaciones

Las aplicaciones de la Tasa de Innovación Finita en telecomunicaciones van desde la reconstrucción de espectro para señales con baja relación señal a ruido (SNR), hasta la implementación de sistemas en Ultra wideband (UWB). Una aplicación general de esta técnica, tiene que ver con la caracterización y estimación de canales de una manera más general, donde las multitrayectorias realizan atenuaciones de manera selectiva en diferentes frecuencias. Aplicando el algoritmo de Cadzow, junto con la técnica de Mínimos Cuadrados Totales del Filtro Aniquilador, se puede extender la estimación de canales a múltiples bandas de frecuencia con una SNR que permite mejorar el desempeño de la estimación en estas circunstancias [16].

El uso de técnicas de subespacio para ciertos problemas de comunicación en UWB, podrán requerir tasas de muestreo del orden de Giga Hertz (GHz) y por consiguiente, costos computacionales de gran escala, al necesitar convertidores análogo/digitales (A/D) operando en el orden de los GHz. Con esta técnica, se logra una mayor eficiencia al ser posible hacer estimaciones de alta resolución de todos los parámetros relevantes del canal, muestreando la señal a una tasa muy inferior a la tradicional tasa de Nyquist. Esto se traduce en una reducción de la complejidad computacional de los receptores e incluso del consumo de potencia de los mismos [29][21][60].

Otras aplicaciones que pueden mencionarse aún cuando pertenecen al campo del diagnóstico en la medicina, son la electroencefalografía (EEG) y la tomografía de óptica coherente(OCT) según [16]. Eventos neurológicos como los ataques epilépticos pueden ser modelados razonablemente como una ecuación de Poisson con tasa de innovación finita. En la OCT la señal medida puede ser expresada como una convolución entre una función de coherencia (baja) del sensor de rayo láser, (que satisface una propiedad de aniquilación) y una señal con tasa de innovación finita (FRI), cuyas innovaciones están ubicadas en los cambios de índice refractivo. Dependiendo del nivel de ruido y la adecuación del modelo, la técnica de aniquilación permite alcanzar una resolución más alta que la suministrada físicamente por el rayo láser.

## 6.2. Implementación

Como una aplicación de la tasa finita de innovación, ROI por sus siglas en inglés (rate of innovation), se implementó un programa que realizara el sensado de espectro y su posterior reconstrucción. El programa fue desarrollado en la plataforma LabView. Para que este algoritmo fuera efectivo y se lograra el objetivo de reconstruir una señal espectral, se optó por muestrear la banda de frecuencia modulada comercial (FM), que está comprendida entre 88 a 108 MHz. Se optó por usar este rango del espectro, debido que por ser esta una banda comercial, siempre es posible visualizar las portadoras. Además la antena necesaria para la recepción de la señal estaba para este rango de frecuencias. En la Figura 6.4 se puede observar el espectro de la banda comercial FM comprendida entre 88 y 108 MHz. Estos datos fueron obtenidos a través de la plataforma LabView.

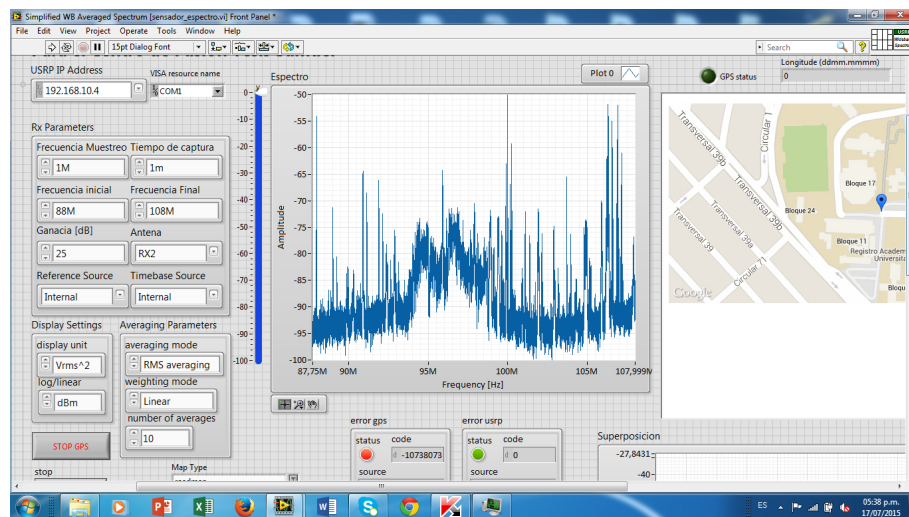


Figura 6.4: Interfaz gráfica de usuario del programa de LabView.

En la Figura 6.4 se observa la interfaz gráfica de usuario (GUI), con sus respectivos controles. En la parte izquierda están los controles, en el centro y con el trazo de color azul, está el espectro analizado y en el extremo izquierdo, está el mapa con la ubicación respectiva marcada por el sensor. La gráfica del espectro sensado puede observarse más claramente en la Figura 6.6. La Figura 6.5 muestra la segunda parte de la GUI, donde el espectro sensado es reconstruido por el programa desarrollado en LabView.

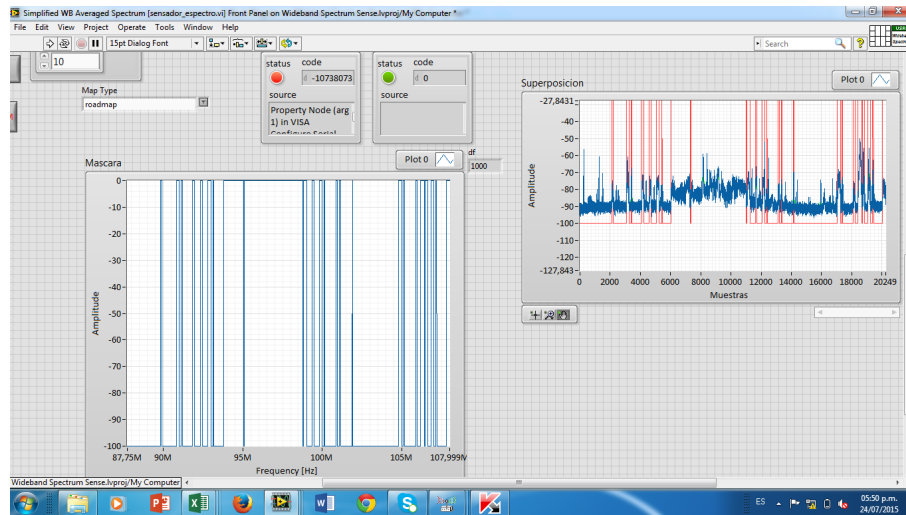


Figura 6.5: Interfaz gráfica de usuario del programa en LabView donde se reconstruye el espectro.

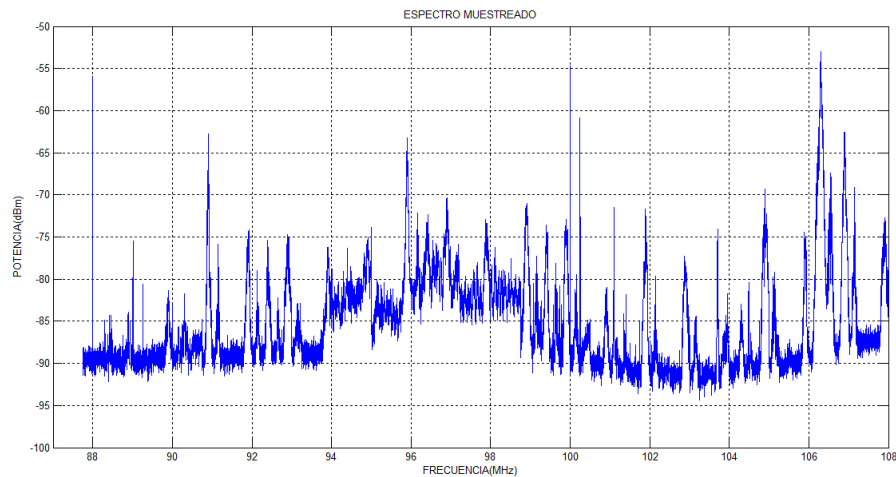


Figura 6.6: Gráfica del espectro sensado en Matlab.

Una de las propiedades del software desarrollado en LabView, es su capacidad para exportar datos. Los datos sensados por el espectro son entregados en una tabla que por su extensión no se consigna en este trabajo y se grafica en Matlab con el fin de lograr una gráfica con mas detalle. Esta gráfica está formada por 20250 datos tomados en pasos de aproximadamente 1000 Hz para la frecuencia. Este espectro se reconstruye aplicando la técnica de la tasa finita de innovación, como se muestra en la Figura 6.7. La ventaja de



reconstruir la información del espectro mediante esta técnica, es el bajo costo computacional. Usando unos pocos coeficientes, se obtiene una señal semejante a la original, con la ventaja de eliminar en un alto porcentaje, el ruido de la señal original.

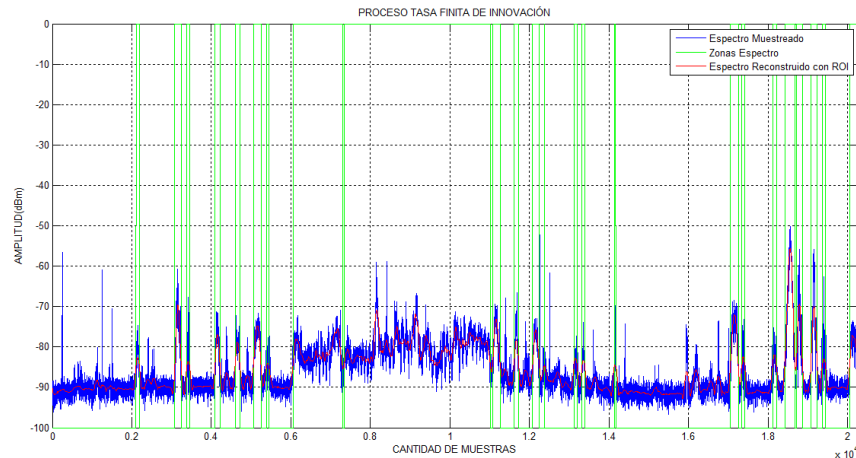


Figura 6.7: Espectro reconstruido mediante tasa finita de innovación.

El sistema está conformado por un radio definido por software (SDR), marca National de referencia NI-USRP2920, conectado al computador a través de la interface Gigabyte Ethernet. Para permitir el flujo de datos entre el computador y el radio, es indispensable que los dos dispositivos se encuentren configurados en la misma red. La antena de recepción en el radio, cubre este rango de frecuencia de 88 a 108 MHz, para permitir una buena sensibilidad. En la Figura 6.8, se aprecia el montaje realizado con el radio y el computador donde corre el programa implementado en LabView.

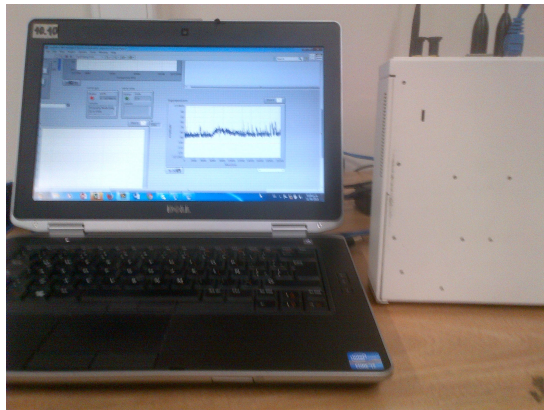


Figura 6.8: Montaje del radio SDR con las plataforma de LabView.

Los bloques con los cuales se implementó la aplicación en LabView, se observan en las siguientes Figuras. Como en el caso de la GUI, fue necesario separarlo debido al tamaño que sobrepasa los límites de la pantalla del computador.

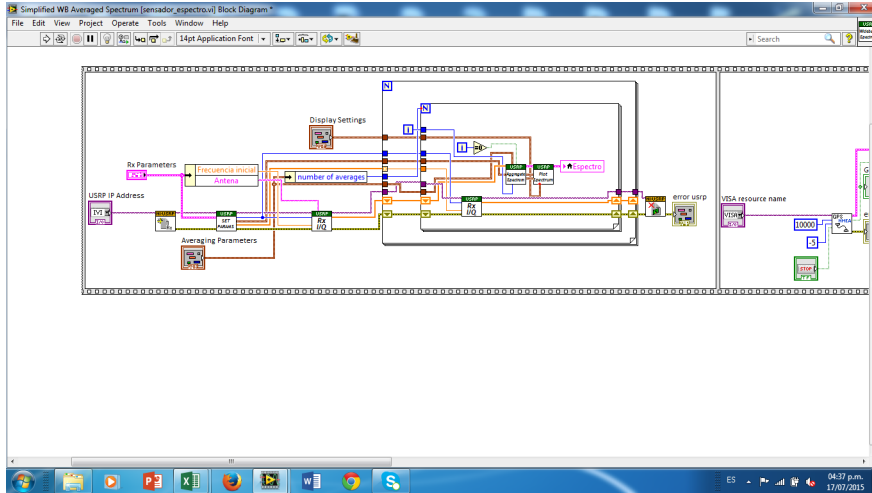


Figura 6.9: Primera parte del diagrama implementado en LabView.

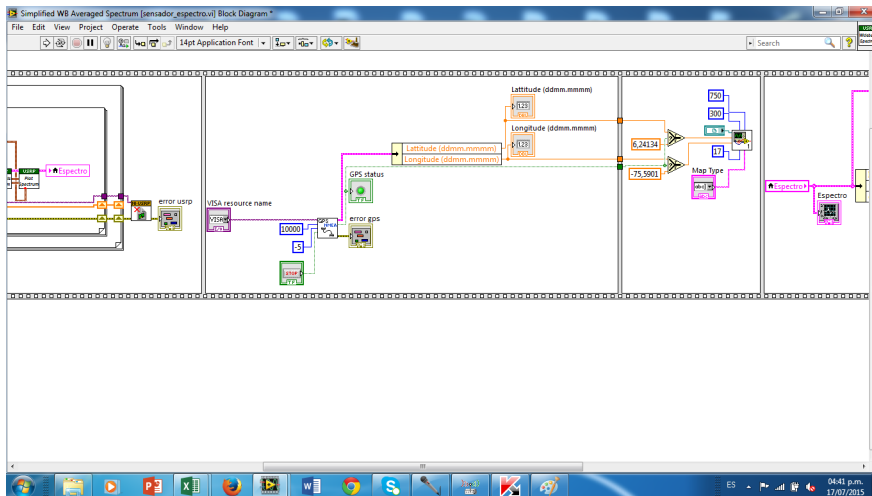


Figura 6.10: Segunda parte del diagrama implementado en LabView.

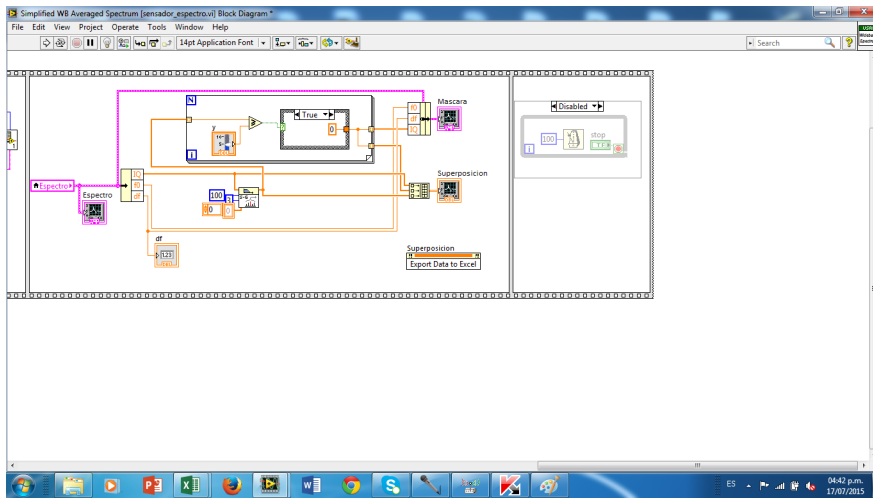


Figura 6.11: Tercera parte del diagrama implementado en LabView.

# Capítulo 7

## Análisis de Resultados y Conclusiones

Las conclusiones de este trabajo, son en esencia tomadas de los hallazgos realizados en las campañas de medidas. Por lo tanto, algunas de las suposiciones teóricas iniciales, no se vieron materializadas debido muchas a las limitaciones tecnológicas encontradas en el desarrollo del mismo. Es de anotar también que otras teorías iniciales fueron confirmadas en la práctica.

Las campañas de medidas consignadas en este trabajo, se realizaron en el canal 128 ARFCN de GSM, en la banda de 850 MHz, correspondientes a las frecuencias 869,2 MHz para el downlink y 824,2 MHz para el uplink. Como era de esperarse, se confirmó que los fenómenos asociados a la propagación no permiten que mediante la técnica RSSI se logre una radiolocalización exacta, pero si se obtiene una buena aproximación para la localización del nodo objetivo o target. Esto se debe básicamente a las multitrayectorias y al shadowing.

El problema de radiolocalización planteado en el presente trabajo, es tan complejo que dió lugar a la realización de otros trabajos de grado. Un ejemplo de esto es el trabajo referenciado en [14] que ocupó el capítulo 5 del Centro de Fusión.

Solo fue posible implementar en la práctica una sola de las técnicas de radiolocalización mencionadas en el mismo: RSSI. La razón fundamental fueron los inconvenientes tecnológicos encontrados. Para realizar trilateración con las técnicas TOA y DTOA en distancias cortas (menores a 100 metros), además de ser necesario contar con una base de tiempo lo suficientemente precisa y estable que pueda ofrecer una buena precisión, las frecuencias de muestreo a implementar en esta técnica de forma que puedan ofrecer una buena resolución, son tan altas (mayores a 6 GHz), que estas no se encuentran disponibles en los radios definidos por software (SDR) con los que se realizaron las campañas de medidas y por tanto su implementación es bastante costosa por el alto valor de los equipos a utilizar. Además el costo computacional necesario para realizar el análisis de los datos recolectados

en tiempo real, es bastante alto, siendo indispensable usar para este propósito, un equipo con altas especificaciones.

La técnica AOA, requiere de varios elementos de antena funcionando como un arreglo y adicionalmente es necesario calibrar el arreglo en una cámara anecoica que no está disponible para el desarrollo del presente trabajo. Además es necesario usar una algorítmica compleja para corregir las multitrayectorias y la dualidad. Por esta razón no fue posible implementarla.

La técnica que pudo implementarse con algunas limitaciones fue la de RSSI. Debido a las multitrayectorias y el shadowing, los errores en la localización hallados en las campañas de medidas fueron un indicativo de las limitaciones de la técnica. Se descubrió en la implementación de los algoritmos de trilateración, que la ecuación básica del modelo de propagación 3.1, a partir de la cual es posible hallar la distancia, a pesar de encontrar un modelo de propagación adecuado al sitio de medición, continua siendo una ecuación demasiado inestable por su naturaleza logarítmica. Por lo tanto se propuso una solución de forma que en la práctica fuera posible hallar una solución y esta consistió en “linealizar” la ecuación eliminando de la misma las partes logarítmicas de las que depende la distancia, como se propone en las ecuaciones 4.5 a la 4.7. Con este procedimiento se lograron resultados más cercanos a la posición real del target y se evidenció una vez más, los errores en la localización debidos a las multitrayectorias y el shadowing.

Aunque no se pudo confirmar en las campañas de medidas realizadas, el nuevo algoritmo de trilateración propuesto puede ofrecer muy buenos resultados y promete resolver el problema actual del error en la localización. También es importante anotar que en vez de tener sensores fijos es mejor implementar un solo sensor moviéndose alrededor del target y con el centro de fusión incluido en el sensor. Implementar demasiados sensores en la práctica no es viable, no solo debido a los costos que esto representa, sino que en vez de mejorar la resolución, incrementa los errores al final. Además eleva el costo computacional. Cuando el sensor detecte varias fuentes de radiofrecuencia y ejecute el algoritmo, si hay varias fuentes de emisión debe dar prioridad a la que cree la circunferencia más pequeña, pues está indicando que esta cerca a la fuente de radiación. Hay que recordar que la relación RSSI con respecto a la fuente de emisión es inversa y por esta razón la circunferencia más pequeña es la que debe estar más cercana a ella. Por el contrario la circunferencia mas lejana debe descartarse porque indica una fuente de emisión más lejana o ser producto de una multitrayectoria. Lo mismo aplica con circunferencias coincidentes y concéntricas.

Debido a las limitaciones de tiempo, no fue posible implementar el nuevo algoritmo en las campañas de medidas, solo se implemento a nivel de simulación en Matlab, pero promete ser una buena solución al problema de radiolocalización. Trabajos futuros pueden realizar su implementación y realizar campañas de medidas para evaluar su desempeño.

El proceso de clusterización se utiliza para detectar el número de bandas activas que hay en el espectro. Si no se detecta el número de bandas, el algoritmo de RoI no trabaja

correctamente. Las técnicas de clusterización probadas en simulaciones de Matlab, no fueron capaces de detectar el número de bandas presentes en el espectro y por esta razón, los coeficientes entregados a RoI, no eran exactos, de tal forma que RoI no trabaja de manera correcta en estas condiciones. Además el alto costo computacional de ambas técnicas, hace que su implementación no sea adecuada para realizar una radiolocalización en un escenario real. La aplicación de RoI implementada en el presente trabajo, se realizó para cumplir con los objetivos iniciales formulados en el mismo.

# Bibliografía

- [1] <http://bomberoprofesional.com/>, junio 2014.
- [2] <http://home.deib.polimi.it/matteucc/Clustering/tutorial>, marzo 2015.
- [3] <http://scikit-learn.sourceforge.net/>, mayo 2015.
- [4] J. Winter and C Wengertter. High resolution estimation of the time of arrival for gsm location. In *Conference Proceedings Vehicular Technology 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, volume 2, pages 1343–1347 vol.2, 2000.
- [5] <https://www.ettus.com/content/files/07495> Ettus N200-210, julio 2014.
- [6] <http://www.xilinx.com/>, marzo 2014.
- [7] Qun Chen, Hua Liu, Min Yu, and Hang Guo. Rssi ranging model and 3d indoor positioning with zigbee network. In *Position Location and Navigation Symposium (PLANS), 2012 IEEE/ION*, pages 1233–1239, April 2012.
- [8] M. A. Nunez Sobrino. Sistema de localizacion en redes wi-fi basado en fingerprint. Master’s thesis, Universidad Carlos III de Madrid, 2009.
- [9] J. Shen and A.F. Molisch. Discerning direct and indirect paths: Principle and application in passive target positioning systems. In *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE*, pages 1–6, Dec 2011.
- [10] D.G. Hwang, J. H. Hwang, S. J. Jang, and J. Moungh Kim. A fast toa position estimation technique based on mhp pulse. In *Communications and Information Technology, 2009. ISCIT 2009. 9th International Symposium on*, pages 1472–1476, Sept 2009.
- [11] C. Oestges, B. Montenegro-Villacieros, and D. Vanhoenacker-Janvier. Modeling propagation into collapsed buildings for radio-localization-based rescue search missions. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, pages 1–4, June 2009.

- [12] L. Betancur, S. Agudelo, and E. Salazar. Location of victims in collapsed structures using multilateration with openbts in software defined radios. *Simposio Agencia Nacional Del Espectro*, December 2014.
- [13] <https://opendatakit.org>, marzo 2015.
- [14] J. A. Gonzalez Valderrama. Prototipo de un centro de fusion de datos de redes de sensores para la automatizacion de toma de decisiones en la gestion del riesgo. Master's thesis, Universidad Pontificia Bolivariana, 2015.
- [15] <https://xively.com/>, marzo 2015.
- [16] T. Blu, P. L. Dragotti, M. Vetterli, P. Marziliano, and L. Coulot. Sparse sampling of signal innovations. *Signal Processing Magazine IEEE*, 25(2):31–40, March 2008.
- [17] F.J. Leoz. Reflexiones sobre las dificultades institucionales para realizar acciones en la gestion del riesgo. *Gestion y Ambiente Universidad Nacional*, 10(2):83–92, August 2007.
- [18] E.K. Noji. *Impacto de los desastres en la salud publica*. Organizacion Panamericana de la Salud, 2000.
- [19] G. Dacey. Search & rescue what is it? *Alert*, 1:12–15, Marzo 2010.
- [20] Boletin trimestral de las tic cifras cuarto trimestre de 2012, marzo 2013.
- [21] I. Maravic. *Sampling Methods for Parametric non-Bandlimited Signals: Extensions and Applications*. PhD thesis, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, 2004.
- [22] H. Akhondi Asl. *Multichannel Sampling of Finite Rate of Innovation Signals*. PhD thesis, Imperial College London, 2011.
- [23] G. Serban and G. S. Moldovan. A comparison of clustering techniques in aspect mining. *STUDIA UNIV. BABES BOLYAI, INFORMATICA*, LI:69 – 78, 2006.
- [24] J. Jan, J Sun, and E. Mizutani. *Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence*. Prentice Hall, 1997.
- [25] K.M. Hammouda. Web minning: Identifying document structure for web document clustering. Master's thesis, University of Waterloo, 2002.
- [26] S. I. Gracia. Estudio de viabilidad y planificacion de un sistema de localizacion interior basado en tecnologia inalambrica para un entorno sanitario. Master's thesis, Escuela Tecnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicacion, 2012.



- [27] J.Larranaga, L. Muguira, J.M.Lopez-Garde, and J.I. Vazquez. An environment adaptive zigbee-based indoor positioning algorithm. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–8, Sept 2010.
- [28] X. Luo, W. J. O’Brien, and C. L. Julien. Comparative evaluation of received signal-strength index (rssi) based indoor localization techniques for construction jobsites. *Advanced Engineering Informatics*, 25(2):355 – 363, 2011. Information mining and retrieval in design.
- [29] I. Maravic, M. Vetterli, and K. Ramchandran. Channel estimation and synchronization with sub-nyquist sampling and application to ultra-wideband systems. In *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems 2004 ISCAS '04*, volume 5, pages 381–384 Vol.5, May 2004.
- [30] <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki>, Mayo 2014.
- [31] B. E. Godana. Human movement characterization in indoor environment using gnu radio based radar. Master’s thesis, Delft University of Technology, 2009.
- [32] M. Fahnle. Software-defined radio with gnu radio and usrp/2 hardware frontend: Setup and fm/gsm applications. Master’s thesis, University of Applied Sciences Institute of Communication Technology, 2010.
- [33] M. Luelf. Evaluation of synchronization algorithms with usrp. Master’s thesis, Institute for Communications and Navigation, 2012.
- [34] R. Dobbins, S. Garcia, and B. Shaw. Software-defined radio localization using 802.11-style communications. Master’s thesis, Worcester Polytechnic Institute, 2012.
- [35] X. Shen and H. Zhang. Improvement of centroid location algorithm for wireless sensor networks. *International Conference on Computer Science and Information Technology (ICCSIT 2011)*, 51:579–583, 2011.
- [36] T. S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. IEEE Press, Piscataway, NJ, USA, 1st edition, 1996.
- [37] C. Y. Shih and P.J. Marron. Cola: Complexity-reduced trilateration approach for 3d localization in wireless sensor networks. In *Fourth International Conference on Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM)*, pages 24–32, July 2010.
- [38] X. Fan and Y. Shin. Indoor localization for multi-wall multi-floor environments in wireless sensor networks. *AICT 2013 The Ninth Advanced International Conference on Telecommunications*, pages 108–112, 2013.

- [39] M. Ciurana, D.Lopez, and F.Barcelo-Arroyo. Softoa: Software ranging for toa-based positioning of wlan terminals. In Tanzeem Choudhury, Aaron J. Quigley, Thomas Strang, and Koji Suginuma, editors, *LoCA*, volume 5561 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 207–221. Springer, 2009.
- [40] X. Enyang, Z. Ding, and S. Dasgupta. Source localization in wireless sensor networks from signal time-of-arrival measurements. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 59(6):2887–2897, June 2011.
- [41] S. Junyang, A.F. Molisch, and J.Salmi. Accurate passive location estimation using toa measurements. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 11(6):2182–2192, June 2012.
- [42] N. Deligiannis, S. Louvros, K. Ioannou, A. Garmpis, and S. Kotsopoulos. An implementation of time of arrivals location positioning technique for gsm networks. In *Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on Telecommunications and Informatics, TELE-INFO'06*, pages 62–69, Stevens Point, Wisconsin, USA, 2006. World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS).
- [43] J. Salmi and A.F. Molisch. Propagation parameter estimation, modeling and measurements for ultrawideband mimo radar. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 59(11):4257–4267, Nov 2011.
- [44] J.Shen and A.F. Molisch. Passive location estimation using toa measurements. In *Ultra-Wideband (ICUWB), 2011 IEEE International Conference on*, pages 253–257, Sept 2011.
- [45] Y.T. Chan and K.C.Ho. A simple and efficient estimator for hyperbolic location. *Signal Processing IEEE Transactions*, 42:1905–1915, August 1994.
- [46] L. Chen, T. Ostertag, M. Loschonsky, and L.M. Reindl. Measurement of mobile radio propagation channel in ruins. In *Wireless Communications, Networking and Information Security (WCNIS), 2010 IEEE International Conference on*, pages 252–256, June 2010.
- [47] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [48] N.S Nkordeh, A.A.A Atayero, F.E Idachaba, and O.O Oni. Lte network planning using the hata-okumura and the cost-231 hata pathloss models. *Proceedings of the World Congress on Engineering*, I:705–709, July 2014.
- [49] L. Chen, Loschonsky M., and L.M. Reindl. Autoregressive modeling of mobile radio propagation channel in building ruins. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 60(5):1478–1489, May 2012.

- [50] Range Networks. release trunk+gprs. Software libre, disponible en <http://openbts.org/>, noviembre 2013.
- [51] ITU-T. The international identification plan for public networks and subscriptions. Recommendation ITU-T E.212, Mayo 2008.
- [52] J.Chen, X. Wu, F. Ye, P.Song, and J. Liu. Improved rssi-based localization algorithm for park lighting control and child location tracking. In *Information and Automation, 2009. ICIA '09. International Conference on*, pages 1526–1531, June 2009.
- [53] L. Wilkinson. Exact and approximate area-proportional circular venn and euler diagrams. *IEEE Trans Vis Comput Graph*, 2012.
- [54] F. Librino, M. Levorato, and M. Zorzi. An algorithmic solution for computing circle intersection areas and its applications to wireless communications. *7th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks*, August 2009.
- [55] H. A. Kestler, A. Muller, T. M. Gress, and M. Buchholz. Generalized venn diagrams: A new method of visualizing complex genetic set relations. *Bioinformatics Advance Access*, 2004.
- [56] B.Frederickson. Calculating the intersection area of 3+ circles. Blog, 2015.
- [57] M. Dorasamy, M. Raman, and M. Kaliannan. Knowledge management systems in support of disasters management: A two decade review. *Technological Forecasting and Social Change*, 80(9):1834 – 1853, 2013. Planning and Foresight Methodologies in Emergency Preparedness and Management.
- [58] <https://www.etherios.com/>, marzo 2015.
- [59] P.Perez, C. Gutierrez, and S. de la Fuente. *Guia para empresas: seguridad y privacidad del cloud Computing*. Instituto de Tecnologias de la comunicacion, Ministerio de Industria Turismo y Comercio, Gobierno de Espana, octubre 2011.
- [60] P.L. Dragotti, M. Vetterli, and T. Blu. Sampling moments and reconstructing signals of finite rate of innovation: Shannon meets strang-fix. *Transactions on Signal Processing IEEE*, 55(5):1741–1757, May 2007.