

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



**PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ**

Levantamiento del mapa de atenuaciones de señal
electromagnética en las bandas 2.4GHz y 5GHz para la red
wireless PUCP

Tesis para optar el Título de Ingeniero de las Telecomunicaciones, que
presentan los bachilleres:

EMERSON OSWALDO ACUÑA ESPILCO
RENATO ANDRE HERRERA ORMEÑO

ASESOR: César A. Santiváñez, Ph. D.

Lima, julio del 2016

Resumen

El trabajo desarrollado en la presente tesis consiste en el levantamiento de mapas de atenuación de la señal electromagnética en bandas 2.4 y 5GHz en pabellones de alta prioridad definidos por DIRINFO, que constituyen el 20% de los APs instalados en la red WiFiPUCP. La implementación de los mapas se realizará a través de métodos y algoritmos matemáticos de estimación de valores a partir de data real recolectada en los pabellones elegidos.

En el primer capítulo se describe la situación actual de las redes inalámbricas, en especial los *hotspots* y redes de área local inalámbricas. Además, se describe los fenómenos físicos que afectan la señal electromagnética, los tipos de desvanecimientos y algunos de los modelos predictivos más usados en trabajos similares.

El segundo capítulo presenta una descripción más profunda de los tipos de desvanecimientos que merman a la señal electromagnética y su modelamiento a través de distribuciones de probabilidad. Además, se describe la teoría de estimadores probabilísticos que nos ayudarán a implementar nuestro método de geolocalización y estimar la potencia de la señal cuando se ve afectada por los tipos de desvanecimiento.

El tercer capítulo está orientado a las técnicas de localización. Se explica la teoría de las distintas técnicas que se puede implementar y se realiza una comparativa con la que se utilizará en la presente tesis. Por último, se describe el algoritmo de localización a implementar en Matlab y que se utilizará a lo largo de las pruebas.

En cuarto capítulo se detalla los pormenores de los instrumentos utilizados para la recolección de data y se puntualiza en cifras las recolecciones de mediciones del presente trabajo. Además, se determinan variables y parámetros que tendrán influencia tanto en la recolección como en los métodos de estimaciones de valores.

Asimismo, se define el formato de entrega de los resultados finales de nuestro trabajo para DIRINFO.

El quinto capítulo abarca los resultados experimentales de calibración de las herramientas para la recolección de mediciones, los tipos de desvanecimiento presente en nuestro sistema inalámbrico, los valores estimados mediante interpolación Kriging y cuantificación de la diferencia resultante comparada con el Cisco Prime NCS. Con resultados obtenidos en este capítulo se realiza pruebas de pruebas de geolocalización, mostrando finalmente la fiabilidad del mapa de cobertura a partir de los resultados hallados para la localización de un usuario.



Resumen	1
Índice	3
Lista de Figuras	5
Lista de tablas	8
Introducción	10
1 Modelos de atenuación indoor y outdoor (empirical based and model-based)	12
1.1 Fenómenos que afectan a la señal.....	12
1.1.1 Reflexión.....	13
1.1.2 Dispersión.....	13
1.1.3 Difracción.....	14
1.2 Desvanecimiento de la señal.....	15
1.2.1 Desvanecimiento basado en retardo de propagación.....	15
1.2.2 Desvanecimiento basado en la dispersión Doppler.....	16
1.2.3 Desvanecimiento lento vs desvanecimiento rápido.....	17
1.2.4 Modelo genérico (desvanecimiento lento + rápido).....	19
1.3 Modelos predictivos.....	20
1.3.1 International Telecommunication Union Recommendation.....	22
1.3.2 Modelo Log Distance.....	24
1.3.3 Modelo One Slope.....	26
1.3.4 Ecuación de FRIS.....	27
2 Estimación de parámetros e intervalos de confianza	29
2.1 Modelamiento matemático del desvanecimiento rápido (<i>Fast fading</i>).....	30
2.1.1 Desvanecimiento Rayleigh.....	30
2.1.2 Desvanecimiento Rician.....	32
2.1.3 Desvanecimiento Nakagami-m.....	34
2.2 Modelamiento matemático del desvanecimiento lento (<i>Slow fading</i>).....	36
2.2.1 Desvanecimiento Log-normal.....	37
2.3 Estimación de parámetros probabilísticos.....	39
2.3.1 Estimadores MMSE, MAP y ML.....	39
2.3.2 Estimación de parámetros bajo desvanecimiento rápido.....	42
2.3.3 Estimación de parámetros bajo desvanecimiento lento.....	43
2.4 Métodos de interpolación y extrapolación.....	44
2.4.1 Método Kriging.....	45
3 Localización de usuarios móviles dentro de una red inalámbrica	49

3.1	Técnicas de localización indoor	50
3.1.1	Triangulación	50
3.1.2	Proximidad	53
3.1.3	Fingerprinting	54
3.2	Estimación basada en RSSI	54
3.2.1	Triangulación/Trilateración en ausencia de ruido	55
3.2.2	Problemas con trilateración basada en RSSI	57
3.3	Estimación basada en Fingerprinting	58
3.3.1	Estimador MLE para geolocalización basado en RSSI	58
4	Procedimiento de mediciones	60
4.1	Consideraciones para la recolección de mediciones	60
4.1.1	Planos de áreas del campus a medir	60
4.1.2	Mediciones de entrenamiento y mediciones de validación	63
4.1.3	Número de mediciones y tiempo entre secuencias de medición	64
4.2	Programas y equipos empleados para recolección de mediciones	68
4.2.1	Configuración y calibración de herramientas	68
4.2.2	Integración con data del Cisco PRIME NCS	71
4.3	Estimación de parámetros para interpolación de atenuación de señal dependiente de la distancia	73
4.3.1	Estimación de media y varianza de puntos medidos	73
4.3.2	Interpolación Kriging y error de valor interpolado	74
4.4	Formato de la data entregada a DIRINFO	84
5	Validación de resultados	85
5.1	Pruebas de calibración	85
5.2	Mediciones de desvanecimiento rápido	89
5.3	Mediciones de desvanecimiento lento	91
5.4	Resultados de interpolación y errores <i>a posteriori</i>	97
5.4.1	Interpolación de valor esperado y valores medidos	97
5.4.2	Error <i>a posteriori</i> de valores interpolados	101
5.5	Comparación contra predicciones del Cisco Prime NCS	102
5.5.1	Diferencia entre valores predichos máximo y promedio por pabellón 102	
5.6	Cuantificación del impacto: error de geolocalización	105
5.6.1	Método de geolocalización indoor	105
5.6.2	Comparación de errores de precisión	113
	Conclusiones y recomendaciones	119
	Bibliografía	121
	ANEXOS	129

Lista de figuras

Figura 1-1: Fenómeno físico de reflexión	13
Figura 1-2: Fenómeno físico de dispersión.	14
Figura 1-3: Fenómeno físico de difracción	14
Figura 1-4: Slow Fading y Fast Fading.	18
Figura 1-5: <i>Path loss</i> dependiente de la distancia más desvanecimientos.	20
Figura 2-1: Gráfica de <i>pdf</i> y <i>cdf</i> de distribución Rayleigh.	32
Figura 2-2: Gráfica de <i>pdf</i> de distribución Rician.	34
Figura 2-3: Gráfica de <i>pdf</i> de distribución Nakagami-m.	36
Figura 2-4: Gráfica de <i>pdf</i> de distribución Log-Normal con diferentes desviaciones estandar y misma media.	38
Figura 2-5: Funcionamiento del variograma.	46
Figura 3-1 : Localización de un móvil usando tiempo de arribo	51
Figura 3-2: Localización usuario utilizando Diferencia del tiempo de Arribo	52
Figura 3-3: Localización utilizando ángulo de arribo de la señal	53
Figura 4-1: Exportación de datos.	72
Figura 4-2: Correlación de atenuación de señal en aula E209 con señal proveniente del AP ubicado en el aula E210.	76
Figura 4-3: Correlación de atenuación de señal en aula E108 con señal proveniente del AP ubicado en el aula E108.	77
Figura 4-4: Correlación de atenuación de señal en aula E208 con señal proveniente del AP ubicado en el aula E308.	77
Figura 4-5: Valores de la atenuación de la señal en una dimensión. Recolección realizada en E102, escaneo del AP ubicado en E202.	79

Figura 4-6: Interpolación cúbica y cuadrática a través del eje X. Valores medidos del AP E104 en el aula E101.81

Figura 4-7: Interpolación cúbica y cuadrática a través del eje X. Valores medidos del AP E104 en el aula E10182

Figura 4-8: Interpolación cúbica y cuadrática a través del eje Y. Valores medidos del AP E104 en el aula E10183

Figura 4-9: Flujo de data y resultados entre los programas y el trabajo desarrollado84

Figura 5-1: Escenario 1 de mediciones para calibración. D1 = 3 metros, D2 = 5 metros.88

Figura 5-2: Escenario 2 de mediciones para calibración. D1 = 3 metros, D2 = 5 metros.88

Figura 5-3: Comportamiento de potencia de señal recibida durante 42 segundos ..90

Figura 5-4: Gráficas de cdf de data y distribuciones de probabilidad. AP con LOS en banda 2.4GHz.92

Figura 5-5: Gráficas de cdf de data y distribuciones de probabilidad. AP con NLOS en banda 2.4GHz.....93

Figura 5-6: Gráficas de cdf de data y distribuciones de probabilidad. AP con LOS en banda 5GHz.93

Figura 5-7: Gráficas de cdf de data y distribuciones de probabilidad. AP con NLOS en banda 5GHz.94

Figura 5-8: Ploteo de las coordenadas de los puntos geográficos medidos en el aula E10199

Figura 5-9: Mapa de calor del aula E101 y AP-E101 101

Figura 5-10: Potencia de la muestra de los 100 puntos aleatorios (Medido y Prime) 103

Figura 5-11: Diferencia entre la data medida y el Prime de los 100 puntos aleatorios 104

Figura 5-12: Comportamiento de la varianza tomando 4 mediciones de prueba...114

Figura 5-13: Comportamiento de la varianza tomando 16 mediciones de prueba.115

Figura 5-14: Comportamiento de la varianza tomando 64 mediciones de prueba.115



Lista de tablas

TABLA 1-1: Comparación entre diferentes modelos predictivos	22
TABLA 1-2: Valores experimentales de N.....	23
TABLA 1-3: Valores experimentales de Lf.	24
TABLA 1-4: Valores experimentales de n y σ	26
TABLA 1-5: Valores experimentales de L_o y n	27
TABLA 3-1: Desventajas de los métodos de localización.....	56
TABLA 4-1: Cantidad de pisos, ambientes, puntos y APs.....	62
TABLA 4-2: Información de llegada de <i>beacons</i>	65
TABLA 4-3: Comparación de cantidad de mediciones por punto geográfico.....	67
TABLA 4-4: Datos técnicos del adaptador USB Proxim	71
TABLA 4-5: Leave – One – error de interpolaciones cubica y cuadratica para diferentes relaciones Aula - AP.....	80
Tabla 5-1: Resultados de potencia promedio de diferentes dispositivos/programas	89
Tabla 5-2: Interpretación de las métricas del goodness of fit	95
Tabla 5-3: Resultados de métricas gof para caso de 2.4GHz con los	95
Tabla 5-4: Resultados de métricas gof para caso de 2.4GHz con nlos	95
Tabla 5-5: Resultados de métricas gof para caso de 5GHz con los	96
Tabla 5-6: Resultados de métricas gof para caso de 5GHz con nlos	96
Tabla 5-7: Comparación entre resultados de nuestro trabajo y cisco Prime NCS .	104
Tabla 5-8: Resultado del algoritmo de localización para un punto geográfico con cobertura de 3 APs.....	106
Tabla 5-9: Resultado de localización para un usuario con los APs del piso con cobertura	107

Tabla 5-10: Resultado de localización para un usuario con todos los APs con cobertura	108
Tabla 5-11: Access Point con la potencia medida en la posición del usuario en diferentes instantes y el promedio de las mismas	109
Tabla 5-12: Reducción del error de localización con 3 APs con mayor potencia de la señal en la ubicación del usuario	110
Tabla 5-13: Reducción del error de localización con APs del piso con cobertura en la ubicación del usuario	110
Tabla 5-14: Reducción del error de localización con todos los APs con cobertura en la ubicación del usuario	111
Tabla 5-15: Estimación de localización cuando el usuario es cubierto con 3 APs con mayor potencia de incidencia.....	112
Tabla 5-16: Estimación de localización con todos los APs del piso que tienen cobertura en el punto geográfico a localizar.....	112
Tabla 5-17: Estimación de localización con todos los APs que tienen cobertura en el punto geográfico a localizar	113
Tabla 5-18: Estimación de localización con 3 APs con mayor potencia de incidencia en el punto geográfico a localizar	116
Tabla 5-19: Estimación de localización con todos los APs del piso que tienen cobertura en el punto geográfico a localizar.....	117
Tabla 5-20: : Estimación de localización con todos los APs que tienen cobertura en el punto geográfico a localizar	117
Tabla 5-21: Reducción del error de localización promedio cuando no se tiene en cuenta el valor de la varianza de 4 mediciones.....	118

Introducción

Los sistemas inalámbricos han ganado presencia rápidamente en los últimos años debido a la flexibilidad y movilidad que estos conllevan para los usuarios. Las redes locales no han sido ajenas a ello. El uso de estándares 802.11 ha facilitado a los usuarios la accesibilidad a redes locales por medio inalámbrico. Universidades, centros educativos, empresas públicas, privadas entre otros que se caracterizan por manejar grandes cantidades de usuarios que tienen la necesidad de acceso tanto a su propia red local como a internet, convergen a la condición del uso de redes inalámbricas locales (WLAN).

Aunque WLANs ofrecen ciertas ventajas sobre los sistemas cableados, el comportamiento de un medio inalámbrico es difícil de estimar *a priori* debido a las atenuaciones de la señal electromagnética que es afectada por fenómenos físicos (reflexión, difracción, dispersión, etc.) presentes en ambientes *indoor* u *outdoor*. Entonces la robustez y confiabilidad de una red inalámbrica puede ser puntualizada por medio de un mapa de atenuaciones (“mapa de calor”). El diseño efectivo de una red inalámbrica necesita de un mapa de calor que permita predecir el nivel de señal en un punto de la red como consecuencia de un transmisor ubicado en otro punto. Un mapa de atenuaciones puede ser usado para determinar, para una combinación dada de puntos de acceso (Access Points, o APs), el nivel de señal e interferencia en cada punto geográfico de la red, y determinar así huecos de cobertura y puntos de bajo nivel de señal-a-ruido. Asimismo, un mapa de atenuación es el punto de partida para distintas aplicaciones, entre ellas la geolocalización de usuarios dentro de edificios, escenario donde los sistemas basados en señal satelital (GPS) no son efectivos.

Actualmente existen varios modelos probabilísticos (predictivos) y métodos de interpolación basados en mediciones reales que cumplen con la función de estimar

la atenuación de la señal, como son: Okumura, Hata, COST-231, Dual-Slope, ITU, Log Distance, Free Space, interpolación Kriging y cúbica. Los modelos y métodos son dependientes del tipo de ambiente: fuera (*outdoor*) o dentro (*indoor*) de edificios, y objetos presentes en este. En ambientes *indoor* la complejidad es aún más alta.

El objetivo de la presente tesis es levantar un mapa de atenuación de los principales pabellones del campus de la PUCP en bandas 2.4 y 5GHz. Este mapa es elaborado a partir de mediciones reales hechas en los ambientes de interés, determinación de la función de probabilidad (*pdf*) más adecuada para los datos obtenidos, y la estimación de su media y varianza. Este mapa se completa mediante técnicas de interpolación para puntos no medidos. Las confiabilidades de los mapas de cobertura elaborados se medirán a partir de un algoritmo de localización en ambientes *indoor*, pues se realizará la comparación frente a la predicción del mapa brindada por el Cisco Prime NCS.

1 Modelos de atenuación indoor y outdoor (empirical based and model-based)

Actualmente, el avance y uso de sistemas de comunicaciones inalámbricas ha incrementado de manera considerable. No solo las redes móviles telefónicas, que están desplegadas a través de todas las ciudades, sino también las redes locales inalámbricas conectadas a internet. Las redes de área local inalámbricas (WLAN: Wireless Local Area Network) son medios de comunicaciones importantes en lugares públicos, instituciones educativas y centros de trabajo. Según la International Data Corporation (IDC), corporación estadounidense analista del mercado de tecnologías de información, telecomunicaciones y tecnología de consumo, el estándar 802.11ac ha hecho que el crecimiento del mercado WLAN crezca 7.7% en EEUU en el 2014, mientras que en el resto del mundo creció 10.3% [1]. Lawrence Baker, investigador de Buddecomm (una compañía consultora independiente especializada en el mercado de telecomunicaciones), indica que en el 2010 solo en EEUU había cerca de 70'000 WiFi *hotspot* públicos, lo cual indica que en ese año los WiFi *hotspots* crecieron cerca de un 15% [2]. Mientras que en Australia, según Australian Communications and Media Authority (ACMA), los WiFi *hotspot* públicos gratuitos han crecido seis veces desde el año 2009, el uso de estos puntos de acceso públicos ha incrementado 21% en el 2014 y se estima que hay más de 3 millones de usuarios de internet que utilizan los WiFi *hotspots* [3].

1.1 Fenómenos que afectan a la señal

Se puede concluir que la manera de acceder a internet o red local está cambiando, siendo el acceso inalámbrico el que se viene imponiendo. Sin embargo, la cantidad de fenómenos que ocurre en ambientes no ideales debido a todos los objetos presentes, ya sean fijos o móviles, producen una degradación en las ondas

electromagnéticas encargadas de llevar la información. La penetración o rebotes de la señal en objetos y superficies causan que las ondas electromagnéticas viajen a través de diferentes trayectorias con diferentes longitudes, que se suman al llegar receptor provocando una interferencia constructiva o destructiva de la señal. Es esto a lo que se llama propagación multicamino [4]. Aquellos fenómenos físicos, también conocidos como mecanismos, que provocan este tipo de propagación son muchos; sin embargo, los más comunes son reflexión, dispersión y difracción.

1.1.1 Reflexión

Ocurre cuando una onda que se propaga a través de un medio determinado incide sobre un objeto constituido de un diferente medio y de dimensiones grandes respecto a la longitud de onda que se propaga. Por ejemplo, cuando hay obstáculos como paredes o edificios [5].

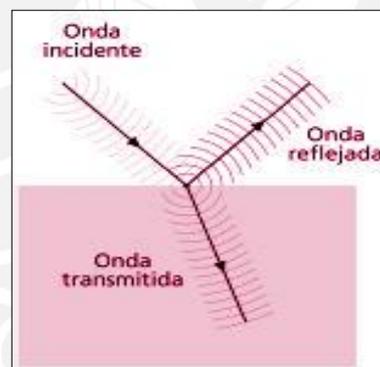


FIGURA 1-1: FENÓMENO FÍSICO DE REFLEXIÓN

FUENTE: [6]

1.1.2 Dispersión

Ocurre cuando la onda electromagnética incide en objetos de dimensiones pequeñas comparadas con la longitud de onda que se propaga. También puede ser producida por superficies rugosas o irregularidades del canal. Tiene como resultado que la onda

se disperse hacia varias direcciones. Follaje, gotas de lluvias y letreros de calles son ejemplos de objetos que producen dispersión (*scatter*) [5].

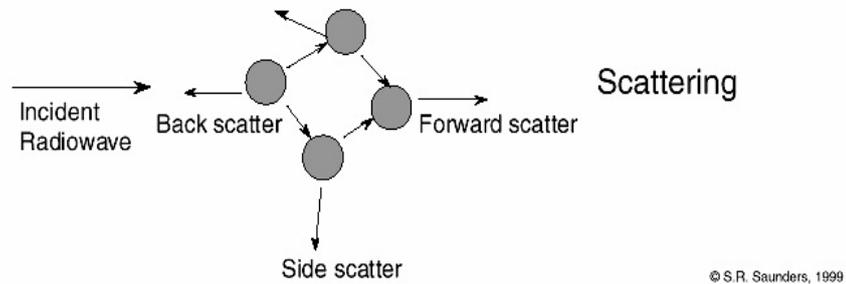


FIGURA 1-2: FENÓMENO FÍSICO DE DISPERSIÓN.

FUENTE: [7]

1.1.3 Difracción

Ocurre debido a obstáculos con superficies de bordes filosos que se encuentran en la trayectoria de la señal. Esto produce que la onda se redistribuya a través del espacio a direcciones donde incluso no existe línea de vista desde el transmisor [5].

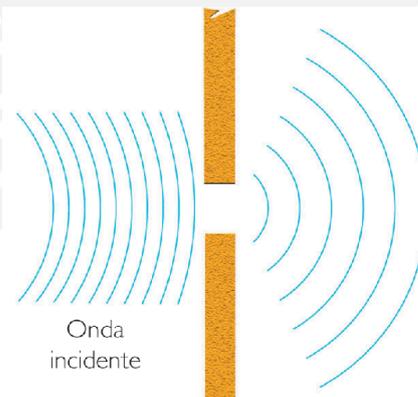


FIGURA 1-3: FENÓMENO FÍSICO DE DIFRACCIÓN

FUENTE: [8]

1.2 Desvanecimiento de la señal

El desvanecimiento de señal está presente en todos los sistemas de comunicación inalámbrica y se puede clasificar en tipos y jerarquías. La clasificación más general es la de desvanecimiento a gran y pequeña escala. El desvanecimiento a gran escala (*Large-scale fading*) tiene una duración y atenuación prolongada que se presenta a distancias de cientos de longitudes de onda de la señal propagada en escenarios abiertos como en áreas rurales. Es provocada por factores como la atmosfera, arboles, follajes, montañas, u otro tipo de obstáculos presentes en sitios rurales [9]. El desvanecimiento a pequeña escala (*Small-scale fading*) tiene duración corta a distancias no tan grandes como en el desvanecimiento a gran escala (de fracciones hasta varias longitudes de onda de la señal propagada), que se puede presentar en áreas abiertas pero densas como zonas urbanas o ambientes interiores como casas/departamentos, edificios, aulas, entre otros [9]. En ambientes interiores, la propagación de señales es mucho más compleja que en exteriores debido a los obstáculos, tipos de paredes, pisos, cambio radical de los objetos presentes e incluso por la presencia momentánea de personas; es por todo aquello que la complejidad de los cálculos y dificultad de análisis para la predicción de la fuerza de la señal es mayor [5, 10]. Debido a que los ambientes de interés para este trabajo son mayormente interiores y exteriores pero de distancias cortas, nos enfocaremos en desvanecimiento a pequeña escala.

El desvanecimiento a pequeña escala se puede clasificar en dos tipos: i) basado en el tiempo de dispersión del retardo multicamino, y ii) basado en la dispersión Doppler [11, 12, 13].

1.2.1 Desvanecimiento basado en retardo de propagación

Esta clasificación tiene base en las propiedades espectrales. Ocurre cuando en el receptor se suman las distintas señales reflejadas que tienen retardos de

propagación con la señal directa, si es que existe una, y resulta una señal distorsionada a la original. Se puede dividir en dos el *fading* basado en retardo de propagación [13]:

- ✓ Desvanecimiento plano (*Flat fading*)

Se caracteriza por presentar fluctuaciones de igual proporción en la señal recibida en todos los componentes de frecuencia en la cual trabaja el sistema de comunicación. Es decir, el ancho de banda del sistema es más estrecho que el espectro afectado por el desvanecimiento [9, 11].

- ✓ Desvanecimiento selectivo de frecuencia (*Frequency selective fading*)

Ocurre cuando el desvanecimiento afecta de manera desigual a los componentes de las frecuencias del ancho de banda de la señal. Las fluctuaciones de la señal se presentan más en ciertos componentes que en otros. El ancho de banda de la señal es más extenso que el del espectro afectado por el *fading* [9, 11].

1.2.2 Desvanecimiento basado en la dispersión Doppler.

Estos tipos de *fading* ocurren debido al movimiento relativo entre transmisor y receptor que tiene como resultado el efecto Doppler, a esto hay que agregarle la propagación multicamino de la señal. Debido al Efecto Doppler, se ocasiona tasas de variaciones rápidas o lentas en las fluctuaciones en la señal. Estos desplazamientos Doppler pueden ser negativos o positivos para la onda electromagnética, lo que provocaría dispersión en la señal [11].

El desvanecimiento también depende de la velocidad relativa entre receptor y transmisor y la dirección de desplazamiento. Si asumimos un transmisor fijo como un

Access Point (AP) y un receptor móvil, cuando el móvil esté desplazándose hacia el AP, el desplazamiento Doppler será positivo y negativo en caso contrario. Como el receptor recibe múltiples versiones de la señal (propagación multicamino), y el desplazamiento Doppler de cada una de estas señales es distinto, dependiendo de la velocidad relativa (módulo y ángulo) entre el receptor y el objeto en el cual rebota la señal, el resultado es la suma de varias señales con diferencias de fases variantes en el tiempo.

El desvanecimiento basado en dispersión Doppler se divide en:

- Desvanecimiento lento (*Slow fading*)
- Desvanecimiento rápido (*Fast fading*)

1.2.3 Desvanecimiento lento vs desvanecimiento rápido

Estos tipos de desvanecimiento tienen base en la dispersión *Doppler* además de la propagación multicamino y, como se ha explicado anteriormente, se divide en dos tipos: lento y rápido.

✓ Desvanecimiento lento

Está caracterizado por fluctuaciones lentas respecto de la velocidad de transmisión en el valor medio de la señal. Las propagaciones pueden sufrir desvanecimientos muy profundos que no solo afecta a la señal dentro de un paquete, sino en varios periodos de estos [12]. En el dominio del tiempo, la respuesta del impulso de canal tiene una tasa de variación más lenta que el de la señal transmitida; mientras que en el dominio de frecuencia, la dispersión *Doppler* es menor que el ancho de banda de la señal propagada [5].

✓ Desvanecimiento rápido

En la propagación ocurren rápidas fluctuaciones de potencia -respecto a la velocidad de transmisión- generalmente en transmisiones sin línea de vista. En propagación multicamino, cuando la diferencia de las señales es del orden de media longitud de onda, se produce interferencia destructiva [14]. El desvanecimiento puede ser causado también por receptores cuasi-fijos, cambio de orientación o posición de los receptores y pequeños cambios en el ambiente (obstáculos momentáneos, viento, lluvia, etc.). Estas variaciones afectan a las amplitudes que cambian en el tiempo tan rápido que distorsionan la señal incluso dentro un mismo paquete. En el dominio del tiempo, la respuesta del impulso de canal cambia rápidamente dentro de la duración de un paquete; esto quiere decir que el tiempo de coherencia de canal es más pequeño que la duración de transmisión de un paquete. En el dominio de la frecuencia, se puede decir que la distorsión de la señal aumenta de acuerdo con el incremento de la dispersión *Doppler* en el ancho de banda de la señal transmitida [5].

Fading

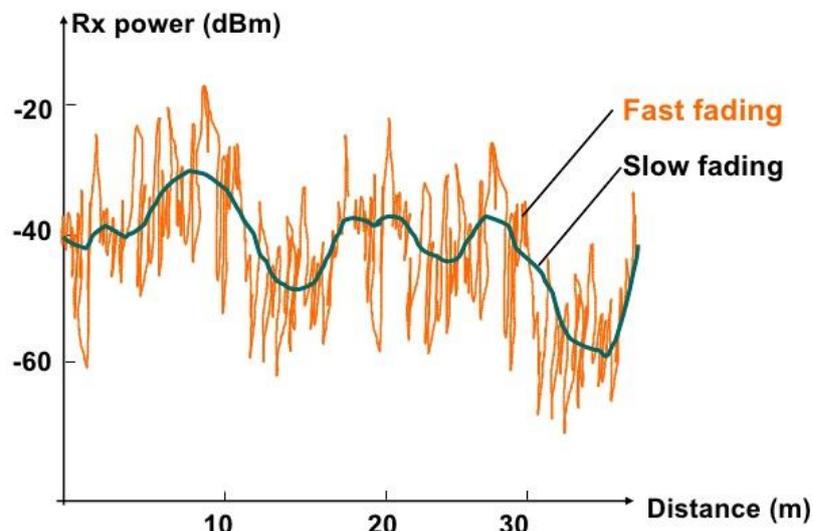


FIGURA 1-4: SLOW FADING Y FAST FADING.

FUENTE: [15]

1.2.4 Modelo genérico (desvanecimiento lento + rápido)

En un ambiente ideal donde no exista obstáculos alrededor, el fenómeno que afecta a la propagación de la señal sería únicamente la pérdida de trayectoria. Esta pérdida de potencia depende totalmente de la distancia entre receptor y transmisor y la frecuencia de trabajo, y puede ser calculada por la ecuación del FRIIS, el cual será exployado más adelante. En esta suposición ideal, tampoco se vería propagación multicamino debido a la ausencia de los mecanismos de propagación, y por ende no se asumiría un desvanecimiento que afecte a la amplitud de la señal.

En un ambiente real, donde los obstáculos son diversos y ocasionan mecanismos de propagación, se puede agregar a la pérdida de trayectoria las fluctuaciones de la señal (desvanecimiento). Estas son las variables que afectan a la potencia de la señal. Se debe tener en cuenta que, aunque hay dos tipos distintos de desvanecimiento basado en dispersión Doppler, estos no son excluyentes el uno al otro.

Normalmente, a la pérdida de trayectoria que afecta a la señal se le puede estimar con la ecuación de FRIIS en un ambiente ideal, y en ambientes reales se utiliza los modelos predictivos matemáticos (también conocido como modelos *path loss*). Respecto a la estimación de los desvanecimientos, se les puede hallar con modelamientos estadísticos, lo cual es posible analizar si se tiene muchas mediciones de la señal recibida en un punto geográfico. La ecuación que generaliza la potencia perdida de una señal recibida en un punto sigue la siguiente forma:

$$P \text{ (dBm)} = PL + \textit{Slow Fading} + \textit{Fast Fading} - G_{ant} \quad (1.1)$$

Donde *PL* es la pérdida de trayectoria, *Slow Fading* es la fluctuación lenta de la señal y *Fast Fading* es la fluctuación rápida, que son el desvanecimiento lento y rápido

respectivamente. G_{ant} es la ganancia de la antena transmisora por el patrón de radiación horizontal

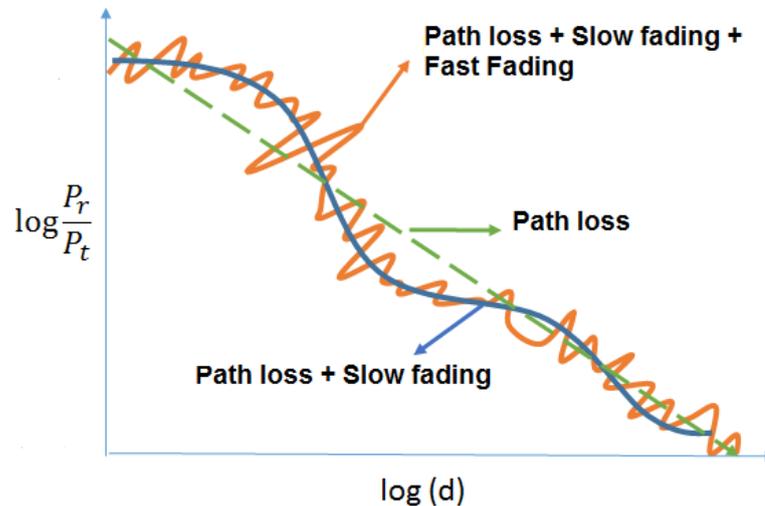


FIGURA 1-5: PATH LOSS DEPENDIENTE DE LA DISTANCIA MÁS DESVANECIMIENTOS.

FUENTE: [16]

1.3 Modelos predictivos

El comportamiento de la señal electromagnética está gobernado por las ecuaciones de Maxwell [17]. Teóricamente es posible, conociendo todas las variables (posición, velocidad y propiedades dieléctricas de obstáculos) determinar la intensidad de campo en un punto específico. Sin embargo, la cantidad de variables es tan grande, los cálculos tan complejos y su comportamiento tan caótico (pequeños cambios en una variable pueden resultar en grandes cambios en la intensidad de la señal), que resulta impráctico usar un modelo determinístico basado en las ecuaciones de Maxwell para predecir el valor de la señal. Por lo anterior, se ha optado por modelar la señal recibida como un proceso aleatorio, y usar los momentos de este proceso

(media, varianza, etc.) para predecir el comportamiento de los paquetes transmitidos por esta señal.

Es por ello que, en la necesidad de predecir el nivel de intensidad de recepción de señal en diferentes puntos a ciertas distancias del transmisor, se ha ocasionado la elaboración de diversos trabajos teóricos matemáticos, empíricos/estadísticos y una combinación de estos para modelar los canales de radio.

Algunos modelos predictivos son Okumura, Hata, COST-231, Dual-Slope, Ray-Tracing, FTDT, MoM, ITU, Log Distance [4], Free Space, entre otros. Entre ellas se pueden distinguir tres tipos de modelos de Path Loss: i) Empíricos o estadísticos, con ecuaciones matemáticas complejas que han sido hechas a partir del análisis de recolecciones de mediciones reales; ii) semi-empíricos, que combinan trabajo teórico con mediciones reales; y iii) teóricos matemáticos, que son los modelos predictivos fundamentales que son productos de estudios físicos-matemáticos [10]. Aunque se ha mencionado una clasificación de modelos según su origen, también se puede clasificar de otras formas; por ejemplo, según el ambiente a modelar (indoor, outdoor) o según el tamaño del área a medir (microcelda, macrocelda). Cada uno de estos modelos tiene un porcentaje de error en predicción relativo al tipo de ambiente en el cual se modela, siendo algunos más exactos en ambientes interiores y otros en exteriores [10,18]; mientras que otros prevalecen en escenarios sin línea de vista, a distancia larga o corta.

Tabla 1-1 muestra una comparación entre modelos de propagación que se utilizan ampliamente actualmente en diversos escenarios de comunicaciones inalámbricas:

Característica	Teórico/Empírico/Semi-empírico	Frecuencia (GHz)	Tecnología/Estándar de aplicación	Tipo de ambiente
Modelo				
Log Distance	Semi-empírico	Hasta 60GHz	802.11 b/g/n	Interior y exterior a pequeñas distancias
ITU	Semi-empírico	0.9 - 100	802.11 b/g/n	Interior
Friis	Teórico	---	---	Ideal
One-slope	Semi-empírico	---	---	Interior y exterior
Okumura	Empírico	0.15 - 1.92	Redes móviles	Exterior
Hata (Okumura Hata)	Empírico	0.15 - 1.5	Redes móviles	Exterior
Cost 231	Empírico	1.5 - 2	Redes móviles	Exterior
Two Ray Ground Reflection	Teórico	---	---	Interior y exterior

TABLA 1-1: COMPARACIÓN ENTRE DIFERENTES MODELOS PREDICTIVOS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

A continuación, se explicará y detallará algunos de los modelos predictivos más relevantes para levantamientos de mapas de calor en ambientes *indoor*, además de tener muchos precedentes de trabajos en bandas de 2.4 y 5GHz [4, 10, 18-20].

1.3.1 International Telecommunication Union Recommendation

Modelo predictivo Recomendación ITU-R P.1238-7 para planificación de sistemas de radiocomunicación en ambientes *indoor* con rango de frecuencias entre 900MHz y 100GHz [21].

Se especifica el modelo *site-general*, para el cual también incluye los valores de sus variables. Este tipo de modelo tiene en cuenta la atenuación de la señal debido a penetración de paredes y pisos, y la frecuencia de trabajo. Es esto a lo que se conoce como información de sitio, característica que tiene como requerimiento el presente modelo. El modelo *site-general* tiene la siguiente ecuación [10, 21, 22]:

$$L(dB) = 20 \log f + N \log d + L_f(n) - 28$$

(1.2)

Donde:

$L(dB)$: pérdida de trayectoria en decibelios

f : frecuencia en MHz

N : coeficiente de pérdida de potencia por distancia

d : distancia en metros entre transmisor y receptor

L_f : factor de pérdida de penetración por piso

n : número de pisos entre transmisor y receptor ($n \geq 1$)

Los parámetros L_f y N están dados por [22] en las tablas siguientes, que son resultado de mediciones reales:

Valores de N

Frecuencia (GHZ)	Residencial	Oficina	Comercial
0.9	-	33	20
1.2-1.3	-	32	22
1.8-2	28	30	22
2.4	28	30	
3.5		27	
4	-	28	22
5.2	30 (departamento) 28 (casa)	31	-
5.8		24	
60	-	22	17
70	-	22	-

TABLA 1-2: VALORES EXPERIMENTALES DE N.

FUENTE: [22]

Valores de L_f

Frecuencia (GHz)	Residencial	Oficina	Comercial
0.9	-	9 (1 piso) 19 (2 pisos) 24 (3 pisos)	-
1.8-2	4n	15 + 4(n - 1)	6 + 3(n - 1)
2.4	10 (departamento) 5 (casa)	14	
3.5		18 (1 piso) 26 (2 pisos)	
5.2	13 (apartamento) 7 (piso)	16 (1 piso)	-
5.8		22 (1 piso) 28 (2 pisos)	

TABLA 1-3: VALORES EXPERIMENTALES DE L_f .

FUENTE: [22]

Por otro lado, los modelos *site-specific* también son útiles para predecir la fuerza de la señal en ambientes interiores o cerrados. La característica principal de este modelo es que necesita información detallada de la estructura del sitio de interés. Además, el modelo *site-specific* se basa en la Teoría uniforme de difracción (UTD: *Uniform theory of diffraction*), y también en elementos empíricos [21]. UTD toma en cuenta los rayos difractados y reflejados. Es así que la predicción se vuelve más cercana a mediciones reales.

1.3.2 Modelo Log Distance

Considerado también un modelo *site-general*, este es usado usualmente para ambientes interiores; aunque también es usado en exteriores, pero en distancias cortas. Este modelo está basado en el *Distance-Power Law* y en el *Log-Normal Fading Model* [5, 9, 12]. Es del tipo semi-empírico, con sus respectivas variables empíricas, de los cuales se mostrarán resultados de sus variables más adelante. Por lo cual se recomienda que para una mayor precisión de este modelo, se encuentre

las variables del modelo a través de métodos empíricos para cada ambiente de interés.

Se define la siguiente ecuación para el respectivo modelo [12]:

$$L(dB) = PL(d_0) + 10n \log(d/d_0) + X_s \quad (1.3)$$

Donde:

- $L(dB)$: pérdida de trayectoria en decibelios
- $PL(d_0)$: pérdida de potencia en decibelios a la distancia de un metro del transmisor
- n : factor de coeficiente de pérdida de trayectoria
- d : distancia en metros entre el receptor y transmisor
- d_0 : distancia de referencia, normalmente es 1 metro
- X_s : variable aleatoria gaussiana con media cero y desviación estándar de σ dB

La variable X_s puede modelarse dependiendo del tipo de desvanecimiento que presenta el escenario. De no presentar desvanecimiento, X_s será 0. En caso de solo presentar desvanecimiento rápido, la variable aleatoria, que será representada por X_f , es modelada por Rayleigh o Rician, según sea el caso adecuado [5].

Las variables factor de coeficiente de pérdida de trayectoria n y la desviación estándar σ tienen algunos valores típicos de mediciones referenciados en [5, 9, 12]:

Valores de n y σ

<i>Tipo de edificio</i>	<i>Frecuencia (MHz)</i>	<i>10n</i>	<i>σ</i>
Vacuum or infinite space	---	20	0
Retail stores	914	22	8.7
Grocery store	914	18	5.2
Office, hard partition	1500	30	7.0
Office, soft partition	900	24	9.6
Office, soft partition	1900	26	14.1
Textile/Chemical	1300	20	3.0
Textile/Chemical	4000	21	7.0/9.7
Paper/Cereals	1300	18	6.0
Metalworking factory	1300	16 para LOS 33 para NLOS	5.8 para LOS 6.8 para NLOS

TABLA 1-4: VALORES EXPERIMENTALES DE n Y Σ .

FUENTE: [5, 9, 12]

1.3.3 Modelo One Slope

Es un modelo matemático muy simple en comparación con otros modelos. La predicción de pérdida de trayectoria depende de la distancia entre transmisor y receptor. Este modelo no toma en cuenta la descripción del ambiente a medir; es decir, no considera en su ecuación los posibles obstáculos y estructuras en la línea de vista. Es por ello que el presente modelo no es muy preciso en ambientes con obstrucciones y a largas distancias [23]. El modelo está definido por la ecuación:

$$L(dB) = L_o + 10n \log d \quad (1.4)$$

Donde:

$L(dB)$: pérdida de trayectoria en decibelios

L_o : pérdida de potencia en decibelios a un metro del transmisor

n : factor de coeficiente de pérdida de trayectoria

d : distancia en metros entre transmisor y receptor

En [24] se referencian valores calculados para L_o y n para diferentes frecuencias de trabajo:

Valores de L_o y n

$f(\text{Ghz})$	L_o (dB)	n	Ambiente
1.8	33.3	4	Oficina
1.8	37.5	2	Espacio abierto
1.8	39.2	1.4	Corredor
1.9	38	3.5	Oficina de edificio
1.9	38	2	Pasaje
1.9	38	1.3	Corredor
2.45	40.2	4.2	Oficina de edificio
2.45	40.2	1.2	Corredor
2.45	40	3.5	Oficina de edificio
2.5	40	3.7	Oficina de edificio
5.0	46.4	3.5	Oficina de edificio
5.25	46.8	4.6	Oficina de edificio

TABLA 1-5: VALORES EXPERIMENTALES DE L_o Y n .

FUENTE: [24]

1.3.4 Ecuación de FRIIS

Aunque es llamado comúnmente como ecuación, también se le puede considerar como un modelo matemático; de hecho, es el modelo teórico más conocido.

Este modelo tiene la singularidad teórica de que el ambiente donde se propaga la señal es ideal; es decir, sin obstáculos tanto en la línea de vista como en el rededor, esto tiene como efecto que no se produce ninguna reflexión, dispersión u otro fenómeno físico que afecte la señal [25]; es decir, al receptor solo llega la señal original salida del transmisor. Este modelo no toma en cuenta la propagación multicamino. Tiene como base la Pérdida de Trayectoria de Espacio Libre (FSPL: *Free Space Path Loss*), que es una ecuación que relaciona la potencia transmitida con la recibida en una espacio libre ideal y que depende de variables propias de la onda y la distancia entre receptor y transmisor. La ecuación es la siguiente:

$$\frac{P_t}{P_r} = FSPL = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (1.5)$$

Donde:

P_r : potencia en la antena de recepción

P_t : potencia en la antena de transmisión

λ : longitud de onda en metros en espacio libre

d : distancia en metros entre las dos antenas

Para obtener la ecuación de FRIIS, se le debe añadir las ganancias de ambas antenas, receptora y transmisora, y despejar la potencia recibida respecto a la potencia transmitida. La ecuación es la siguiente [26]:

$$P_r = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_r G_t P_t \quad (1.6)$$

También se puede expresar en el dominio de logaritmos:

$$P_{r(dB)} = G_{r(dB)} + G_{t(dB)} + P_{t(dB)} - L_s \quad (1.7)$$

Donde:

G_r : ganancia en la antena receptor

G_t : ganancia en la antena transmisora

L_s : es igual a $-10 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$

Se debe cumplir que $d > 2 \cdot (m^2) / \lambda$, donde m es la dimensión más larga de cualquier antena en el sistema.

2 Estimación de parámetros e intervalos de confianza

Los objetos presentes en un ambiente condicionan la calidad de las señales inalámbricas que viajan dentro de dicho ambiente, sin importar que el objeto esté en la línea de vista entre el transmisor y receptor. Esto se debe a los diferentes fenómenos físicos antes detallados (reflexión, refracción, dispersión) que afectan a las señales. Estos fenómenos tienen como resultado la propagación multicamino de una señal. Y también debemos tener en cuenta que en redes inalámbricas, la movilidad del usuario también tiene efectos en el rendimiento de la señal. Estos movimientos relativos entre transmisor y receptor ocasionan el efecto Doppler, que agregado a la propagación multicamino causa la variación de potencia de un enlace inalámbrico. Los desvanecimientos basados en la dispersión (o efecto) Doppler se pueden clasificar en rápido y lento dependiendo en la relación entre el ancho de banda de la señal propagada y la dispersión Doppler en el canal de radio. Si la dispersión Doppler es mayor y acapara el ancho de banda de la señal, se produce *fast fading*; por otro lado, si dicha dispersión es menor que el ancho de banda, se trata de *slow fading*.

En el receptor se suman varias señales afectadas por la dispersión Doppler y desfasadas entre sí como resultado de los fenómenos de propagación. El aumento o reducción de potencia de la señal en ese momento depende de dichos efectos y desfases. Si estas suman interferencia constructiva, el resultado es un aumento de potencia; si los desfases producen interferencia destructiva podría producir desvanecimiento, distorsión de señal y pérdida de datos.

La variación de señal se modela como un proceso aleatorio, dada la extrema dificultad en predecir de manera efectiva la conducta de las señales. Es por ello que existen modelos estadísticos que presentan distribuciones de probabilidad del comportamiento de la señal. Estos modelos nos ayudarán a trabajar con la

aleatoriedad de las señales. Dependiendo de qué tipo de desvanecimiento se presente en un ambiente, se debe trabajar con un específico modelo y su respectiva distribución estadística.

Como ya se ha nombrado en el capítulo anterior, este trabajo se concentra en el desvanecimiento basado en dispersión Doppler a pequeña escala (*Small Scale Fading*); es decir *Fast fading* y *Slow fading*. En cada uno de estos tipos de desvanecimiento que se estudiará, la aleatoriedad del valor en la recepción de señal está referenciado hacia un modelo de distribución estadístico; y en ocasiones, dependiendo del tipo de descripción del ambiente (LOS, NLOS, interior, exterior, cantidad de obstáculos, etc.) puede haber más de una opción de modelo para describir la señal. En este capítulo se describen los modelos estadísticos más relevantes a nuestro estudio, así como técnicas de estimación de parámetros e intervalos de confianza.

2.1 Modelamiento matemático del desvanecimiento rápido (*Fast fading*)

El desvanecimiento rápido ser caracterizado por más de un modelo estadístico de referencia, dependiendo del escenario donde se propaga. Modelar un canal con desvanecimiento rápido dependerá principalmente de la condición de existencia de línea de vista entre transmisor y receptor, y si hay una propagación de alguna señal dominante; es decir, si entre las muchas señales reflejadas/dispersadas/difractadas existentes, hay una dominante con mayor intensidad de potencia. También dependerá del número de antenas en el transmisor y receptor (MIMO). A continuación, se detallará las distribuciones asociadas al desvanecimiento rápido:

2.1.1 Desvanecimiento Rayleigh

El tipo de desvanecimiento que obedece una distribución Rayleigh se le denomina Desvanecimiento Rayleigh (*Rayleigh Fading*). Este tipo de desvanecimiento se

presenta en ambientes donde se producen numerosas reflexiones u otro tipo de fenómenos que afecten a la señal. La particularidad de este tipo de desvanecimiento es la ausencia de una señal dominante entre todas estas propagaciones multicamino de una señal [27].

Se suele asociar este desvanecimiento a las transmisiones sin línea de vista (NLOS, por sus siglas en inglés: *Non-light of sight*), y a ambientes donde el fenómeno físico prevaeciente es la dispersión. Este tipo de *fading* también es comúnmente usado para propagaciones de señal troposféricas e ionósferas [28].

La distribución Rayleigh modela a una variable continua positiva no limitada. Esta variable (digamos x) está compuesta por dos variables independientes gaussianas y y z con media cero y desviación estándar σ . El valor esperado de x es σ [29]. En la figura 2-1 se muestra gráficamente el *pdf* y *cdf* de la distribución Rayleigh. Se define x , la *pdf* y *cdf* de la distribución Rayleigh de la siguiente manera [29]:

$$x = \sqrt{y^2 + z^2} \quad (2.1)$$

$$p_x = \frac{1}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{x^2}{\sigma^2}\right) \quad (2.2)$$

$$F_x = 1 - \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{x^2}{\sigma^2}\right) \quad (2.3)$$

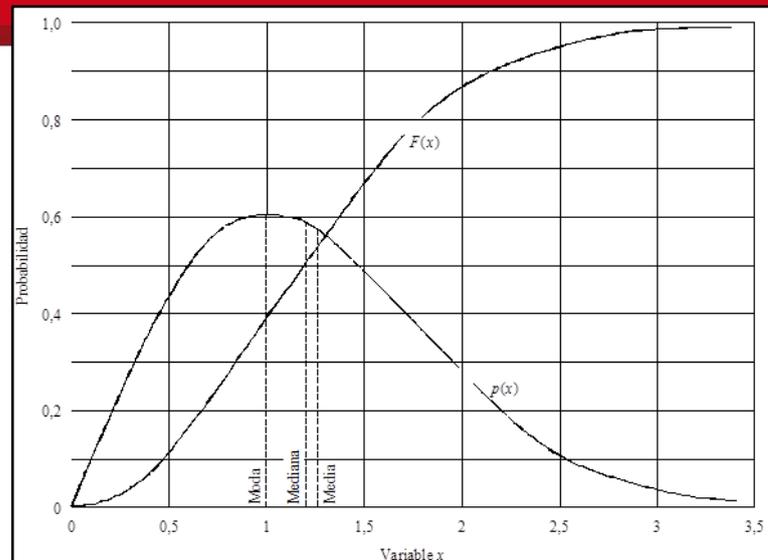


FIGURA 2-1: GRÁFICA DE PDF Y CDF DE DISTRIBUCIÓN RAYLEIGH.

FUENTE: [29]

La relación de este tipo de desvanecimiento con la distribución Rayleigh se explica de la siguiente manera: Cuando no se tiene línea de vista (NLOS) y el receptor recibe muchas reflexiones con fases aleatorias (asumida como uniformemente distribuidas), las componentes en fase (X_I) y cuadratura (X_Q) de la señal recibida son la suma de muchas señales. Cada una con media cero (fase aleatoria). Entonces, por el teorema de límite central tanto X_I como X_Q convergen (para un número grande de reflexiones) en *pdf* a variables Gaussianas con media cero y misma varianza σ^2 . La señal recibida (llamémosla r) es una variable gaussiana compleja bidimensional [28]. La relación entre la señal r y sus componentes X_I y X_Q es $r = \sqrt{x_I^2 + x_Q^2}$. Se puede observar que la ecuación que relaciona la señal con sus componentes es similar a la ecuación (2.1) y su descripción previa; es por ello, que el modelamiento de este *fading* es relacionado con la distribución Rayleigh.

2.1.2 Desvanecimiento Rician

El tipo de desvanecimiento que obedece una distribución Rician (también conocido como Nakagami-Rice) se le denomina Desvanecimiento Rician (*Rician Fading*). El

modelo que referencia al Rician *fading* es similar al Rayleigh con la diferencia que aquí sí existe una componente de la señal dominante entre todas las reflexiones recibidas. Es por ello que a este desvanecimiento se le suele asociar a transmisiones con línea de vista (LOS, por sus siglas en inglés: *light of sight*). Aquel componente dominante puede ser la suma de dos componentes con mayor intensidad de señal y se puede considerar también que dicha componente puede ser afectado por la atenuación presente en el ambiente [13].

La distribución Rician también se deriva de la gaussiana y generaliza la distribución Rayleigh. Según el documento ITU-R [29], la distribución Rician puede considerarse como la distribución de la longitud de un vector que es la suma de otros dos vectores, un vector de un valor fijo y un vector cuya longitud tiene una distribución Rayleigh. Si asumimos el modulo del vector fijo como a y σ como el valor esperado del módulo del vector de Rayleigh (esto se asume según la distribución Rayleigh), tenemos el siguiente *pdf*:

$$p_x = \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{ax}{\sigma^2}\right) \quad (2.4)$$

Donde I_0 es la función Bessel modificada de primera especie y de orden cero [29]. En la figura 2-3 se muestra gráficamente la distribución Rician.

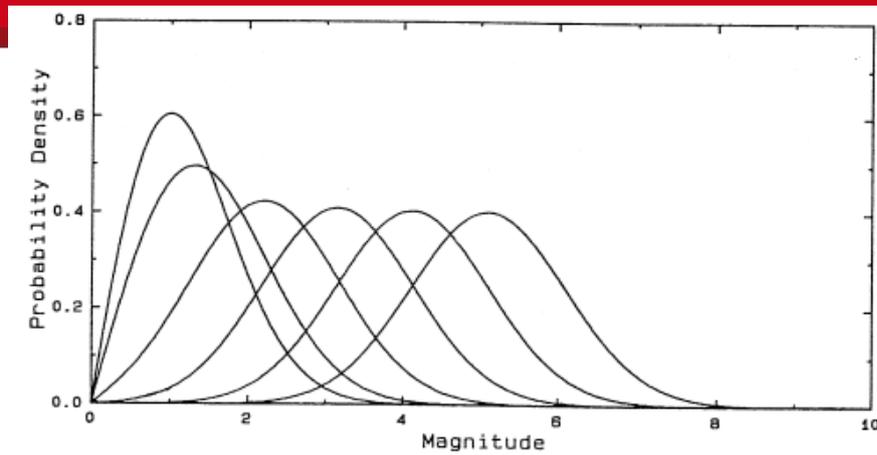


FIGURA 2-2: GRÁFICA DE PDF DE DISTRIBUCIÓN RICIAN.

FUENTE: [30]

La relación de este tipo de desvanecimiento con la distribución Rician se explica de la siguiente manera: este tipo de desvanecimiento ocurre cuando hay una anomalía en la propagación de una señal, propagación multicamino que causa la cancelación parcial de la señal. En el receptor llega al menos dos propagaciones y al menos uno está cambiando [13], entonces se podría deducir que aquel que no cambia es el dominante y que las otras propagaciones tienen distribución Rayleigh. Lo anterior tiene similitud con lo antes explicado en este punto: la distribución Rician se considera como la suma de un vector de longitud fijo y otro con un valor que es modelado por la distribución Rayleigh.

2.1.3 Desvanecimiento Nakagami-m

Además de las distribuciones Rayleigh y Rician, la distribución Nakagami-m también ha sido propuesta como modelo probabilístico para referenciar el comportamiento de las señales electromagnéticas. Aquel desvanecimiento que obedece la presente distribución, se le denomina Desvanecimiento Nakagami-m. Este tipo de desvanecimiento ocurre cuando en el receptor se suman *incoherentemente* (es decir, suma de intensidades, ignorando fases) m señales, cada una con desvanecimiento Rayleigh, distribuidas independientemente e idénticamente (i.i.d.) [31]. Otra forma

de explicarlo es cuando en el receptor llegan m propagaciones con igual fuerza de potencia, y se asume que la señal resultante es la suma de vectores con magnitud aleatorias [32]. El desvanecimiento Nakagami- m también se observa a la salida del *Maximum Ratio Combining* (MRC) de las señales de un arreglo de m antenas (MIMO receiver), donde cada antena experimenta (en forma independiente) Rayleigh fading. Otro escenario donde se ha observado que Nakagami- m fading es adecuado para caracterizar la señal recibida es el caso de la señal recibida por una sola antena proveniente de un arreglo de m antenas [33]. Este caso es de particular interés, ya que corresponde al escenario de las mediciones de este trabajo: nuestro sensor cuenta con una antena omnidireccional, mientras que los APs cuyas señales vamos a medir transmiten usando 3 antenas ($m=3$).

La distribución se aplica a una variable aleatoria positiva no limitada [29], y tiene dos parámetros: m , que es el parámetro de forma (*shape parameter*), y Ω , que es el parámetro de control de dispersión, que es el valor medio de $\overline{x^2}$. A continuación, se mostrará la relación del valor medio de $\overline{x^2}$ con el parámetro Ω , la *pdf* de la distribución y la gráfica de esta:

$$\Omega = \overline{x^2} \quad (2.5)$$

$$p_x = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}x^2} \quad (2.6)$$

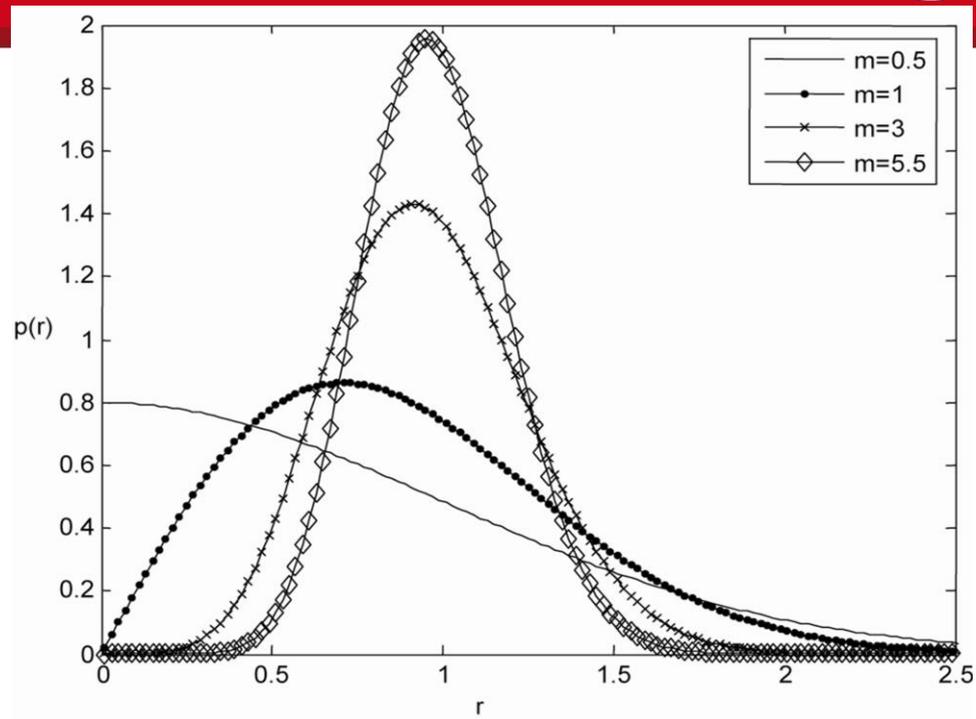


FIGURA 2-3: GRAFICA DE PDF DE DISTRIBUCIÓN NAKAGAMI-M.

FUENTE: [34].

Según el documento de la ITU [29], esta distribución muestra relación con otras distribuciones, incluyendo Rayleigh y Rician:

- Si una variable tiene una distribución m de Nakagami, el cuadrado de esta variable tiene una distribución gamma.
- Para $m = 1$, se obtiene una distribución de Rayleigh.
- Para $m = 1/2$, se obtiene una distribución normal unilateral.

2.2 Modelamiento matemático del desvanecimiento lento (*Slow fading*)

El desvanecimiento lento describe las variaciones o fluctuaciones lentas del promedio de la intensidad de la señal debido a los obstáculos en el medio de una pequeña área (como la cobertura en una celda por un transmisor de red móvil) y por el movimiento relativo del transmisor o receptor [35]. En base a mediciones experimentales, se ha

encontrado que el desvanecimiento lento puede ser modelado por la distribución log-normal con una media y desviación estándar expresada en decibelios [9, 12].

2.2.1 Desvanecimiento Log-normal.

La distribución log-normal puede ser definida como una distribución de una variable aleatoria X estrictamente positiva cuyo logaritmo está normalmente distribuido (es decir, $Y = \log X$ es una variable Gaussiana) [36]. Esta distribución es muy asociada a niveles de potencia o intensidad de señales debido a que estos valores son representados generalmente en decibelios, aunque también se puede expresar en escala de los reales. Las siguientes ecuaciones están dadas por [29]. La expresión de la función de densidad de probabilidad (*pdf* por sus siglas en inglés: *Probability Density Function*) en dominio logarítmico es la siguiente:

$$p_y = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_y} \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{y - \mu_y}{\sigma_y} \right)^2 \right] \quad (2.7)$$

Donde:

$y = 10 * \log_{10} x$, siendo x la variable con distribución log-normal, en mW.
 σ_y = desviación estándar en dB
 μ_y = la media de y en dBm

En nuestro caso que trabajaremos con señales de potencia, x representa la señal recibida en mW, mientras que y es el valor de la misma señal en dBm, es decir $y = 10 \log_{10} x$. En la figura 2-4 se muestra la gráfica del *pdf* de la distribución. En escala de los reales, el *pdf* de la distribución log-normal es la siguiente:

$$p_x = \frac{10 \log_{10} e}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_y \cdot x} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{10 \log_{10} x - \mu_y}{\sigma_y} \right)^2 \right], \quad \text{para } x \geq 0 \quad (2.8)$$

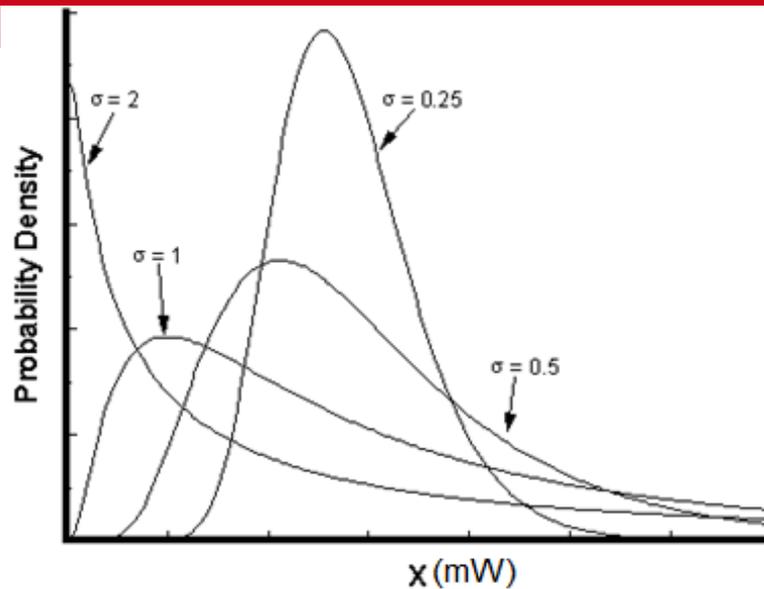


FIGURA 2-4: GRAFICA DE PDF DE DISTRIBUCIÓN LOG-NORMAL CON DIFERENTES DESVIACIONES ESTANDAR Y MISMA MEDIA.

FUENTE: [37]

Mientras que la función de distribución acumulativa (*cdf* por sus siglas: *Cumulative Distribution Function*) es la siguiente:

$$F_x = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{y - u_y}{\sqrt{2} \sigma_y} \right) \right) \quad (2.9)$$

Donde $\operatorname{erf}(x)$ es la “función de error”, definida como la probabilidad de que una variable aleatoria con distribución Gaussiana de media 0 y varianza 1/2 caiga en el rango $[-x, x]$; es decir:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-x}^x e^{-t^2} dt \quad (2.10)$$

A diferencia con la distribución gaussiana (o normal), en la distribución log-normal los valores de la variable aleatoria son el resultado de un producto de varias causas independientes e individuales [29].

2.3 Estimación de parámetros probabilísticos

La estimación de parámetros nos permitirá hacer predicciones sobre el comportamiento de la señal a partir muestras tomadas de ella. Por lo explicado anteriormente se sabe que la señal se ve afectada por diferentes fenómenos, es por ello que se busca hallar un estimador de los parámetros que gobiernan el comportamiento de la señal que produzca un menor error, para una cierta definición de este (error cuadrático, probabilidad de error, etc). Así también basándonos en la caracterización de la distribución probabilística que presenta la señal, podemos estimar otras variables con la cual esta señal presenta relación. Por ejemplo, basados en el comportamiento de la potencia de la señal en diferentes posiciones, y mediciones de nivel de señal experimentado por un receptor, se puede estimar su posición.

2.3.1 Estimadores MMSE, MAP y ML

Dado una variable aleatoria x cuya realización se quiere conocer, y un set \mathbf{y} de observaciones relacionados con x a través de una función de probabilidad condicional $f_{y|x}(y|x)$, se quiere encontrar una función $\hat{x}(\mathbf{y})$ que sirva para estimar el valor de x .

Notar que para una realización dada, el valor de x es fijo pero desconocido. Por lo tanto, se lo caracteriza con una función de probabilidad (*pdf*). A mayor información sobre x , lo más concentrada que será su *pdf*. Por ejemplo, x puede representar el valor transmitido por una fuente (0 o 1) en un instante dado.

La función $f_{y|x}(y|x)$ captura la dependencia de las observaciones en un valor dado de x . Por ejemplo, $f_{y|x}(y|x)$ puede representar la *pdf* de la salida de un canal cuando la entrada (transmisión) es igual a x .

Para un estimador dado $\hat{x}(\mathbf{y})$, y para una realización de x e \mathbf{y} , el error resultante de la estimación es igual $\varepsilon(x, \mathbf{y}) = x - \hat{x}(\mathbf{y})$. Este error también una variable aleatoria. Entonces, existen muchos criterios para comparar los errores inducidos por diferentes estimadores. Por ejemplo, uno puede estar interesado en estimadores donde el error inducido no exceda a un valor ε_{\max} (o que minimice la probabilidad de que este valor sea excedido). O, una aplicación puede estar interesado en estimadores donde el promedio del valor absoluto del error es minimizado. En general, el criterio para elegir un estimador depende de la aplicación y de la función costo del error. En esta sección describimos 3 estimadores basados en 2 criterios muy usados en la práctica: minimización del error cuadrático promedio, y minimización de la probabilidad de error.

2.3.1.1 Minimum Mean Square Error (MMSE)

Dado un set \mathbf{y} de observaciones, y un estimador $\hat{x}(\mathbf{y})$ sobre \mathbf{y} , el error de estimación es $\varepsilon = x - \hat{x}(\mathbf{y})$. En muchas aplicaciones, el costo asignado a un error ε es proporcional a ε^2 (p.ej., proporcional a la energía del error, o al cuadrado del módulo de la distancia). Entonces, es de interés encontrar un estimador que minimice el valor esperado del costo, es decir, que minimice el error cuadrado medio dado por $E\{\varepsilon^2\} = E\{\|x - \hat{x}(\mathbf{y})\|^2\}$. Entonces, se define al estimador MMSE (*Minimum Mean Square Error*) como la función $\hat{x}(\mathbf{y})$ de \mathbf{y} que minimiza:

$$\hat{x}_{MMSE}(\mathbf{y}) = \underset{\hat{x}(\mathbf{y})}{\operatorname{argmin}} E\{\|x - \hat{x}(\mathbf{y})\|^2\} \quad (2.11)$$

En un marco Bayesiano se llega a este valor calculando el esperado de la función *a posteriori*, es decir, la función de probabilidad de x luego de recolectar las observaciones \mathbf{y} : $f_{x|\mathbf{y}}(x)$. Entonces, se puede demostrar que:

$$\hat{x}_{MMSE}(\mathbf{y}) = E(X|Y = \mathbf{y}) \quad (2.12)$$

Cuando esta ecuación es muy complicada de calcular se puede optar por hallar el estimador lineal (función $\hat{x}(\mathbf{y}) = A\mathbf{y} + b$), que hace mínima la suma de cuadrados

del error de estimación. Al tener solo que estimar dos valores (A y b), este estimador lineal suele ser mucho más fácil de calcular. Además, para algunas distribuciones (notablemente la Gaussiana), se llega al mismo resultado para el estimador MMSE y el estimador lineal.

2.3.1.2 Estimador Maximum a Posteriori (MAP)

En esta estimación se busca elegir el estimador con el cual se minimiza la probabilidad de error (variable discreta), o la probabilidad de que el valor buscado se encuentra fuera de un intervalo pequeño centrado en el valor retornado por el estimador [38]. Es decir, en este caso se asume que todos los valores de error tienen el mismo costo (función costo 0/1), como es el caso por ejemplo en comunicaciones digitales.

Tomando en cuenta que la probabilidad de error se minimiza cuando la probabilidad de que se haya elegido el punto correcto se maximiza, se puede demostrar que el estimador *Maximum A Posteriori* (MAP) es aquel que retorna el punto para el cual la función de distribución *a posteriori* de x ($f_{x|y}(x)$) es máximo:

$$\hat{x}_{MAP}(y) = \operatorname{argmax} f_{x|y}(x) \quad (2.13)$$

2.3.1.3 Maximum Likelihood (ML)

El estimador *Maximum Likelihood* (ML) es un caso especial del estimador MAP donde las distribuciones a priori de la variable a estimar no son conocidas, o son iguales. En este caso, usando Bayes, la probabilidad a posteriori de x dada la observación y puede ser escrita como:

$$f_{x|y}(x|y) = \frac{f_{x,y}(x,y)}{f_y(y)} = \frac{f_x(x)f_{y|x}(y|x)}{f_y(y)} \quad (2.14)$$

Donde $f_{x,y}(x,y)$ es la *pdf* conjunta de x e y , $f_x(x)$ es la *pdf a priori* de x , y $f_y(y)$ es la probabilidad de la observación y . Si asumimos que $f_x(x)$ es constante independiente

de x , como es el caso cuando x es uniformemente distribuida, o cuando no conocemos la distribución a priori, y como $f_y(y)$ no depende de x , tenemos:

$$\hat{x}_{ML}(y) = \operatorname{argmax}_x f_{x|y}(x) = \operatorname{argmax}_x \frac{f_x(x)f_{y|x}(y|x)}{f_y(y)} = \operatorname{argmax}_x f_{y|x}(y|x)$$

Definiendo $L(y|x) = f_{y|x}(y|x)$ como la “función de *likelihood*”, el estimador ML es aquel que maximice esta función $L(y|x)$ o equivalentemente, que maximice su logaritmo $\log L(y|x)$ (que muchas veces es más fácil de manipular).

Por ejemplo, sea $Y = y_1, y_2, \dots, y_n$ un conjunto de n observaciones i.i.d., con función de probabilidad $f(y|\theta)$ donde θ es un parámetro a estimar (ósea, $X = \theta$). Entonces, el estimador ML será aquel que maximice la función de *likelihood*:

$$L(x_1 \dots x_n | \theta) = f(x_1 | \theta) * f(x_2 | \theta) \dots \dots * f(x_n | \theta)$$

Es decir:

$$\hat{\theta}_{ML}(x_1 \dots x_n) = \operatorname{argmax}_{\theta} f(x_1 | \theta) * f(x_2 | \theta) \dots \dots * f(x_n | \theta) \quad (2.15)$$

2.3.2 Estimación de parámetros bajo desvanecimiento rápido

Considerando una señal que experimenta (*fast*) Rayleigh *fading*, el módulo de la señal recibida (r) tiene una *pdf* definida por la distribución Rayleigh de parámetro σ . La potencia de la señal $p_x = r^2/2$ tiene una función exponencial de parámetro $\lambda = \sigma^2$. Entonces, nuestro objetivo es determinar el valor de λ en base a varias mediciones de potencia. Una vez obtenido λ , se puede caracterizar la *pdf* de la potencia recibida en cualquier instante de tiempo.

Sean $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ n mediciones de la potencia recibida. Asumiendo que estas mediciones se han realizado con suficiente diferencia de tiempo para considerarlas independientes, se tiene que cada valor de x_i es i.i.d. con *pdf* exponencial y media λ .

$$x_i \sim p_x = \frac{1}{\lambda} \cdot \exp\left(-\frac{x}{\lambda}\right)$$

Entonces, se determina el estimador MLE de λ de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda} &= \operatorname{argmax}_{\lambda} P(x_1 \dots x_n) = \operatorname{argmax}_{\lambda} \prod_{i=1}^n \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{x_i}{\lambda}} \\ &= \operatorname{argmax}_{\lambda} \frac{1}{\lambda^n} * e^{-\frac{\sum_{i=1}^n x_i}{\lambda}} = \operatorname{argmax}_{\lambda} \left(\frac{1}{\lambda} * e^{-\frac{\bar{x}}{\lambda}}\right)^n \\ &= \bar{x} \end{aligned}$$

Donde $\bar{x} = \sum_{i=1}^n \frac{x_i}{n}$ es la media aritmética de las observaciones. La última identidad se obtiene porque para los valores positivos, $f(\lambda)^n$ es maximizado si y solo si $f(\lambda)$ es maximizado, y porque la función $f(\lambda) = \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{\bar{x}}{\lambda}}$ es maximizada cuando $\lambda = \bar{x}$. De esta forma se demuestra que es mejor estimador del *fast fading* es el promedio aritmético de las muestras que se obtienen, en watts.

2.3.3 Estimación de parámetros bajo desvanecimiento lento

La pdf de una señal en desvanecimiento lento puede ser modelada con una distribución del tipo log-normal como ya se explicó en 2.2.1. En el capítulo 4 se muestra que en efecto esta distribución es adecuada para modelar la señal bajo desvanecimiento lento.

En este caso, se desea hallar el estimador MLE de los parámetros μ y σ de la distribución log-normal que caracteriza a la señal bajo desvanecimiento lento, en función de las mediciones $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ de potencia recibida en dBm, donde cada valor de x_i es i.i.d. con pdf:

$$f(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x - \mu}{\sigma}\right)^2\right]$$

Entonces, la función *likelihood* es igual a:

$$L(\mu, \sigma) = f(x_1|\mu, \sigma) * f(x_2|\mu, \sigma) \dots \dots * f(x_n|\mu, \sigma)$$

$$= \frac{1}{\sigma^n 2\pi^{\frac{n}{2}}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (x_k - \mu)^2\right\}$$

El logaritmo de la función *likelihood* es:

$$\ln L(\mu, \sigma) = -n \ln(\sigma) - \frac{n}{2} \ln(2\pi) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (x_k - \mu)^2$$

A fin de hallar los valores de μ y σ que maximizan la expresión anterior (es decir, los MLE), se deriva la expresión con respecto a estos dos parámetros e iguala a cero:

$$\frac{\partial L(\mu, \sigma)}{\partial \mu} = \frac{2}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (x_k - \mu) = 0$$

$$\frac{\partial L(\mu, \sigma)}{\partial \sigma} = -\frac{n}{\sigma} + \frac{1}{\sigma^3} \sum_{k=1}^n (x_k - \mu)^2 = 0$$

Resolviendo la primera ecuación:

$$\sum_{k=1}^n (x_k - \mu) = 0 \rightarrow \sum_{k=1}^n x_k - n\mu = 0 \rightarrow \hat{\mu} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k = \bar{x}$$

Sustituyendo en la segunda ecuación

$$-\frac{n}{\sigma} + \frac{1}{\sigma^3} \sum_{k=1}^n (x_k - \bar{x})^2 = 0 \rightarrow \sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (x_k - \bar{x})^2 = S^2 \rightarrow \hat{\sigma} = S$$

De esta forma se demuestra que los estimadores MLE ($\hat{\mu}$ y $\hat{\sigma}$) para μ y σ dado un conjunto de mediciones, es el promedio de las potencias medida (en dBm) y la raíz cuadrada de su varianza respectivamente.

2.4 Métodos de interpolación y extrapolación

Se ha explicado y detallado anteriormente sobre las distribuciones probabilísticas que modelan el comportamiento de la señal electromagnética –y por ende, la atenuación de la señal- y sobre la estimación teórica de parámetros de la señal bajos los efectos de los *fadings* a pequeña escala. En esta sección se abocará en una técnica especial

para interpolación y extrapolación de predicciones de valores a partir de un conjunto de datos. Este tipo de métodos es de interés para nuestro trabajo debido a que nuestra base de datos se caracterizará por ser un conjunto de puntos geográficos (coordenadas) con sus respectivos valores (atenuación de la señal). Estos puntos geográficos estarán separados entre sí, y por métodos de interpolación se predecirá aquellos valores de *path loss* comprendidos entre aquellos puntos geográficos pertenecientes a nuestro conjunto de datos.

2.4.1 Método Kriging

Kriging puede ser definido como un método o algoritmo de interpolación estocástico aplicado originalmente a investigaciones geoestadísticas y que se ha extendido a otros campos [39]. Esta interpolación se caracteriza por estar basada en un proceso gaussiano en el cual el valor de una variable (digamos \hat{Z}) que corresponde a una localización dada es estimada a partir de datos de valores Z_i conocidas pertenecientes a localizaciones vecinas (colindantes). Kriging requiere conocer las propiedades de la estructura espacial del área a trabajar, a este parámetro se le conoce como variograma (o semi-variograma), y está íntimamente ligado a la función de autocorrelación espacial.

El estimador Kriging asigna diferentes pesos a los valores Z_i que actúan como datos dentro de la vecindad alrededor de la localización a estimar (localización con valor desconocido); es decir todos los valores usados como datos proveerán información para estimar z en la localización con valor desconocido; sin embargo, aquellas que estén más cercana a dicha localización serán importantes en mayor medida. Cada valor Z_i de nuestra data tendrá un peso que será asignado de acuerdo a la información de nuestro variograma [40].

El variograma $\gamma(h)$, en notación probabilística, puede definirse como el promedio del cuadrado de la diferencia de los valores separados aproximadamente por una distancia h (más conocida como *lag distance*) [41].

$$\gamma(h) = \frac{1}{N(h)} \sum_{N(h)} [Z(\vec{u}) - Z(\vec{u} + \vec{h})]^2$$

Donde $N(h)$ es el número de pares separados una distancia h .

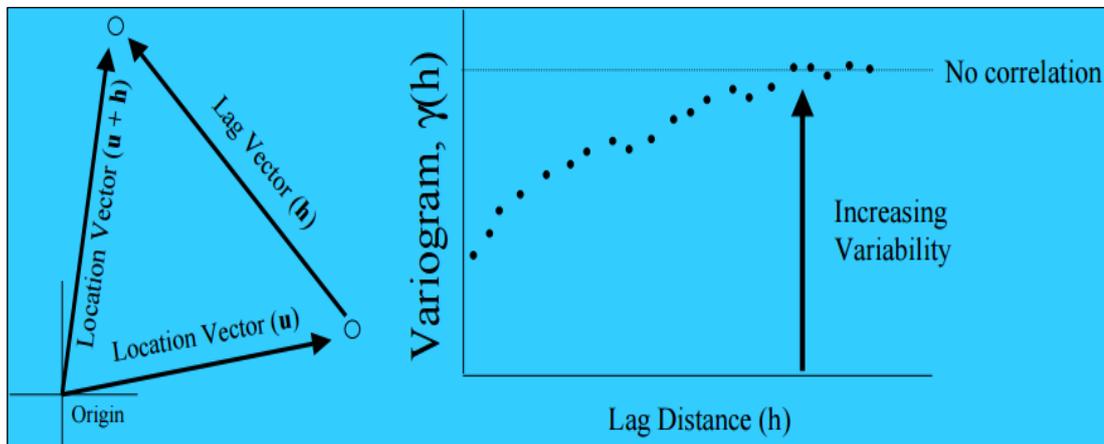


FIGURA 2-5: FUNCIONAMIENTO DEL VARIOGRAMA.

FUENTE: [41]

Entonces se puede inferir que el variograma cuantifica la variación espacial (inversa aritmética de la autocorrelación espacial), y que mientras el *lag distance* (h) es más corto, las variaciones son pequeñas y que incrementa al aumentar h . Los valores estimados por el algoritmo Kriging dependen de la variación espacial de la región de interés, y esta información es provista por el variograma.

El método de Kriging se basa en modelar el proceso medido $y(x)$ como [42]:

$$y(x) = \sum_{j=1}^L \lambda_j B_j(x) + z(x)$$

Donde $y(x)$ es la función estocástica que caracteriza los valores del proceso en la localización x . $B_j(x)$ es un conjunto de funciones que rigen sobre la región y forman un conjunto base. λ_j representa los pesos de cada función base en la tendencia del proceso. Entonces, el valor en cada punto es modelado como la suma de un valor determinístico (definido por la tendencia) y una variable gaussiana $z(x)$. Dados un set de mediciones (una instancia) en los puntos $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ y asumiendo que la tendencia es encontrada, el método Kriging puede determinar el valor de las realizaciones de $\{z_1, z_2, \dots, z_n\}$. Basados en estos valores, y el conocimiento de la correlación espacial del proceso $z(x)$, el método Kriging trata de estimar los valores $z(x)$ en otros puntos del espacio (interpolación).

En nuestro caso (medición de *path loss* en un conjunto de puntos), la tendencia puede relacionarse al componente de *path loss* que depende de la distancia. En ese caso, $z(x)$ puede interpretarse como el efecto de obstáculos que causa desvanecimiento lento. La correlación espacial entre los valores de $z(x)$ dependerá del tamaño de los obstáculos que causaron el *fading*, y varía de ambiente en ambiente.

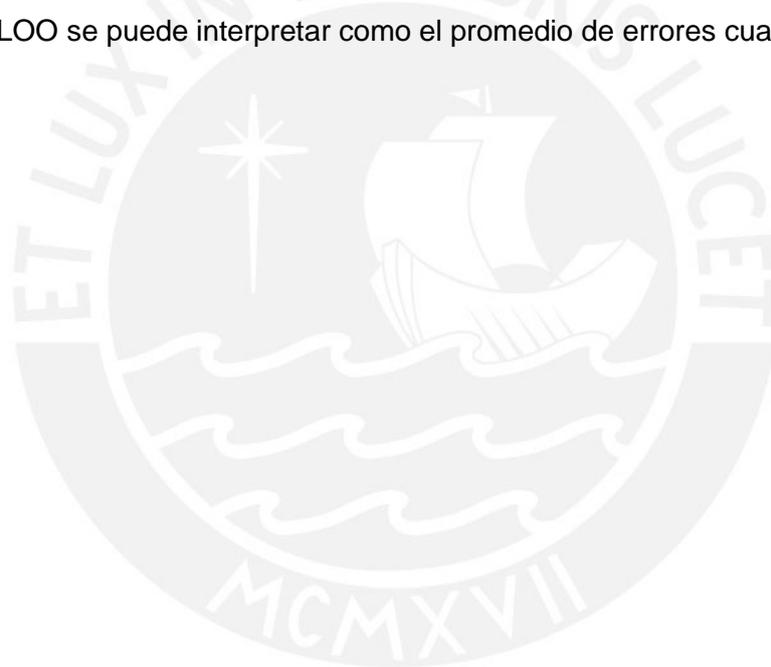
Con la interpolación Kriging no es necesario que las coordenadas de nuestros puntos medidos estén distribuidas simétricamente (a diferencia de otras interpolaciones, como la cúbica); es decir, la data puede estar esparcida de cualquier modo sobre nuestro plano de trabajo

Además, la interpolación Kriging es exacta en el sentido de que si un punto a estimar coincide con un punto ya con data, se le asigna automáticamente su data correspondiente. Además, Kriging es capaz de calcular su propia confiabilidad o exactitud de cada punto interpolado con la validación de correlación cruzada (Validación Leave-One-Out: LOO).

La validación cruzada funciona en base a datos de prueba y de entrenamiento. En específico a LOO, como dato de prueba se toma un solo valor medido Y_i y los demás valores medidos servirán de datos de entrenamiento. Con los datos de entrenamiento, se estima el valor localizado en el punto de prueba \hat{Y}_i . Este valor estimado a partir de los datos de entrenamiento se compara con el valor prueba Y_i . El error LOO es el resultado del promedio de todas las diferencias entre el valor del dato de prueba y el valor estimado a partir de los datos de entrenamiento [39, 43].

$$LOO = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2$$

Donde LOO se puede interpretar como el promedio de errores cuadrados.



3 Localización de usuarios móviles dentro de una red

inalámbrica

El crecimiento exponencial de equipos inalámbricos ha conllevado a la investigación de aplicaciones útiles en función a ellos. La infraestructura de la red inalámbrica ha crecido a la par con la aparición de estos dispositivos con la tendencia hoy en día de BYOD (*Bring Your Own Device*) o CYOD (*Choose Your Own Device*) los cuales hacen referencia a que los usuarios cuando se encuentran en un campus universitario, lugar de trabajo, complejo público, etc., buscan estar conectados desde su dispositivo móvil a la red inalámbrica.

Actualmente la red con acceso más simple es la red inalámbrica es por ello que los administradores de red buscan soluciones que le den seguridad a la misma, entre ellas está la localización de usuarios dentro de la WLAN. Pensando en la seguridad serviría para localizar aquel usuario intruso en nuestra red; sin embargo esta localización puede tener otras aplicaciones como registro de usuarios, mapa guía a un complejo, localización de alumnos a salones etc.

Para lograr esta localización de usuarios dentro de ambientes *indoor* existen diferentes técnicas, las que están orientadas a la geometría como TOA (tiempo de arribo), TDOA (diferencia del tiempo de arribo) y AOA (ángulo de arribo), proximidad como la localización por radio-frecuencia (RFID); aunque, una de las técnicas que mejor se acomoda a una red inalámbrica es la *fingerprinting*, por su menor costo de implementación, escalabilidad y precisión de localización. Es la que se desarrollará en la presente tesis pero también se presentará teoría de las demás técnicas para entender porque la *fingerprinting* fue la elegida.

3.1 Técnicas de localización indoor

Se presentan diferentes técnicas para la localización de usuarios en ambientes *indoor*. La triangulación que se basa en las propiedades de los triángulos para predecir la localización del usuario y asume el mejor camino al objetivo a localizar por ello requiere *Line of Sight* (LOS) para que su estimación sea correcta; Proximidad basada en una red de sensores que detectan etiquetas dentro de su sistema de localización, su precisión se basa en la cantidad de sensores que presenta su sistema; y *Fingerprinting*, la técnica que nosotros usaremos, la cual utiliza un mapa de cobertura de la señal basado en la característica RSSI de la misma para poder realizar un comparación con la data que proporcione el objetivo a localizar (RSSI medido en la posición).

3.1.1 Triangulación

La técnica de triangulación utiliza las propiedades de la geometría de los triángulos para poder predecir la locación del objetivo [44]. Esta técnica puede estar dividida en dos categorías: Laterización y Angulación [45]. En la técnica de Laterización se calcula la posición del objetivo calculando su distancia del mismo a varios puntos de referencia. Esta distancia puede ser calculada midiendo la potencia de la señal recibida (RSS), el tiempo de arribo (TOA) y la Diferencia del tiempo de arribo (TDOA). En la técnica de angulación, se usa información del ángulo de arribo (*Angle of Arrival*, o AoA) para poder realizar la triangulación y así estimar la posición del objetivo.

3.1.1.1 Time of Arrival (TOA)

TOA requiere una precisa sincronización entre las estaciones base y el móvil a localizar, pues necesita el conocimiento exacto del momento cuando se comenzó a transmitir los *beacons* [46]; así las estaciones base, que están sincronizadas con el móvil, podrán determinar el tiempo de arribo de la señal a los distintos nodos. Finalmente, con el tiempo de arribo a los diferentes nodos y la velocidad de

propagación de la señal se podrá determinar la distancia entre el nodo y el móvil a localizar. Este método requiere un alto costo por la alta sincronización que requieren los dispositivos [47]. Además, esta técnica asume que la señal llega por el camino más corto, lo cual solo está garantizado si tiene *Line of Sight* (LOS) a todas las estaciones base, lo que es poco probable en ambientes *indoor* por los diferentes fenómenos que presenta la señal en los mismos.

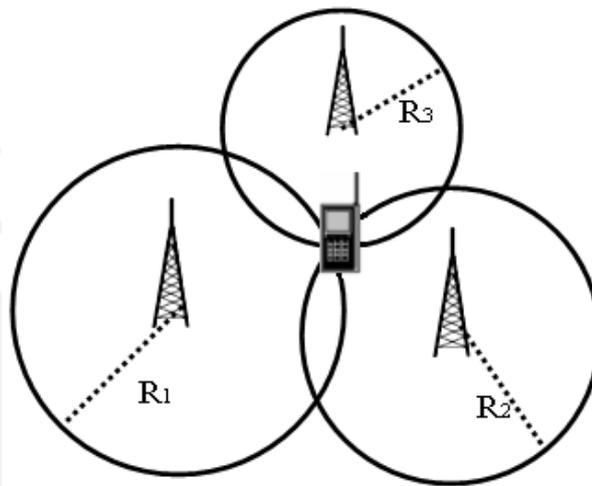


FIGURA 3-1 : LOCALIZACIÓN DE UN MÓVIL USANDO TIEMPO DE ARRIBO

FUENTE: [48]

3.1.1.2 Time Difference of Arrival (TDOA)

TDOA mide la diferencia promedio relativa en el tiempo de propagación de la señal a las diferentes estaciones base, con este tiempo promedio se calcula la distancia entre las estaciones y el objetivo [47]. Esta técnica requiere la sincronización de los diferentes receptores de la señal, a diferencia de TOA que requiere la sincronización de los receptores y el objetivo a localizar [47]. Cada TDOA produce una curva hiperbólica buscando así la intersección de múltiples hipérbolas dadas por diferentes nodos, así cada intersección será una posible localización del objetivo siendo necesario conocimiento previo para discernir cual sería la locación real [46]. Así

como se explicó en la técnica TOA, para la precisión de esta técnica también requiere LOS, pues sino las diferencias de los tiempos relativos hallados serán mayores a los que realmente se debería hallar, introduciendo así error en el método de localización.

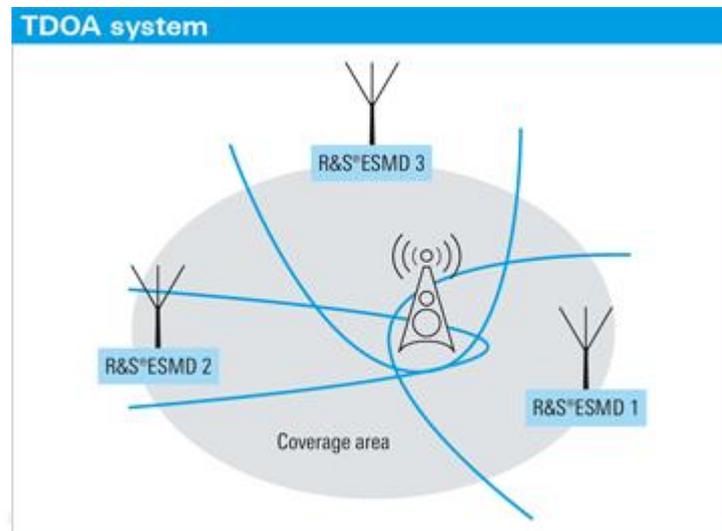


FIGURA 3-2: LOCALIZACIÓN USUARIO UTILIZANDO DIFERENCIA DEL TIEMPO DE ARRIBO

FUENTE: [49]

3.1.1.3 Received Strenght Signal (RSS)

El algoritmo de localización basado en RSS estima la posición basado en la potencia de la señal de radio frecuencia [47], para ello necesita establecer un modelo entre el RSS y la distancia generalmente basándose en el *Access Point* (AP) más cercano. Para ambientes *indoor* esta relación es compleja pues encuentras varios fenómenos que afectan la señal como la reflexión, refracción, etc.; es por ello que es difícil encontrar un modelo que pueda predecir con exactitud la posición del objetivo.

3.1.1.4 Angle of Arrival (AoA)

El algoritmo de AoA necesitar detectar el ángulo de incidencia de arribo de la onda enviado por el móvil hacia el arreglo de la estación base [47]. Para poder obtener la

posición del objetivo se necesita dos o más estaciones que reciban la señal enviada por el móvil, de esta forma la intersección de la misma será un estimado de la posición. La localización por AoA tiene sus limitaciones en el costo pues requiere antenas especializadas en las estaciones que base que permitan medir el ángulo de incidencia; además de afectar su precisión en ambientes *indoor* la presencia de fenómenos multicamino [46].

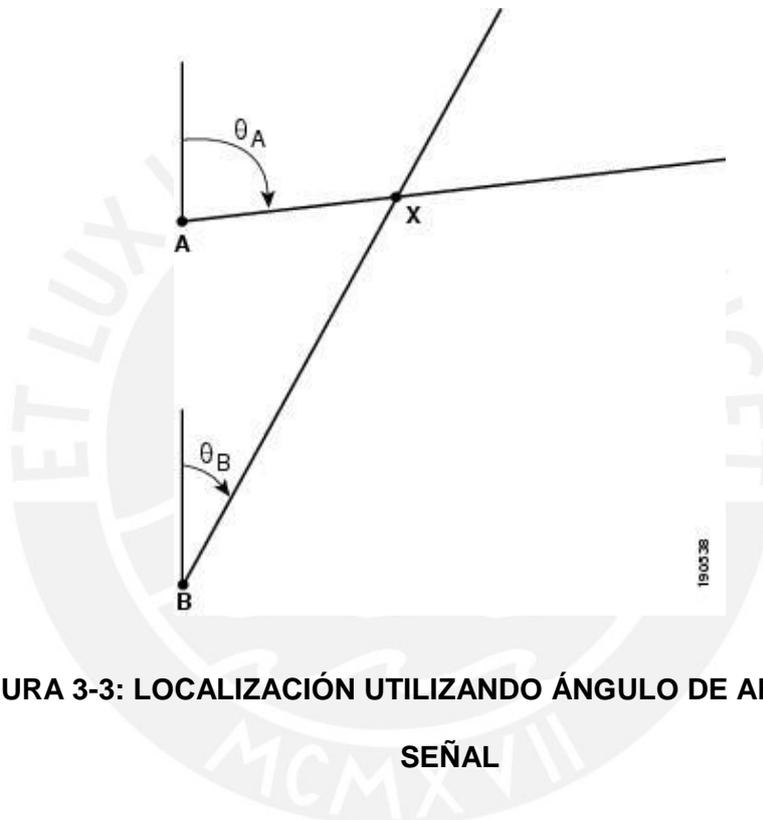


FIGURA 3-3: LOCALIZACIÓN UTILIZANDO ÁNGULO DE ARRIBO DE LA SEÑAL

FUENTE: [50]

3.1.2 Proximidad

La técnica de proximidad identifica la zona donde se encuentra un objeto en vez de calcular su posición exacta; comúnmente es usado en un sistema basado en sensores [44]. Esta técnica es realizada con una red de sensores dentro de un sistema, de esta manera cuando un objetivo es detectado por uno o más sensores se determina cual es el más cercano y se asume como posición el lugar de cobertura

dado por el sensor. La detección por Radio Frecuencia (RFID) es un ejemplo del caso de Proximidad, en este ejemplo una serie de escáneres son colocados en la zona donde se quiera realizar la detección de las etiquetas que serán adheridas a indistintos objetivos a localizar. Esta técnica para poseer precisión requiere una gran cantidad de escáneres dentro de su sistema de detección, así también las etiquetas que se adhieren a los objetivos a localizar, lo que hace la técnica altamente costosa y poco escalable [47].

3.1.3 Fingerprinting

El sistema de localización basado en la técnica *Fingerprinting* posee dos fases: La primera fase es de entrenamiento offline donde son medidos los valores de la potencia de la señal de múltiples APs y con la recolección de esta datase forma un mapa de cobertura en el cual se asigna la potencia medida a los diferentes APs fijos, creando de esta manera una matriz de cobertura de la señal. En la fase online de determinación de la posición, el equipo inalámbrico tendrá una señal de potencia dada, con la cual se buscará la mejor comparación en la matriz de cobertura que se ha recolectado obteniendo de esta manera una estimación de la posición del equipo inalámbrico [51]. Esta técnica es más implementada pues es más simple de desarrollar y es tolerante a los fenómenos que presentan las señales inalámbricas.

3.2 Estimación basada en RSSI

Para estimar la posición del objetivo a localizar nos basaremos en la característica RSSI de la señal, pero esta localización puede estar basada en triangulación o *fingerprinting*; por ello explicaremos el comportamiento de las diferentes técnicas en ambientes *indoor* y cómo afecta a la localización la presencia de heterogeneidades en el medio (e.g. *path loss* no simétrico, desvanecimiento rápido, etc.).

3.2.1 Triangulación/Trilateración en ausencia de ruido

La precisión de las técnicas de triangulación varía de acuerdo a sus requerimientos, por ejemplo la localización por tiempo de arribo requería la sincronización del receptor y transmisor para una mejor estimación de la posición. Esta estimación se verá afectada por fenómenos que afecten la señal como multicamino, difracción, refracción, etc. Las diferentes técnicas de las cuales se hablaron en el capítulo previo presentan desventajas frente al uso de los RSSI, estas desventajas se presentan en la siguiente tabla.



Algoritmo	Desventajas
TOA	Es complejo de implementar. Requiere una precisa sincronización del tiempo de todos los dispositivos involucrados, lo cual implica un alto costo de implementación.
TDOA	Requiere conocimiento previo acerca del sistema para eliminar cualquier ambigüedad en la posición. Se ve afectado por la interferencia multicamino.
AOA	Requiere antenas adicionales las cuales puedan medir el ángulo de llegada de la señal lo cual implica un alto costo de implementación. Su precisión se ve afectada por interferencia multicamino, no línea de visión entre las estaciones base y el equipo móvil, y la reflexión de la señal con la pared u otros objetos. Debido a estos factores puede cambiar la dirección de la señal de arribo afectando así la precisión de la posición. El algoritmo AOA es susceptible a la distancia por ello mientras más alejado está el móvil de las estaciones base, la precisión en la posición decrece.

TABLA 3-1: DESVENTAJAS DE LOS MÉTODOS DE LOCALIZACIÓN

FUENTE: [52]

Las principales desventajas mostradas en la tabla nos llevaron a elegir el RSSI como método de localización pues será más fácil de implementar en comparación a las otras técnicas pues no necesita de hardwares especializados para medir diferentes parámetros como ángulo de arribo, diferencia de tiempo de llegada, etc. Ahora se compararán dos opciones de localización basados en RSSI, trilateración y *fingerprinting*.

3.2.2 Problemas con trilateración basada en RSSI

El uso de los coeficientes RSSI medidos para hacer un modelo entre la distancia de los APs y el dispositivo móvil se ve afectado pues los RSSI medidos pueden variar debido a desvanecimiento multicamino y los obstáculos que se encuentran dentro del ambiente interior. De esta forma establecer un modelo el cual tenga una correcta precisión de localización basado en la trilateración de los RSSI requeriría tiempo de trabajo extenso e intensivo [52]. Además, como se discute en las siguientes secciones, el mapeo de RSSI a distancia no es único, pues diferentes puntos a la misma distancia experimentan diferente *path loss*. Similarmente, la curva de nivel para un *path loss* dado, no es circular ni simétrica.

3.2.2.1 Desvanecimiento lento y ruido

Existen factores que se deben tener en cuenta al momento de modelar la distancia entre los APs y el dispositivo móvil. El desvanecimiento rápido como se explicó en el capítulo 2, representa a las fluctuaciones que presenta la señal cuando existen obstáculos en el camino, estas fluctuaciones inducen un error en la precisión de la localización del objetivo. De la misma forma recordemos que las señales electromagnéticas se ven afectadas con la presencia de ruido en el ambiente. Es así que en el modelamiento que se podría ejecutar basándonos en los RSSI se tendría que tener en cuenta los errores inducidos por los casos señalados.

3.2.2.2 Atenuación no simétrica

La realización de un modelo basado en la trilateración y las mediciones de los RSSI, implicaría tener en cuenta varios factores entre ellos la atenuación de la señal. Para ser claros, la precisión de este modelo estaría dependería de la línea de vista que tenga el objetivo a localizar y los APs, pero en ambientes *indoor* esto no es posible; Es así que la señal llega al receptor de cualquier lado por los diferentes obstáculos que presenta el ambiente; No obstante, se presupone que esta atenuación también

podría ser modelada pero en el caso de los ambientes *indoor* la atenuación no es simétrica, pues cada ambiente presenta un arreglo interior variable y la señal puede ser afectada de diferentes formas. Es así que la presencia de una atenuación no simétrica no permite un modelamiento general basándonos en trilateración.

3.3 Estimación basada en Fingerprinting

3.3.1 Estimador MLE para geolocalización basado en RSSI

Para estimar la posición de un objetivo móvil el cual se encuentre cubierto por indistintos APs, se podría utilizar cualquiera de los estimadores descritos anteriormente. Sin embargo, el estimador MMSE para señales del tipo log-normal es bastante complejo de analizar. El estimador MAP sería una buena opción, pero no se conocen las probabilidades *a priori* de las posiciones. Es por eso, que se decide utilizar el estimador MLE.

Sabemos que la pdf de la potencia x_i^k de la señal (en dBm) emitida por AP_i en un punto p_k tiene la forma:

$$f_x(x_i; \mu_k(p_k), \sigma_k(p_k)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_k} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x - \mu_k}{\sigma_k}\right)^2\right]$$

Donde x : Es la potencia medida en el punto en dBm

μ_k : Es el valor esperado de la pdf log-normal en el punto p_k

σ_k : La desviación estándar en el punto p_k

La función *likelihood*, entonces es igual a:

$$L(x^k | p_k) = f(x_1^k | \mu_1(p_k) \sigma_1(p_k)) * f(x_2^k | \mu_2(p_k) \sigma_2(p_k)) \dots \dots * f(x_n^k | \mu_n(p_k) \sigma_n(p_k))$$

$$= \frac{1}{\prod \sigma_i^k (2\pi)^{n/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2} \sum \frac{(\hat{x}_i^k - \mu_i^k)^2}{\sigma_i^{k2}}\right\}$$

Aplicando logaritmo natural

$$\ln(L(x^k | \mu_i^k, \sigma_i^k)) = -\ln(\prod \sigma_i^k) - \frac{n}{2} \ln(2\pi) - \frac{1}{2} \sum \frac{(\hat{x}_i^k - \mu_i^k)^2}{\sigma_i^{k2}}$$

Multiplicamos la expresión por -1 e ignoramos el segundo término porque es constante, de lo cual obtenemos

Ecuación 3.1 (Negativo ML)

$$F(\hat{x}^k | p_k) = \ln(\prod \sigma_i^k) + \frac{1}{2} \sum \frac{(\hat{x}_i^k - \mu_i^k)^2}{\sigma_i^{k2}}$$

Donde \hat{x}_i^k es el conjunto de mediciones de potencia medida en una posición desconocida y los conjuntos $\{\mu_1^k, \mu_2^k, \dots, \mu_n^k\}$ y $\{\sigma_1^k, \sigma_2^k, \dots, \sigma_n^k\}$ son las mediciones en la base de datos correspondientes al punto K (*fingerprinting*). De esta manera hallaremos la posición \hat{x}^k donde el Negativo ML ($F(\hat{x}^k | p_k)$) será mínimo y tenga la mayor probabilidad de ser la localización a calcular.

4 Procedimiento de mediciones

Para el levantamiento de los mapas es necesaria la recolección de mediciones de la potencia recibida de la red WiFi en diferentes puntos geográficos de los ambientes interiores o exteriores de nuestro interés (aulas, corredores). Esto es debido a que para estimar/calcular valores del *path loss*, se necesita de información específica (potencia recibida y transmitida, canal de trabajo) de los escenarios donde abocaremos nuestro trabajo. La recolección de las mediciones se hará mediante recorridos físicos dentro de los ambientes que se han escogido para nuestro trabajo. Dada la naturaleza cambiante del *path loss* en un punto dado (desvanecimiento), este se caracteriza a través de una función de probabilidad (*pdf*). Por lo tanto, se necesitarán varias mediciones por punto, a fin de estimar los parámetros de su *pdf*.

Se ha tomado en cuenta ciertas consideraciones y una planificación previa para la eficiente recolección de mediciones, que se detallan en a continuación en la presente sección.

4.1 Consideraciones para la recolección de mediciones

4.1.1 Planos de áreas del campus a medir

El objetivo final de un levantamiento de mapa de calor es el cubrir toda parte del campus en donde haya puntos de accesos (APs) instalados y funcionando, incluyendo espacios de estudios y administrativos. Sin embargo, por restricciones de tiempo, demanda y de acceso, en coordinación con DIRINFO se ha elegido 5 (cinco) pabellones considerados como de alta prioridad para implementar sus mapas de cobertura.

Previo a las recolecciones de mediciones, se realizó pruebas de utilización de herramientas y simulacros de recorridos físicos en aulas y corredores del edificio Mc Gregor.

Los pabellones en los cuales se concentró este trabajo se han definido según las necesidades y prioridad de la Dirección de Informática (DIRINFO) de la universidad. Estos pabellones son los que concentran la mayor densidad de usuarios, y por lo tanto el mayor tráfico de información. Los pabellones son los siguientes:

- Mc Gregor edificios A y B – Pabellón N
- Pabellón Z
- Pabellón H
- EEGGCC – Pabellón E
- Edificio Tinkuy

Dentro de cada pabellón existen aulas de estudio, áreas comunes (pasillos, patios) y/o espacios administrativos. Los espacios en donde se realizaron las recolecciones de mediciones fueron aulas y corredores. Esto se debió principalmente a dos razones: i) el mayor porcentaje de APs instalados se encuentran en dichos ambientes, y ii) falta de permiso para acceso a espacios administrativos.

Los planos de los pabellones detallados anteriormente para nuestro trabajo, debieron estar en formato digital debido a que las mediciones se realizaron con el software AirMagnet Survey PRO, que más adelante se especificará. Dichos archivos han sido exportados en formato imagen .png desde la plataforma virtual Cisco Prime Infrastructure, que es la herramienta que actualmente utiliza DIRINFO para la gestión de su red Enterprise WiFi.

La Tabla 4-1 presenta estadísticas respecto a cada pabellón, piso, aula, puntos geográficos donde se realizaron mediciones y cantidad de APs escaneados que ha abarcado nuestro trabajo. Se debe entender por ambiente a las aulas y corredores donde se realizaron los recorridos físicos; cada recorrido físico incluye puntos geográficos, y sobre estos puntos geográficos se realizaron un número de mediciones de la potencia recibida. La cantidad de puntos geográficos por ambiente

(aulas o corredores), ha sido dependiente del área de dicho ambiente. Se ha tomado un punto geográfico por cada cierto rango de área. Dicho rango varía desde $1m^2$ hasta $1.6m^2$. Estas áreas dependen de los obstáculos y su distribución dentro de cada ambiente. Se considera este rango (de $1m^2$ hasta $1.6m^2$) debido a que a distancias menores a 1 metro no se pudo apreciar mucho el fenómeno de atenuación; y en caso de distancias mayores a 1.6 metros, la atenuación tiene un comportamiento mucho más impredecible de lo normal.

Pabellón	# pisos	#ambientes	#puntos geográficos	#APs
McGregor A y B	5	46	2179	36
H	4	38	1886	35
Z	4	51	2868	40
EEGGCC	4	51	4343	42
Tinkuy	3	3	1370	8
TOTAL	20	189	12646	161

TABLA 4-1: CANTIDAD DE PISOS, AMBIENTES, PUNTOS Y APS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

A enero del 2016, 802 *hotspots* o APs están instalados en diferentes ambientes (*indoor* y *outdoor*). Entonces nuestro mapa de cobertura representa el 20% del universo del total de APs, y de acuerdo con DIRINFO, un porcentaje aún mayor del total de tráfico inalámbrico.

El objetivo de nuestra tesis, más que proveer a DIRINFO con mapas de calor para los 5 Pabellones mencionados, es el desarrollar metodologías y herramientas que puedan usarse posteriormente para cubrir el universo ideal de trabajo, que es todo punto del campus universitario donde haya un AP instalado.

4.1.2 Mediciones de entrenamiento y mediciones de validación

Se define como mediciones de entrenamiento a aquel conjunto de datos recolectados que tienen como fin de uso la evaluación de parámetros o variables necesarias de modelos, algoritmos o técnicas que sirven para la estimación o cálculo de valores de interés situados en localizaciones (en nuestro caso, coordenadas) sin data.

Por otro lado, las mediciones de validación se pueden definir como aquel conjunto de datos que tienen como fin validar a través de comparaciones los valores estimados/calculados mediante modelos, algoritmos o técnicas utilizadas. Dichos valores estimados y mediciones de validación deben situarse sobre la misma localización para que la comparación sea válida.

En el desarrollo de nuestro trabajo, se optó por considerar solo mediciones de entrenamiento debido a la siguiente razón: el enorme tiempo que requiere la toma de mediciones para un área tan grande, al punto de tener que decidir entre limitar el número de mediciones por punto (pérdida de precisión en la estación de parámetros), limitar el número de puntos de entrenamiento (pérdida de resolución espacial), o reducir/eliminar el número de puntos de validación, utilizando otras técnicas para la validación. Afortunadamente, el método que se utilizó para estimar valores dentro de la región de interés (Kriging), cuenta ya con un método de cálculo de confiabilidad, basado en eliminar un punto medido (a ser usado como validación), estimar su valor usando interpolación Kriging, y comparando la diferencia con el punto medido ("Leave One Out"). Entonces, como si el conjunto de datos de entrenamiento es mayor, mejor será las estimaciones de los algoritmos o métodos, se optó por usar todos los puntos medidos como puntos de entrenamiento.

4.1.3 Número de mediciones y tiempo entre secuencias de medición

En esta sección se analiza y determina variables importantes para nuestro trabajo como el número de mediciones por punto geográfico y el periodo de tiempo necesario entre cada secuencia de medición para la percepción de los tipos de desvanecimientos.

4.1.3.1 Estimación de parámetros bajo desvanecimiento rápido

Para evaluar las fluctuaciones de la señal electromagnética afectada por el desvanecimiento rápido se miden y analizan las potencias recibidas de los *beacons* (transmisiones *broadcast*) emitidos por el AP de interés. La ventaja de estos *beacons* es que, además de ser periódicos, presentan simetría horizontal (no *beamforming*).

Dado que se demostró en la sección 2.3.2 que el mejor estimador para el desvanecimiento rápido era el promedio de las mediciones del receptor, fue necesario hallar el tiempo de transmisión de un *beacon* para determinar un tiempo de escaneo del receptor que sea suficiente para recibir dos muestras de *beacon* por canal. Esto es debido a que dado que los *beacons* son susceptibles a colisiones, se determinó necesario al menos dos muestras de *beacons* en caso uno de ellos colisione.

Entonces, asumiendo que nuestra herramienta promedia los *beacons* recibidos durante el tiempo de escaneo por canal configurado, se necesita conocer el tiempo de transmisión de un *beacon*, y conociendo el tiempo de escaneo por canal de la herramienta, se podrá determinar la mínima cantidad de *beacons* que se receptiona durante ese periodo de escaneo.

A continuación, se muestra la tabla 4-2 que muestra la captura de *beacons* con la herramienta *Wireshark*.

Hora	Velocidad de transmisión		Canal		Potencia de recepción de beacon	Mac Address
22:10.6	24	Mb/s	2462	MHz	-56dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:10.7	24	Mb/s	2462	MHz	-54dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:10.9	24	Mb/s	2462	MHz	-55dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.0	24	Mb/s	2462	MHz	-56dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.2	24	Mb/s	2462	MHz	-56dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.3	24	Mb/s	2462	MHz	-57dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.4	24	Mb/s	2462	MHz	-56dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.5	24	Mb/s	2462	MHz	-56dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.6	24	Mb/s	2462	MHz	-57dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.7	24	Mb/s	2462	MHz	-56dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.8	24	Mb/s	2462	MHz	-57dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:11.9	24	Mb/s	2462	MHz	-58dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:12.0	24	Mb/s	2462	MHz	-58dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:12.1	24	Mb/s	2462	MHz	-58dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:12.3	24	Mb/s	2462	MHz	-58dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:12.4	24	Mb/s	2462	MHz	-58dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0
22:12.7	24	Mb/s	2462	MHz	-59dB	BSSID:64:12:25:69:a2:b0

TABLA 4-2: INFORMACIÓN DE LLEGADA DE BEACONS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

La tabla 4-2 solo muestra la primera parte de la data obtenida con el programa Wireshark. En total fueron 58 capturas de *beacon*, las cuales dan como resultado un tiempo de transmisión por *beacon* de aproximadamente 108.10 milisegundos.

Entonces con un periodo de escaneo de 250 milisegundos, se concluye que nuestra herramienta toma al menos dos *beacons* por cada canal y muestra como resultado el promedio de dichas mediciones. Debido a ello –y posiblemente al efecto de tres antenas transmitiendo al mismo tiempo– nuestras mediciones no presentan afectación de *fast fading*.

4.1.3.2 Estimación de parámetros bajo desvanecimiento lento

Como se ha descrito anteriormente, considerar el comportamiento de una señal electromagnética como una constante no es idóneo. La atenuación de trayectoria tiene un comportamiento variable difícil de calcular a primera mano, ya que debido a

los desvanecimientos presentados, se pueden presentar fluctuaciones considerables entre diferentes transmisiones, sobre todo si esta es afectada por *slow fading*, el cual se caracteriza por atenuaciones prolongadas a la señal. Entonces la forma más apropiada de considerar el comportamiento de la atenuación de trayectoria de una señal electromagnética es mediante una función de probabilidad (*pdf*).

Para caracterizar el *path loss* como un *pdf* es necesario tener varias muestras de nuestra variable, y considerar un tiempo adecuado entre mediciones para asegurar la independencia entre dichas mediciones. Es decir, para caracterizar nuestro *path loss* se determinó necesario tomar más de una muestra de potencia recibida (medición) por cada punto geográfico medido.

La cantidad de mediciones hechas por punto geográfico se determinó por dos factores importantes: i) horas de trabajo por hombre (en este caso dos hombres), y ii) la incertidumbre resultada en intervalos de confianza al 95%.

4.1.3.2.1 Número de muestras e intervalos de confianza

Debido a la consideración como variable aleatoria del *path loss*, estas se deben de tratar con intervalos de confianza. Es decir, sus valores deben caer dentro un intervalo aceptable y coherente. Si consideramos un intervalo con confiabilidad al 95% (entiéndase que es 95% probable que nuestro valor esperado - promediado- de *path loss* este dentro del intervalo establecido) se tiene la siguiente expresión [53]:

$$\mu \in \left[\hat{x} - \frac{1.96\hat{\sigma}}{\sqrt{n}}, \hat{x} + \frac{1.96\hat{\sigma}}{\sqrt{n}} \right] \quad (4.1)$$

Dónde:

μ : Valor esperado de *path loss*

n : Cantidad de mediciones hechas en un mismo punto geográfico

\hat{x} : Promedio del *path loss* calculado de las n mediciones

Después de lo detallado anteriormente, es posible deducir de la expresión (4.1) que el intervalo de confiabilidad se amplía proporcionalmente al aumento de la desviación σ . Sin embargo, también se puede diferir que la ampliación de dicho intervalo puede ser limitado por la cantidad de mediciones hechas n . Entonces, si usamos un caso general [54] donde la desviación estándar oscila entre 1.4 y 3, $\sigma \sim [1.4, 3]$; el peor de los casos (donde la potencia fluctúa con mayor rigor) es cuando la desviación estándar es igual a 3, $\sigma = 3$. A continuación se mostrará la tabla 4-3 donde se puntualiza la incertidumbre en decibelios resultada del intervalo de confianza al 95% y de las horas hombre x2 respecto al número de mediciones hechos en un mismo punto geográfico (n), tomando en cuenta que se considera la mayor fluctuación de potencia entre transmisiones ($\sigma = 3$) y que cada medición de potencia lleva un tiempo aproximado de 30 segundos, ya que el tiempo de escaneo de cada canal es de 250ms (Para más detalles, ver sección 4.2).

n	1	2	4	8	16
Incertidumbre(dB)	6	4.25	3	2.12	1.5
#Mediciones	12646	25292	50584	101168	202336
Hora Hombre x2	101.25	202.5	405	810	1620

TABLA 4-3: COMPARACIÓN DE CANTIDAD DE MEDICIONES POR PUNTO GEOGRÁFICO

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

Haciendo un balance costo/beneficio, se determina que una incertidumbre de 3dB en el intervalo de confianza a un costo de 910 horas (que es aproximadamente 6 meses a 8 horas diarias) es aceptable, y por lo tanto se decide realizar 4 mediciones por punto geográfico ($n = 4$).

4.2 Programas y equipos empleados para recolección de mediciones

La implementación de los mapas de cobertura para la red WiFi debe tener un alto grado de confiabilidad y precisión. Es por ello que se ha optado por usar herramientas que han sido analizadas y aprobadas para su uso por la DIRINFO y nuestro asesor de tesis.

Para el buen uso de estas herramientas (que son programas/software y accesorios), es necesaria la preparación previa a su uso. El programa a utilizar será del tipo *site survey*, al cual se le deberá de proveer de una configuración adecuada. Mientras que los accesorios, como el adaptador USB, tendrán que ser calibrados y probados antes de su uso para verificar su correcto funcionamiento. Estos detalles han sido desarrollados y determinado en los días de prueba de dichas herramientas.

4.2.1 Configuración y calibración de herramientas

Para el desarrollo e implementación de los mapas de calor, se utilizarán dos herramientas en específico: i) programa AirMagnet Survey PRO de FLUKE y ii) adaptador USB inalámbrico Proxim 8494 802.11a/b/g/n de Orinoco.

4.2.1.1 Airmagnet Survey PRO

Este programa del tipo *site survey* del proveedor FLUKE, se caracteriza por elaborar mapas de cobertura a partir de mediciones reales realizados en los ambientes de interés. Sin embargo, en este trabajo, solo se utilizará los archivos .svd que también genera este programa. Estos archivos contienen las mediciones de la potencia recibida de todos los APs que escanea el programa, así como otras informaciones de importancia para el trabajo. Previo al inicio de la recolección de mediciones, es necesario dotar al programa de una configuración adecuada para su correcto funcionamiento.

A continuación, se muestra las opciones de configuración que se ha hecho en el programa antes de iniciar los recorridos físicos para la recolección de mediciones. Se debe resaltar que solo se ha modificado aquellas opciones que conciernen e interesan al presente trabajo.

✓ *Opciones de muestreo*

Para el muestreo y toma de muestras de la potencia de la señal que servirá para la recolección de mediciones, se tiene dos opciones que son excluyentes una con la otra. Esta opción servirá para configurar la manera de tomar las mediciones. Las opciones son:

- Auto sampling through path
- Sampling on click only

La primera opción (Auto sampling through path) refiere a que la recolección de mediciones se haga a partir de indicar solo el punto de inicio y fin de un recorrido físico en línea recta, y que la recolección se tomé caminando en línea recta entre el punto de inicio y fin con una velocidad menor a la de una caminata normal. Si se deseara cambiar la dirección del trayecto, solo habría que trazar un nuevo tramo recto.

La segunda opción, Sampling on click only, refiere a que la toma de mediciones se tomará solo en los puntos del plano donde se haga clic. Para gestionar mejor los puntos de mediciones, se ha decidido optar por esta opción **SAMPLING ON CLICK ONLY**. Esto se debe a que la precisión de esta opción es mayor que la primera ya que no hay ambigüedad en la rapidez de la caminata, y se puede manejar la cantidad de mediciones a conveniencia propia.

✓ *Periodo de escaneo*

Esta opción controla el tiempo que se toma el programa para escanear cada canal de las bandas 2.4 y 5 GHz. Se puede adecuar a las siguientes opciones: 250, 500,

750 milisegundos, 1, 5 y 10 segundos. Debido a que se determinó que para escanear al menos un *beacon* es necesario 108ms y que el periodo elegido en esta opción puede prolongar las horas hombre de la presente tesis, se decidió configurar el programa con el tiempo mínimo y predeterminado: **250 milisegundos** (Ver 4.1.3.1).

✓ **Tipo de estudio (survey)**

Esta opción ofrece la manera de cómo el programa interactuará con los APs que llegue a escanear. Ofrece las siguientes opciones:

- Passive
- Active
- Iperf
- VoFi

Se ha optado por elegir la opción **PASSIVE** debido a que con este tipo de estudio, se puede recolectar data de todos los APs que el adaptador inalámbrico llegue a percibir. Así se podrá ver todo el medio inalámbrico que incluirán potenciales interferencias o fuentes de ruido en un mismo canal.

4.2.1.2 Adaptador **USB ORINOCO PROXIM WIRELESS 802.11 a/b/g/n**

Debido a que el programa de FLUKE tiene una estricta lista de adaptadores de red compatibles para el correcto funcionamiento, se ha adquirido el adaptador USB PROXIM WIRELESS 802.11 a/b/g/n de Orinoco. Este adaptador está especialmente calibrado para el funcionamiento óptimo de acuerdo con el programa AirMagnet Survey PRO.

Por lo descrito anteriormente, esta herramienta no necesitará calibración u configuración alguna previa a la recolección de mediciones. Más adelante se comprobará si su funcionamiento y calibración son correctos mediante comparaciones con analizadores de espectro y otros dispositivos que funcionarán como receptores (Ver sección 5.1).

Lo que se presenta en esta sección son los detalles técnicos del adaptador, que deben ser tomados en cuenta en caso de un posible cambio o reemplazo de la susodicha herramienta. Los detalles técnicos son los siguientes:

Estándares	a/b/g/n
Banda de frecuencia	5.15 – 5.85 GHz 2.40 – 2.483 GHz
Radio	MIMO 2X2
Configuraciones de radio	1 x 802.11b/g/n 1 x 802.11a/n
Máxima potencia de transmisión	802.11n: 18dBm 802.11a: 17dBm 802.11bg: 18dBm
Velocidad de datos	802.11a: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54Mbps 802.11b: 1, 2, 5.5, 11Mbps 802.11g: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54Mbps 802.11n: 6, 6.5, 13, 13.5, 19.5, 26, 27, 39, 40.5, 53, 54, 58.5, 65, 78, 81, 104, 108, 117, 121.5, 130, 135, 162, 216, 243, 270, 300Mbps
Antena	Dos 2.4/5GHz IFA 0dBi

TABLA 4-4: DATOS TÉCNICOS DEL ADAPTADOR USB PROXIM

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

4.2.2 Integración con data del Cisco PRIME NCS

Para el inicio de la recolección de mediciones, se necesitó ciertas variables (planos, medidas de los sitios, tipos de APs, etc), las cuales fueron importadas desde el Cisco Prime NCS que utiliza Dirinfo hacia nuestra herramienta Survey PRO. Estas variables fueron extraídas en archivos comprimidos que incluían los planos de los pisos en formato .png y un archivo .csv que contenía datos como el nombre de los APs, la banda y canal de trabajo, niveles de potencia de transmisión, ubicación del AP, tipo de antena, entre otros.



FIGURA 4-1: EXPORTACIÓN DE DATOS.

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Con todos estos datos ya en mano, se procedió a la recolección de mediciones con las herramientas Airmagnet Survey PRO y el adaptador PROXIM. Así, el *pathloss* entre un punto i donde se realiza la medición y el punto j donde transmite el AP, se puede calcular de la siguiente manera:

$$P_{t_j} + G_{tx} - PL_{j \rightarrow i} + G_{rx} = P_{r_i}$$

Donde P_{t_j} es la potencia de transmisión del AP desde el punto j . G_{tx} es la ganancia de la antena transmisora. $PL_{j \rightarrow i}$ es el *pathloss* entre el punto de transmisión j y recepción i . G_{rx} es la ganancia de la antena de recepción; y P_{r_i} es la potencia que se recibe en el punto i .

Los resultados finales de nuestra tesis se adaptarán al formato de los archivos que maneja el Airmagnet Survey PRO, que son archivos de extensión .svd. Para más detalle del formato final de los resultados, vea la sección 4.4.

4.3 Estimación de parámetros e interpolación

Se conoce que los intervalos de confianza se limitan por el número de muestras de mediciones hechas; es decir, mientras más mediciones por punto geográfico existan, la incertidumbre de dicho intervalo será menor. Es así que en la sección 4.1.3.2.1 se determinó que el número de muestras por punto que brinda una incertidumbre aceptable y cantidad de horas hombre manejable para esta tesis es cuatro mediciones. Sin embargo, una mayor cantidad de mediciones por punto establece un mejor intervalo de confianza.

De esta forma, con data limitada a solo cuatro mediciones por punto, se busca el mejor estimador de atenuación de señal por punto medido. Consecuentemente, teniendo los mejores estimadores de los valores, se implementará los mapas de calor a partir de métodos de interpolación que se acoplen a las necesidades y características de nuestra data.

4.3.1 Estimación de media y varianza de puntos medidos

El mejor estimador para las 4 mediciones obtenidas por punto geográfico es la media de las mismas, esto se comprobó a partir del *Maximum Likelihood* (ML) en la sección 2.3.3. Para el caso de la varianza se calculó que el mejor estimador basándonos en el ML es hallar la varianza sesgada de las 4 mediciones:

$$\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$$

En la estimación de la media por punto geográfico, se estima con una buena precisión de +/- 3 dBm; pero en el caso de la varianza se concluye que una correcta estimación no converge con solo 4 muestras, esto se demuestra en la sección 5.6.2 y se puede observar en la figura 5-13 como la varianza no presenta un correcto comportamiento tomando serie de 4 mediciones. Como no está en el alcance de la tesis tener más

mediciones por punto, se toma una decisión al momento de usar este dato en el algoritmo de geolocalización.

4.3.2 Interpolación Kriging y error de valor interpolado

Se ha determinado usar el método de interpolación Kriging para nuestro trabajo. Esto es debido a que dicho método presenta un mejor perfil hacia las características de nuestra data y ciertas ventajas sobre otros métodos.

En resumen, el método Kriging ofrece los siguientes puntos positivos: i) libertad en las localizaciones de data (no es necesario que las mediciones recolectadas estén simétricamente distribuidas), ii) los valores se estiman según la varianza espacial: el valor estimado tendrá mayor influencia de aquella data cuyas localizaciones estén más cercas, y iii) ofrece estimar una variable estocástica que puede interpretarse, para nuestro caso, como el ruido producido por el *fading* presente en un ambiente y cuyo comportamiento está determinado por la correlación de los valores de la atenuación de la señal y la distancia entre ellas.

Todo procesamiento de data para las estimaciones de la atenuación de la señal se realizó en el programa Matlab. Específicamente, para el método de interpolación se utilizó el *framework* UQLab [39]. Este útil *framework* está basado en Matlab y ofrece el método de Kriging ya implementado, además de calcular el error *a posteriori* con el cálculo del *Leave-One-Out*.

Existen tres variables que se deben determinar previo a usar interpolación Kriging en nuestra data. Estas tres variables son: tipo de correlación, función de correlación y tipo de tendencia. Estas tres variables han sido determinadas a partir de análisis teórico y práctico en base a la manipulación de nuestra data recolectada. Todo el universo de opciones mostrado en las siguientes secciones está predeterminado por el *framework* UQLab y pueden verse en [39].

4.3.2.1 Tipo de correlación

Describe la similitud entre los datos y los nuevos valores estimados dependiente de la distancia entre ellos. UQLab ofrece dos opciones: elipsoidal y separable.

Para nuestro método se utilizará el tipo de correlación elipsoidal debido a que su expresión matemática muestra como variable principal la diferencia de distancia entre dos puntos a correlacionar. A continuación, se muestra la ecuación de la expresión matemática de la correlación elipsoidal [39]:

$$R(x, x'; \theta) = R(h), \quad h = \sqrt{\sum_{i=1}^M \left(\frac{x_i - x'_i}{\theta_i}\right)^2}$$

Donde x, x' son los puntos a correlacionar, θ es un hiperparametro que es calculado internamente por el *framework*, M es la dimensión de θ [39], y la función R es la función de correlación, que será explicado en la siguiente sección.

4.3.2.2 Función de correlación

También conocida como familia de correlación, esta variable es complementaria con el tipo de correlación y cumple la misma función. UQLab ofrece las siguientes funciones de correlación: lineal, exponencial, gaussiana y *Matérn*. Para determinar qué tipo de función de correlación usar, se debió graficar la correlación de la atenuación de la señal y analizar su comportamiento. Para esto, se usó la distancia entre dos puntos cualesquiera, se encontró todos los pares de puntos que estén separados aproximadamente dicha distancia (se tomó un intervalo de 30 centímetros) y se halló la correlación promedio de todos esos pares de puntos. Este proceso se repitió para todas las distancias encontradas en la data de ambientes analizados.

A continuación, se muestra las gráficas de la correlación entre valores de la atenuación de la señal para diferentes casos:

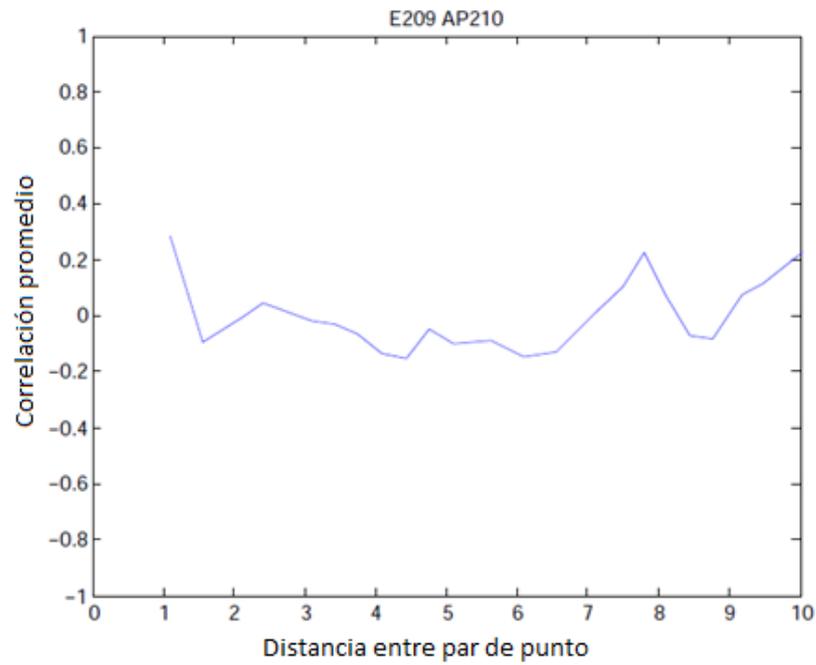


FIGURA 4-2: CORRELACIÓN DE ATENUACIÓN DE SEÑAL EN AULA E209 CON SEÑAL PROVENIENTE DEL AP UBICADO EN EL AULA E210

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

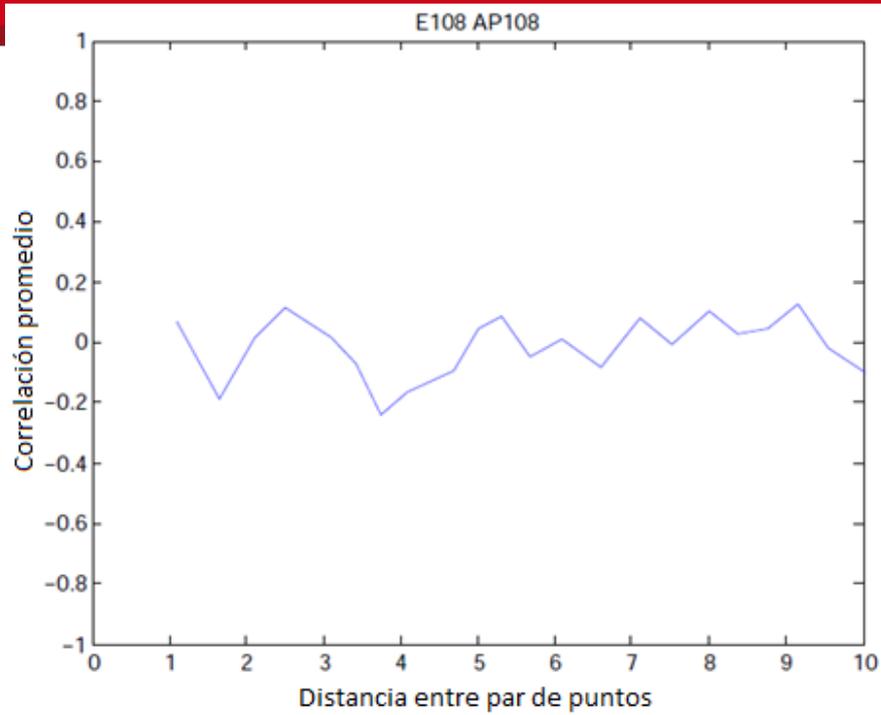


FIGURA 4-3: CORRELACIÓN DE ATENUACIÓN DE SEÑAL EN AULA E108 CON SEÑAL PROVENIENTE DEL AP UBICADO EN EL AULA E108

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

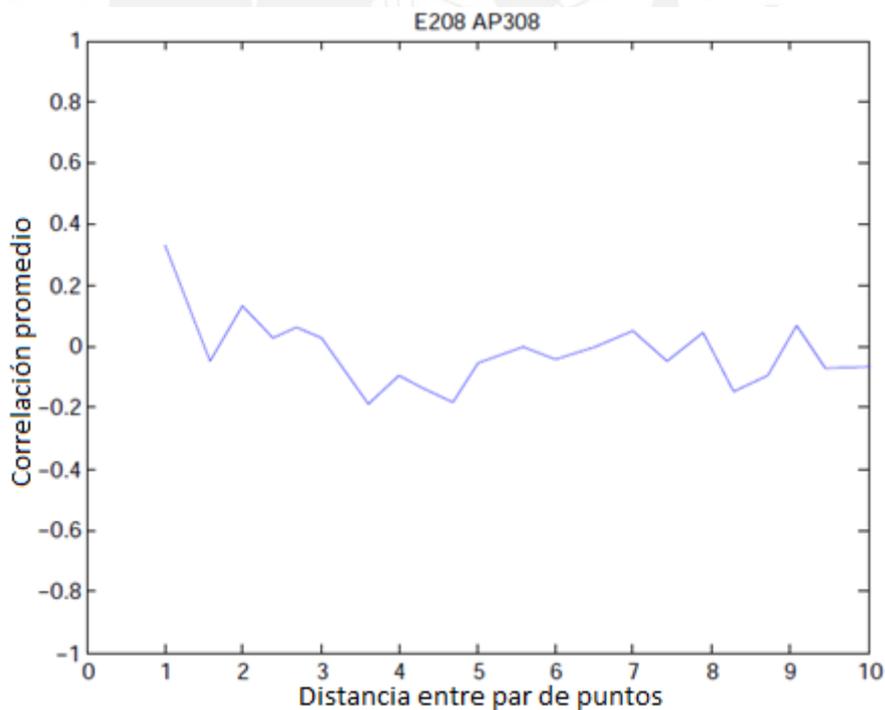


FIGURA 4-4: CORRELACIÓN DE ATENUACIÓN DE SEÑAL EN AULA E208 CON SEÑAL PROVENIENTE DEL AP UBICADO EN EL AULA E308

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

La figura 4-2 corresponde a data recolectado en un salón, cuyo AP escaneado se encuentra en el aula contigua. La figura 4-3 es el caso en el que el AP escaneado se encuentra en la misma aula donde se recolectó la data. Mientras que la figura 4-4 muestra la correlación de la data de un AP cuyo escaneo se realizó en un aula que se encuentra un piso abajo. Dicha fue recolectada en el pabellón EEGCC.

Se pueden inferir dos conclusiones a partir de los gráficos mostrados:

- i) Los valores de la atenuación de señal recolectada no muestran una correlación fuerte (en casos, nula) entre sí, los valores de correlación siempre fluctúan alrededor de 0. Esto podría explicarse a que la señal electromagnética tiene comportamiento aleatorio, como se ha explicado anteriormente.
- ii) Si se considera que en *Distancia entre par de puntos* igual a 0, la correlación es igual a 1 (ya que si un par de puntos están separados 0 metros significa que es la misma data, y que la correlación entre dos valores iguales es 1), se podría observar que la gráfica de correlación tiene una caída abrupta. Esta conclusión es importante para determinar qué función de correlación utilizar.

Entonces, si se busca un tipo de curva que pueda describir la caída abrupta descrita anteriormente y que luego permanezca en valores pequeños, podemos escoger una curva exponencial. Para el método de interpolación Kriging, se optará por un tipo de correlación exponencial.

4.3.2.3 Tipo de tendencia

Esta variable puede expresarse como la media del proceso gaussiano. Si es la tendencia es constante, el método es conocido como *Ordinary Kriging*. Mientras que si la tendencia se expresa por una ecuación, el método es llamado *Universal Kriging*.

UQLab ofrece libertad sobre esta opción, incluyendo tendencias predeterminadas como la lineal, cuadrática y cúbica, y además ofrece la oportunidad de introducir una tendencia personalizada.

Entonces para determinar el tipo de tendencia para nuestro método de interpolación, se analizó una pequeña muestra de la atenuación en una dimensión; es decir, se graficó la atenuación vs sus coordenadas solo en el eje Y.

En la figura 4-5, se puede observar que el comportamiento de la atenuación en solo una dimensión se muestra muy versátil, esto también se evidenció en las gráficas de correlación anteriormente. Con un comportamiento como el mostrado, una ecuación que pueda abarcar dichas fluctuaciones y cambios bruscos cada cierto tramo es una ecuación del tipo polinomial de alto grado.

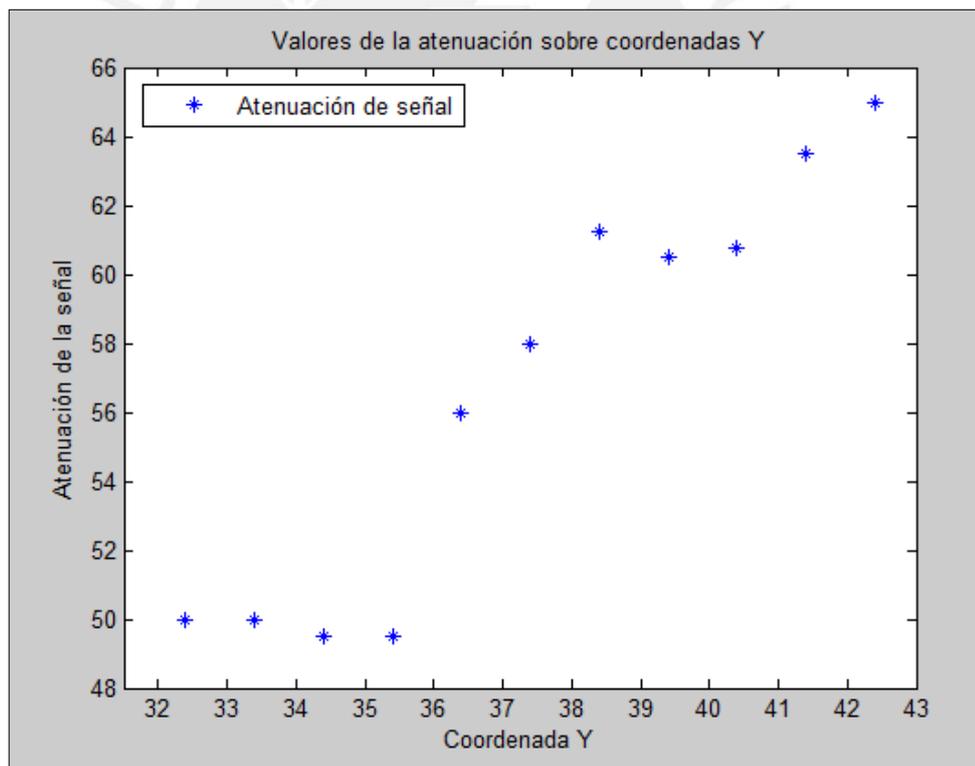


FIGURA 4-5: VALORES DE LA ATENUACIÓN DE LA SEÑAL EN UNA DIMENSIÓN. RECOLECCIÓN REALIZADA EN E102, ESCANEÓ DEL AP UBICADO EN E202

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Entonces teniendo en cuenta que una ecuación lineal no es capaz de acaparar apropiadamente el comportamiento mostrado por la atenuación y sí una polinomial de alto grado, se analizará el grado de dicha ecuación. Si consideramos que mientras más elevado sea el grado de nuestra ecuación polinomial, más elevado será nuestro tiempo de procesamiento, hemos optado por evaluar tendencias polinomiales de grado 2 y 3. Entonces para determinar el grado de nuestra ecuación polinomial, se procedió a realizar interpolaciones tanto cúbicas como cuadráticas usando el *framework* UQLab para diferentes situaciones entre el aula donde se recolectó las mediciones y el AP escaneado. Se utilizó correlación tipo elipsoidal exponencial. Luego se evaluó el error LOO. La tabla 4-5 muestra los resultados.

LOO	E101 - AP101	E101 - AP104	E108 - AP108	E206 - AP206	E207 - AP207	E208 - AP308	E216 - AP216	E308 - AP309	E309 - AP309	E311 - AP210
Cuadrático	0.9027	0.891	1.1776	0.6288	1.3868	2.6451	0.9087	1.4337	1.8212	1.6551
Cúbico	0.8689	0.9313	1.1883	0.6173	1.4119	2.7281	0.937	1.3366	1.8451	1.5912

TABLA 4-5: LEAVE – ONE – ERROR DE INTERPOLACIONES CUBICA Y CUADRATICA PARA DIFERENTES RELACIONES AULA - AP

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

De la tabla 4-5, se difiere que interpolación cuadrática muestra menos error LOO que la cúbica en el 60% de los casos. Sin embargo, los resultados obtenidos no muestran una predisposición fuerte hacia algunas de las interpolaciones. Para determinar el grado de nuestra tendencia polinomial, se determinó realizar un análisis de cada interpolación observando el comportamiento de cada uno de ellos en una dimensión. Para ello se mostrará a continuación parte del análisis hecho, particularmente para la situación E101 – AP104. Las gráficas mostradas en las figuras 4-6, 4-7 y 4-8 han

sido estimadas a partir de data recolectada en el aula E101, cuya atenuación de señal proviene del AP ubicado en el aula E104.

En las figuras 4-6, 4-7 y 4-8 se ha interpolado por Kriging usando UQLab, con correlación tipo elipsoidal exponencial y ambas tendencias (cuadrática y cúbica) para el análisis respectivo. Estas interpolaciones han sido hechas en diversos ejes del ambiente y en solo una dimensión (fijo en coordenada X y variable en eje Y, o viceversa) para una mejor observación de los valores estimados por Kriging.

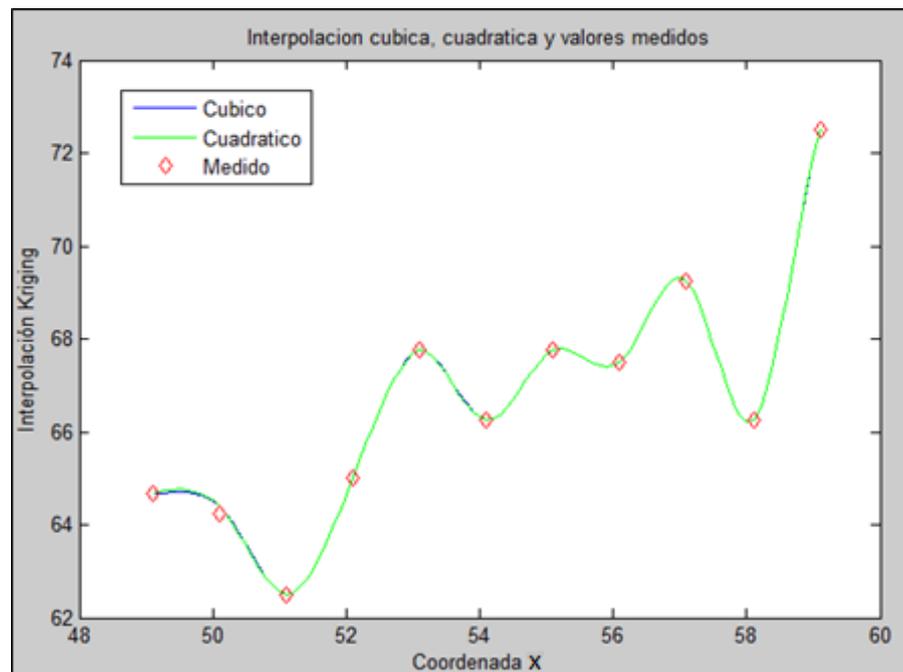


FIGURA 4-6: INTERPOLACIÓN CÚBICA Y CUADRÁTICA A TRAVÉS DEL EJE X. VALORES MEDIDOS DEL AP E104 EN EL AULA E101.

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

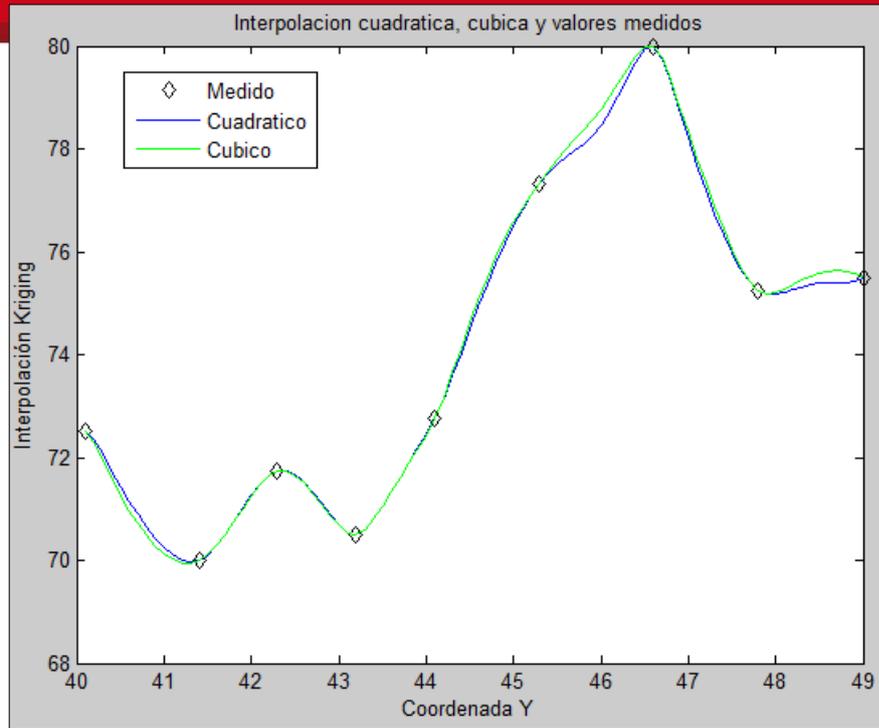


FIGURA 4-7: INTERPOLACIÓN CÚBICA Y CUADRÁTICA A TRAVÉS DEL EJE Y. VALORES MEDIDOS DEL AP E104 EN EL AULA E101

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

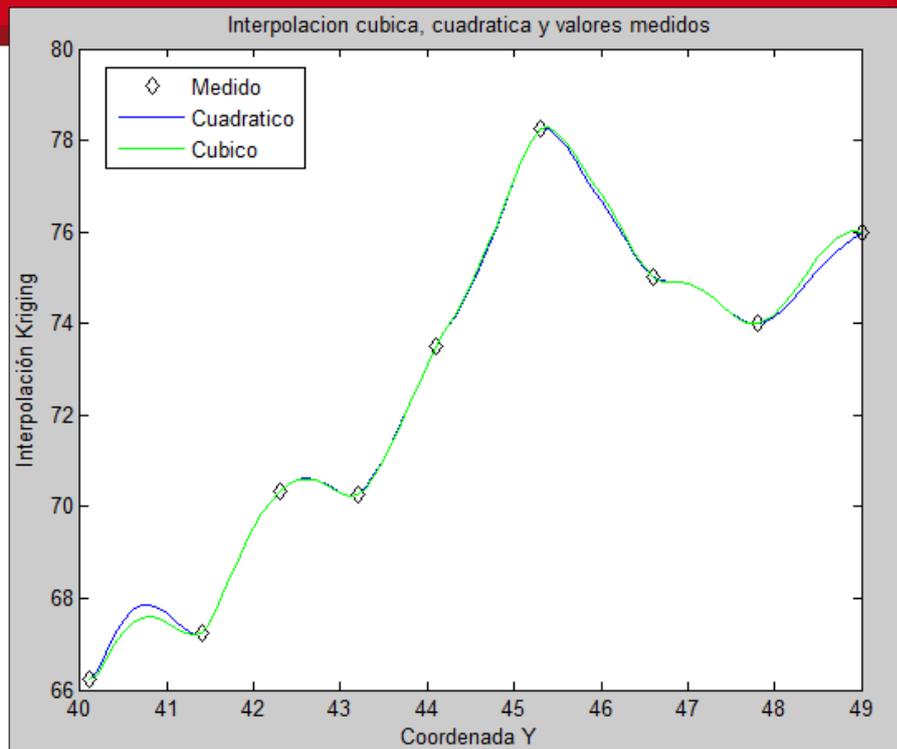


FIGURA 4-8: INTERPOLACIÓN CÚBICA Y CUADRÁTICA A TRAVÉS DEL EJE Y. VALORES MEDIDOS DEL AP E104 EN EL AULA E101

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Como se puede observar en la figura 4-6 ambas tendencias, cuadrática y cúbica, se comportan de la misma manera, mientras que en la figura 4-7 se observa que entre $x=45$ y $x=46$, la tendencia cúbica muestra una mejor suavización en la curva interpolada. Por último, en la figura 4-8, entre $y=40$ e $y=41.5$, ambas tendencias muestran un pequeño lóbulo que distorsionaría los valores estimados; sin embargo, la tendencia cúbica muestra menos predisposición a la distorsión que la cuadrática; y entre $y=48$ e $y=49$, la interpolación cúbica suaviza mejor la fluctuación entre los valores medidos.

A partir de este análisis, se concluye que la tendencia que se utilizará posteriormente en las interpolaciones Kriging será polinomial de grado cúbico.

4.4 Formato de la data entregada a DIRINFO

Los resultados finales de nuestro trabajo deben ser entregados en un formato útil a DIRINFO para su uso. Como se explicó en sección 4.2.2, todas las variables necesarias para el inicio de las recolecciones de mediciones, fueron exportadas del Cisco PRIME NCS al Survey PRO.

Luego de realizar la recolección de mediciones, Survey PRO crea archivos con extensión .svd. Estos tipos de archivos pueden ser exportados desde el Survey PRO al Cisco PRIME NCS para su visualización. Debido a esta propiedad del Survey PRO, se ha optado que los resultados finales de nuestro trabajo tenga el formato de los archivos .svd. Esto debido a que se podrá usar la información creada tanto con el programa Survey PRO como con el Cisco PRIME NCS.

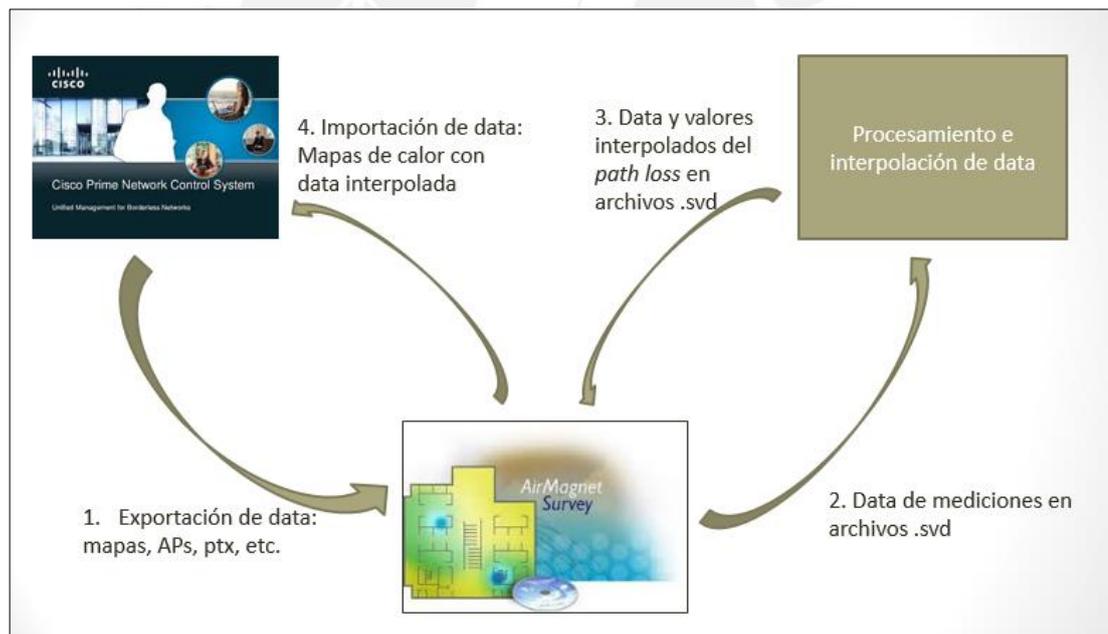


FIGURA 4-9: FLUJO DE DATA Y RESULTADOS ENTRE LOS PROGRAMAS Y EL TRABAJO DESARROLLADO

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

5 Validación de resultados

Luego de describir modelos teóricos de *path loss*, técnicas de geolocalización, métodos de interpolación, mostrar las características de las herramientas usadas y determinar los parámetros para el procesamiento de nuestra data; en esta sección se mostrará pruebas de validación de funcionamiento de las herramientas utilizadas, el procesamiento de la data recolectada hasta obtener el *path loss* mediante interpolación *Kriging* y comparaciones en el método de geolocalización con los datos de la interpolación y la data de la herramienta CISCO PRIME.

5.1 Pruebas de calibración

Para la recolección de mediciones de la potencia se ha utilizado un software del tipo licenciado, el cual solo acepta trabajar con ciertos receptores. En este caso, el receptor PROXIM WIRELESS 802.11 a/b/g/n ha sido el instrumento utilizado. Para verificar un correcto funcionamiento de nuestro instrumento, se ha conllevado pruebas de mediciones con un analizador de espectros propiamente calibrado, para luego compararlos con los resultados del adaptador PROXIM (vea sus características en la sección 4.2.1.2) y el programa AirMagnet Survey PRO. Se ha utilizado el analizador de espectros NARDA SMR-306 junto a una antena quasi-yagi, los cuales están detallados en el anexo 1.

Estas pruebas de medición se hicieron en el laboratorio V304 de la sección Telecomunicaciones. Dentro de dicho laboratorio se encuentra instalado un Access Point (AP) Cisco Aironet 3600i dual band, cuyo SSID (*Service Set Identifier*, por sus siglas en inglés) es *redpucp* y el nombre del AP (*nodename*) es "AP_V_304-1" y tiene dirección MAC 64:12:25:7E:C2:01. El AP tiene el modo ClientLink2 desactivado, es decir, no realiza beamforming al transmitir. En la banda de 2.4GHz, el AP trabaja en el canal 11 (2452MHz). El rango de frecuencia del canal 11 es desde 2442 hasta

2462 MHz. Las mediciones para la calibración se hicieron sobre un mismo sitio (Posición 1 en Figura 5-1). Los receptores permanecieron estáticos y ambos a aproximadamente 3 metros del AP con línea de vista.

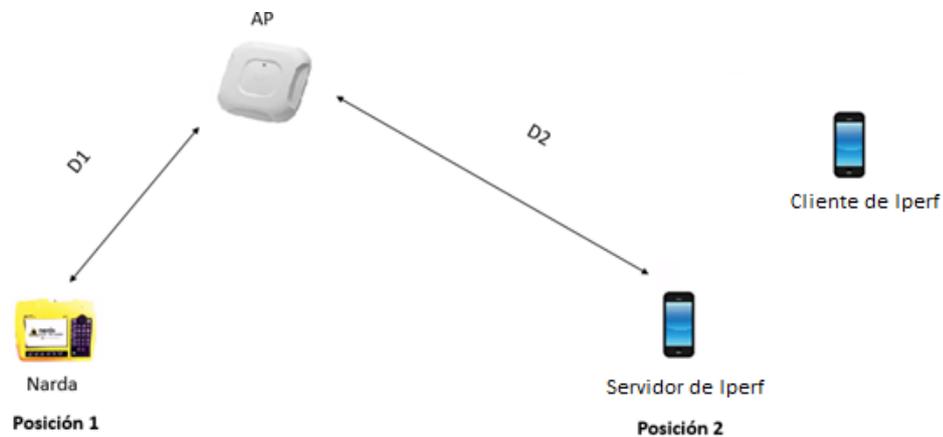


FIGURA 5-1: ESCENARIO 1 DE MEDICIONES PARA CALIBRACIÓN. D1 = 3 METROS, D2 = 5 METROS.

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

Se debe resaltar que todas las pruebas de calibración con los dispositivos fueron hechas uno tras otro y trabajados con el mismo intervalo de tiempo aproximadamente: 5 minutos.

En esta sección se mostrará la validación de la adecuada calibración del receptor PROXIM y los resultados obtenidos de las pruebas hechas, en las que se verifica la confiabilidad del receptor PROXIM dentro de su rango de precisión (+/- 0.5dB debido a su resolución de 1dB) .

En los anexos 1 y 2 se detalla los escenarios, procesamiento y análisis de parámetros de nuestra ecuación de validación, que son resumidos aquí para facilidad del lector:

- Mediciones del equipo Narda: se genera tráfico UDP desde un cliente Iperf, conectado a la banda de 5GHz, hacia un servidor Iperf ubicado en la Posición 2 (ver Figura 5-1) tratando de saturar el canal. El equipo Narda mide la potencia

promedio recibida en la Posición 1 en el intervalo de medición (5 minutos), por lo que el valor total de potencia registrado en el canal será la potencia recibida promedio en un punto multiplicada por el *duty cycle* del canal, es decir, la fracción de tiempo que el AP se encuentra transmitiendo *downlink* (ver Anexo 2). Notar que el equipo Narda no escucha las transmisiones del cliente, pues este lo hace en la banda de 5GHz, y recibe las transmisiones del servidor (ACK frames) con una potencia mucho menor, numéricamente despreciable. Entonces, si P_{xmt} es la potencia de transmisión del AP, $PL_{AP,1}$ es el *pathloss* entre el AP y la posición 1, G_{xmit} y G_{ant_quasi} son las ganancias de transmisión y recepción respectivamente, entonces la potencia recibida medida por el equipo Narda P_1^{narda} será igual a:

$$P_1^{Narda} = P_{xmt} + G_{xmit} + PL_{AP,1} + G_{ant_quasi} + duty_cycle_dBs$$

- Mediciones del Survey PRO: nuevamente en la Posición 1, el equipo mide los *beacons* emitidos por el AP (Ver Figura 5-2). Estos *beacons* son emisiones *broadcast* sin *beamforming*. Cada medición contiene el valor promedio de RSSI recibida en esa transmisión. Entonces, no es necesaria ninguna corrección con respecto al *duty cycle*. Entonces, la potencia medida por el equipo Survey en la Posición 1 es igual a:

$$P_1^{survey} = P_{xmt} + G_{xmit} + PL_{AP,1} + G_{Rcv_Proxim}$$

Donde G_{xmit} es la ganancia de transmisión del AP cuando transmite en forma omnidireccional (sin *beamforming*) y es la misma que en el caso anterior, y G_{RCV_PROXY} es la ganancia de recepción del receptor USB Orinoco Proxim Wireless. , igual a 0dBi (ver Tabla 4-4).

- Comparando las dos ecuaciones anteriores, tenemos que el valor medido en el equipo Survey Pro debería ser igual a:

$$P_1^{survey} = P_1^{Narda} + G_{RCV_PROXY} - G_{ant_quasi} - duty_cycle_dBs_l$$

- $G_{RCV_PROXY} = 0\text{dBi}$ (ver Tabla 4-4), $G_{ant_quasi} = 5.1\text{dBi}$ (ver Anexo 1) y $duty_cycle_dBs = -1,81\text{dB}$ (ver Anexo 2). Entonces:

$$P_{1\text{survey}} = P_{1\text{Narda}} - 3.29\text{dB}.$$

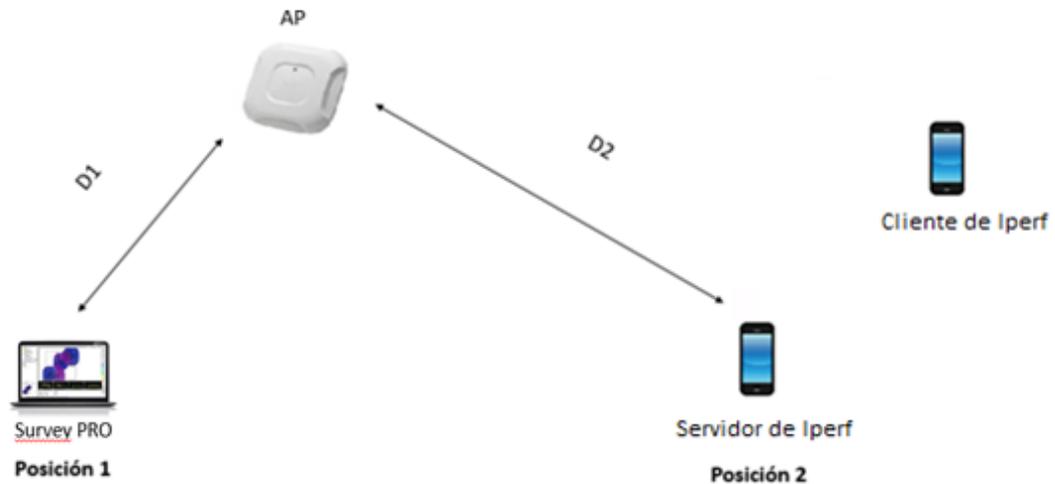


FIGURA 5-2: ESCENARIO 2 DE MEDICIONES PARA CALIBRACIÓN. D1 = 3 METROS, D2 = 5 METROS.

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

- **Análisis de resultados**

Luego de realizar mediciones y analizar la potencia recibida promedio con los dispositivos y programas antes descritos, se puntualiza la comparación de recolección de potencias en la tabla 5-1. Para mayor detalle de los valores de las mediciones mostradas, ver anexo 1.

Programa/dispositivo	Narda SRM-3006	Survey PRO/Proxim
Potencia promedio (dBm) en Posición 1	-42.41	-45.3

TABLA 5-1: RESULTADOS DE POTENCIA PROMEDIO DE DIFERENTES DISPOSITIVOS/PROGRAMAS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

Usando el valor de P_1^{Narda} en la expresión anterior, el valor esperado de P_1^{Survey} es igual a $P_1^{\text{Survey, Esperado}} = -42.41 - 3.29 = -45.7$. Comparando el valor esperado de P_1^{Survey} (-45.7dBm) con el valor medido por el SurveyPro (-45.3dBm), se nota que la diferencia es de 0.4dB y es menor que el error de cuantización del equipo (+/- 0.5dB, resolución de 1dB). Por lo tanto, se verifica que el equipo está adecuadamente calibrado.

5.2 Mediciones de desvanecimiento rápido

Como se ha explicado en la sección 4.1.3.1, para ver el comportamiento del *fast fading* es necesario analizar las potencias con las cuales llega cada *beacon* al receptor. El periodo de escaneo para cada canal es de 250ms, y el tiempo de llegada de cada *beacon* 108ms aproximadamente. Por lo que se presume que el resultado de escaneo de un canal es el promedio de potencia de todos los *beacons* (al menos 2) que se recibe durante esos 250ms.

En esta sección se evaluará la presencia de desvanecimiento rápido en nuestras mediciones a partir de data real. Se debe considerar que nuestro receptor (USB Proxim) y transmisor (AP Cisco Aironet 3700i) utilizados para el trabajo tienen sistema MIMO. Esta diversidad espacial de por sí ayuda a mitigar el desvanecimiento rápido.

Para detectar presencia de desvanecimiento rápido, se determinó realizar mediciones con intervalo de 1 segundo entre cada medición y analizar el comportamiento de la potencia recibida. Este intervalo de 1 segundo fue determinado debido a que es el menor tiempo de espera entre mediciones del programa Survey PRO.

Las mediciones fueron hechas en el laboratorio V304 de la sección de Telecomunicaciones. Se utilizó el AP de dicho laboratorio, cuyo canal de trabajo es el 6, y hubo LOS entre receptor y transmisor, con una distancia entre ellos de aproximadamente 6 metros. En total se realizaron 80 mediciones, y en la figura 5-6 se muestra las primeras 42.



FIGURA 5-2: COMPORTAMIENTO DE POTENCIA DE SEÑAL RECIBIDA DURANTE 42 SEGUNDOS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

Se puede observar en la figura 5-3 que dentro de la resolución de $\pm 0.5\text{dB}$ la potencia de la señal no presenta fluctuaciones del tipo *fast fading*. Dichas fluctuaciones se presentan cada cierto periodo de tiempo y tienen mayor predisposición por variaciones prolongadas que representan al *slow fading*. Además, para este caso de 42 mediciones, se puede observar que existe un patrón. El patrón

es el tiempo de coherencia de canal que es de 13 segundos, ya que la señal cambia de potencia cada 13 segundos aproximadamente.

Podemos concluir que nuestras mediciones no exhiben *fast fading*. Esto se puede deber a dos razones principalmente: i) como se ha explicado anteriormente, el programa Survey PRO da como resultado el promedio de todos los *beacons* recibidos durante el escaneo de canal (250ms) (diversidad temporal), o ii) debido a que ambos, nuestro sistema de recepción y transmisión, utilizan sistema MIMO, en caso del USB Proxim es un sistema MIMO 2x2, y el transmisor AP Cisco Aironet 3700i, utiliza MIMO 3x3 (diversidad espacial). En cualquier caso, se puede afirmar que el desvanecimiento rápido no afecta nuestra señal recibida/mediciones.

5.3 Mediciones de desvanecimiento lento

En la sección anterior 5.2, se ha demostrado que el desvanecimiento rápido no se percibe en nuestro sistema; sin embargo, se pudo observar que sí se presenta fluctuaciones que tienen comportamiento de desvanecimiento lento. En la presente sección se analizará con data real el comportamiento del desvanecimiento lento.

La data utilizada en esta sección ha sido recolectada en el Complejo de Innovación Académica (CIA). En total se recolectaron 91 mediciones con un intervalo de tiempo entre mediciones de 2 a 3 minutos aproximadamente. La determinación de este intervalo de tiempo es debido a que se busca que las mediciones seas independientes entre sí. De toda la data recolectada, se analizó la data de 2 APs en particular (“AP BIB_P1_3” y “AP BIB_P1_4”), de lo cual resultó 4 casos: i) AP BIB_P1_3 con LOS en banda 2.4GHz, ii) AP BIB_P1_3 con LOS en banda 5GHz, iii) AP BIB_P1_4 con NLOS en banda 2.4GHz, y iv) AP BIB_P1_4 con NLOS en banda 5GHz.

Con las 91 mediciones de cada caso se calculó la función de probabilidad acumulada (*cdf*) para cada una de ellas y se les comparó con los *cdf* de diferentes distribuciones

de probabilidad (Normal, Log-normal, Nakagami-m, Rayleigh y Exponencial). Esto es debido a que se determinará el tipo de desvanecimiento que afecta a nuestra señal según a qué distribución de probabilidad se ajuste mejor nuestra data (Ver sección 2.1 y 2.2). Para graficar dichas *cdf*, se utilizó el *toolbox* de Matlab “*Distribution Fitting Tool*”. Las figuras 5-4, 5-5, 5-6 y 5-7 muestran gráficamente los *cdf* de la data y de las distribuciones de probabilidad.

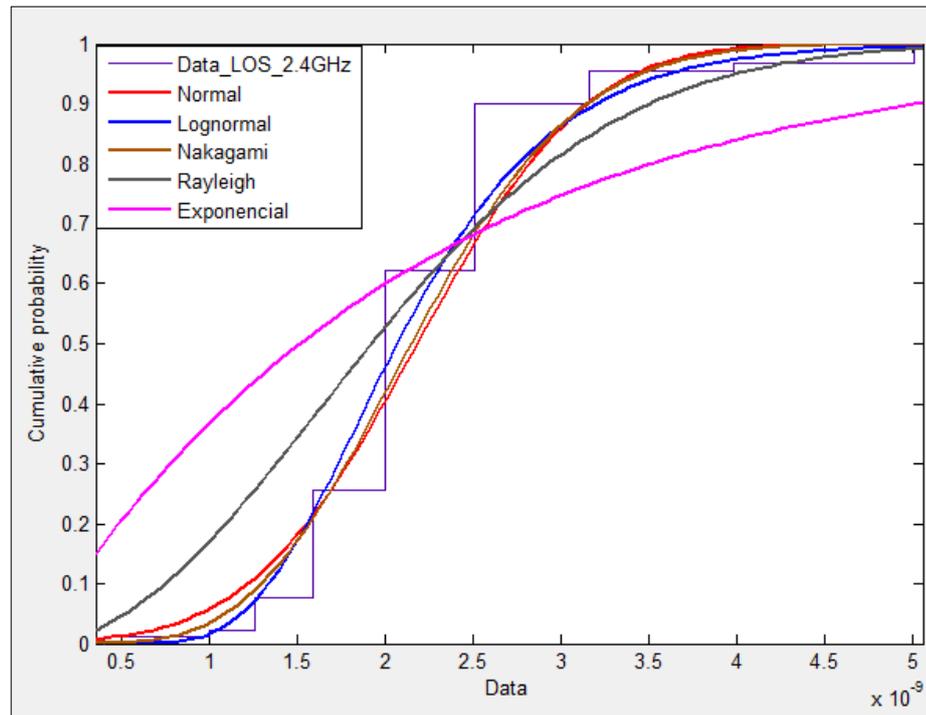


FIGURA 5-3: GRÁFICAS DE CDF DE DATA Y DISTRIBUCIONES DE PROBABILIDAD. AP CON LOS EN BANDA 2.4GHZ.

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

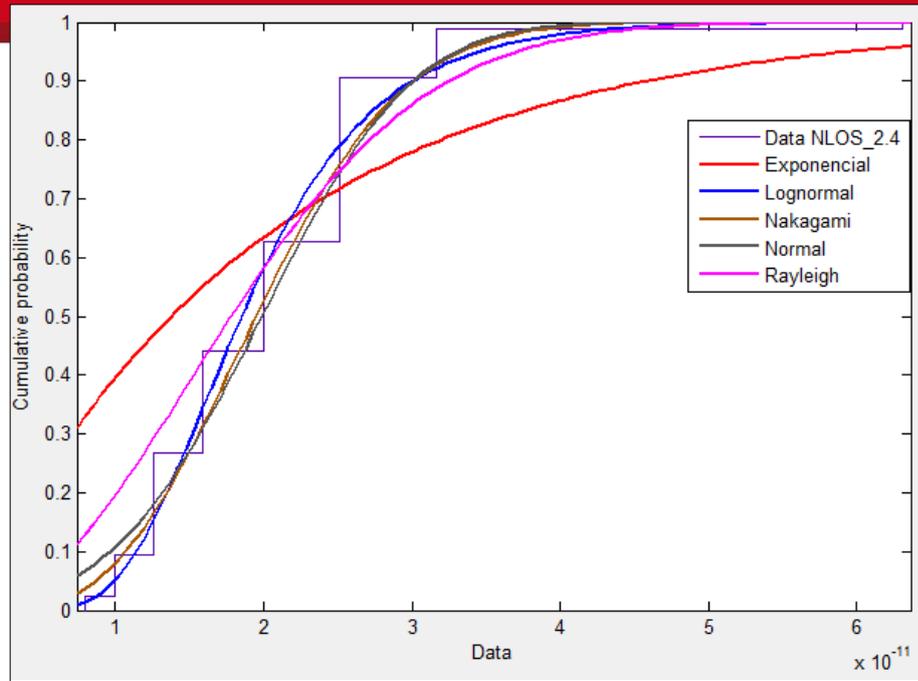


FIGURA 5-4: GRÁFICAS DE CDF DE DATA Y DISTRIBUCIONES DE PROBABILIDAD. AP CON NLOS EN BANDA 2.4GHZ.

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

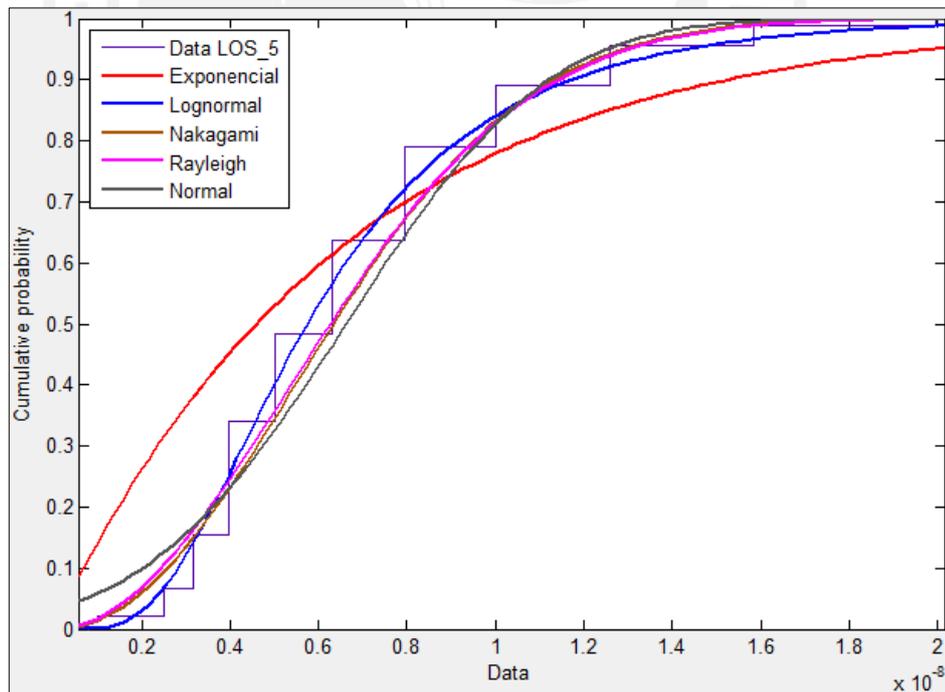


FIGURA 5-5: GRÁFICAS DE CDF DE DATA Y DISTRIBUCIONES DE PROBABILIDAD. AP CON LOS EN BANDA 5GHZ.

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

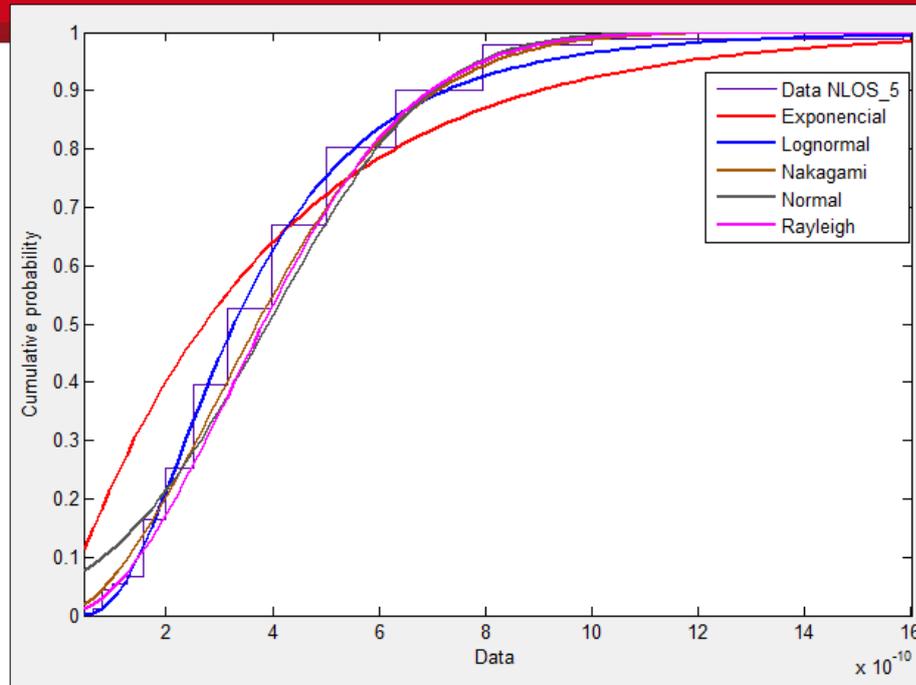


FIGURA 5-6: GRÁFICAS DE CDF DE DATA Y DISTRIBUCIONES DE PROBABILIDAD. AP CON NLOS EN BANDA 5GHZ.

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

Se puede observar que las gráficas no ayudan mucho a determinar a cuál distribución de probabilidad se asemeja más nuestra data. Por ello, se utilizó las métricas de *Goodness of fit* (GoF) para hallar a cuál de las distribuciones tiene mayor similitud. Estas métricas ya vienen predeterminadas en Matlab en la función “*goodnessOfFit*”. Dicha función ofrece tres métricas: Mean Square Error (MSE), Normalized Root Mean Square Error (NRMSE) y Normalized Mean Square Error (NMSE). La métrica MSE toma valores entre 0 y 1, siendo 0 el valor interpretado como ajuste perfecto, y 1 como mal ajuste. De manera inversa, NRMSE y NMSE toman valores de infinito negativo a 1, siendo 1 el valor interpretado como ajuste perfecto y mientras más negativo el valor, se considera peor el ajuste. La tabla 5-2 resume lo descrito anteriormente.

Métricas de GoF	Ajuste perfecto	Mal ajuste
MSE	0	1
NRMSE	1	$-\infty$
NMSE	1	$-\infty$

TABLA 5-2: INTERPRETACIÓN DE LAS MÉTRICAS DEL GOODNESS OF FIT

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

En las tablas de 5-3 al 5-6 se muestran los resultados resumidos de las métricas para cada caso analizado (2.4GHZ con LOS, 2.4GHZ con NLOS, 5GHZ con LOS y 5GHZ con NLOS) con respecto a cada distribución de probabilidad utilizada.

LOS 2.4GHz					
GoF	Exponencial	Log-normal	Nakagami-m	Normal	Rayleigh
MSE	0.04187	0.002997	0.003717	0.004468	0.011495
NRMSE	0.210134	0.866772	0.85238	0.836226	0.700727
NMSE	0.376112	0.98225	0.978208	0.973178	0.910435

TABLA 5-3: RESULTADOS DE MÉTRICAS GOF PARA CASO DE 2.4GHZ CON

LOS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

NLOS 2.4GHz					
GoF	Exponencial	Log-normal	Nakagami-m	Normal	Rayleigh
MSE	0.02396	0.001977	0.001898	0.002166	0.004303
NRMSE	0.169743	0.864183	0.867688	0.856841	0.767128
NMSE	0.310674	0.981554	0.982493	0.979506	0.945771

TABLA 5-4: RESULTADOS DE MÉTRICAS GOF PARA CASO DE 2.4GHZ CON

NLOS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

LOS 5GHz					
GoF	Exponencial	Log-normal	Nakagami-m	Normal	Rayleigh
MSE	0.013988	0.000952	0.002066	0.00358	0.00196
NRMSE	0.561986	0.914162	0.876169	0.833916	0.877922
NMSE	0.808143	0.992632	0.984666	0.972416	0.985097

**TABLA 5-5: RESULTADOS DE MÉTRICAS GOF PARA CASO DE 5GHZ CON
LOS**

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

NLOS 5GHz					
GoF	Exponencial	Log-normal	Nakagami-m	Normal	Rayleigh
MSE	0.008398	0.000981	0.001139	0.002263	0.001453
NRMSE	0.66462	0.906778	0.901979	0.858615	0.892105
NMSE	0.88752	0.99131	0.990392	0.98001	0.988359

**TABLA 5-6: RESULTADOS DE MÉTRICAS GOF PARA CASO DE 5GHZ CON
NLOS**

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

Las distribuciones de probabilidad con un mejor ajuste han sido resaltadas con amarillo en las figuras anteriores. Para los casos de 2.4 y 5GHz con LOS y 5GHZ con NLOS (tablas 5-3, 5-5 y 5-6), se puede observar que la función acumulada de nuestra data muestra mejor ajuste respecto a la distribución Log-normal con amplia diferencia sobre las demás distribuciones. Como se ha explicado en la sección 2, aquellas señales que son modeladas por la distribución Log-normal, pueden interpretarse que son afectadas por desvanecimiento lento.

Para el caso de 2.4GHZ con NLOS (tabla 5-4), se observa que la distribución a la que se ajusta mejor a nuestra data es el Nakagami-m, el cual se interpreta como una señal afectada por desvanecimiento rápido producto de recibir varias señales con desvanecimiento Rayleigh (*fast fading*). Sin embargo, si analizamos los resultados en dicho caso, podemos apreciar que las métricas resultantes entre Log-

normal y Nakagami-m no muestran una diferencia notoria: 0.000079 para MSE, 0.003505 para NRMSE y 0.000939 para NMSE. Entonces se podría diferir que la señal para 2.4GHz con NLOS también muestra un ajuste aceptable para Log-normal. Queda constatado que el desvanecimiento lento de la señal electromagnética de la red WiFi del campus puede ser razonablemente modelada por una distribución de probabilidad Log-normal.

5.4 Resultados de interpolación y errores *a posteriori*

En esta sección se estimará valores de atenuación de señal y los errores *a posteriori* después de dicha estimación. Como se ha explicado en la sección 4, se usará el método de interpolación Kriging mediante el *framework* UQLab (basado en Matlab), el cual también provee el cálculo de error Leave-One-Out, métrica que cuantifica el error del valor estimado (valor de prueba) respecto el valor esperado (valores de entrenamiento). Para más detalle, ver sección 2.4.1.

5.4.1 Interpolación de valor esperado y valores medidos

Como se determinó en la sección 4.3.2, la interpolación Kriging de UQLab necesita de tres variables: tipo de correlación, función de correlación y tendencia. Se determinó que nuestra data se perfilaba mejor con tipo de correlación elipsoidal, función de correlación exponencial y tendencia cúbica. Entonces en esta sección se detallará el procedimiento realizado para la estimación de interpolación, utilizando la sintaxis de Matlab.

En específico, se mostrará el procedimiento para el aula E101 y el AP ubicado en la misma aula. A continuación se muestra la sintaxis y código base que se ejecuta desde Matlab utilizando el *framework* UQLab [39]:

```

>> uqlab;           #Se ejecuta el framework

#Se crea nuestra estructura con las variables predeterminadas

>> Metaopts.Type = 'uq_metamodel';
>> Metaopts.MetaType = 'Kriging';           #Definimos interpolación Kriging
>> Metaopts.ExpDesign.Sampling = 'user';   #Variables personalizadas
>> Metaopts.ExpDesign.X = coordenadas;     #Asignamos las coordenadas de las
                                           #puntos geográficos medidos
>> Metaopts.ExpDesign.Y =valoresPathLoss; #Asignamos valores path loss
                                           #correspondientes a las
                                           #coordenadas asignadas

>> Metaopts.Trend.Type = 'polynomial';     #Tendencia tipo polinomial
>> Metaopts.Trend.Degree = 3;             #Tendencia polinomial cúbica
>> Metaopts.Corr.Type= 'elipsoidal';      #Tipo de correlación elipsoidal
>> Metaopts.Corr.Family = 'exponential';  #Función de correlación exponencial
>> Metaopts.Corr.Isotropic = false;      #Correlación isotrópica

#Creamos nuestro modelo Kriging
>>myKriging = uq_createModel(Metaopts);
  
```

La variable *myKriging* es una variable del tipo *uq_model* (variable propia de UQLab) que contiene la información sobre nuestro modelo creado a partir de las variables asignadas en el código anterior. Esta variable contiene los valores de los coeficientes de la ecuación polinomial de la tendencia, los pesos asignados a cada valor de la data, el error LOO, entre otros.

Es a partir de *myKriging* que es posible realizar la interpolación. Teniendo en cuenta que nuestras coordenadas de los punto geográficos medidos en el aula E101 son como lo muestra la figura 5-8, se determinará las coordenadas de los valores interpolados.

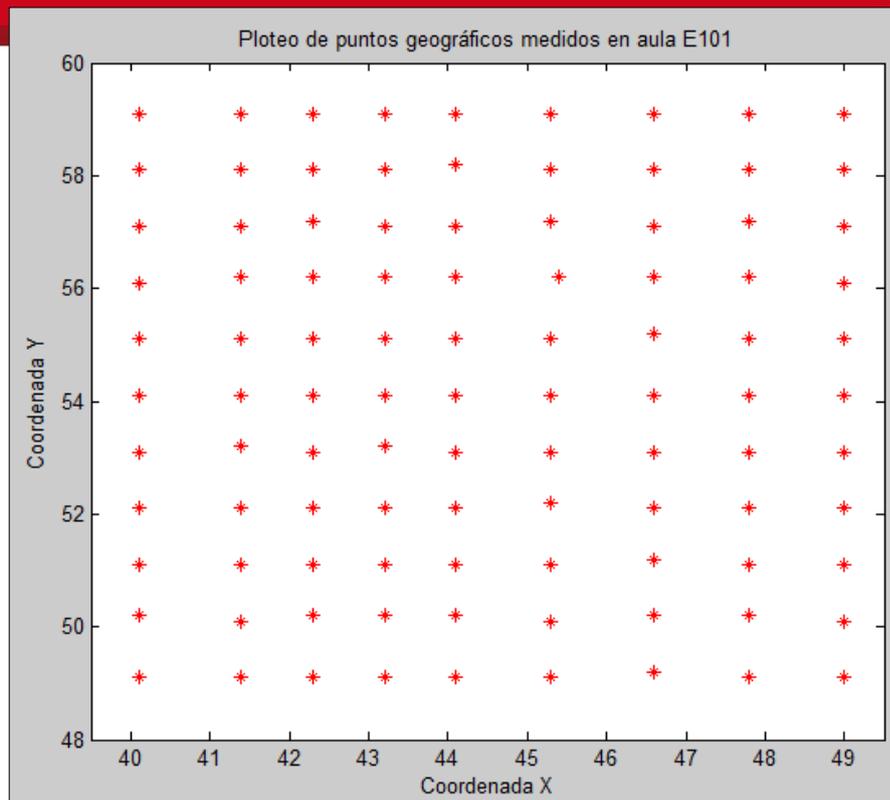


FIGURA 5-7: PLOTEO DE LAS COORDENADAS DE LOS PUNTOS GEOGRÁFICOS MEDIDOS EN EL AULA E101

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

Entonces para realizar la interpolación, es necesario indicarle al UQLab las coordenadas donde se desee que se estime el valor interpolado. Se determinó que la interpolación se realice cada 10 centímetros entre los valores extremos de los puntos geográficos medidos. En caso del aula E101, las coordenadas X de los puntos geográficos van desde $x = 41.1$ hasta $x = 49$; y en las coordenadas Y, van desde $y = 49.1$ hasta $y = 59.1$. Luego, se creó una matriz de dos columnas, cada columna contiene coordenadas separadas 10 centímetros. Cada fila de esta matriz, es la localización (coordenadas x, y) donde se estimará la atenuación de señal a partir de nuestro modelo *myKriging*. Para estimar los valores interpolados, UQLab provee el comando *uq_evalModel*, que necesita como variables de entrada las coordenadas donde se requiere los valores interpolados y el modelo Kriging creado. A

continuación, se muestra los simples comandos que se utiliza para calcular la interpolación:

```
#Matriz que contiene las coordenadas a interpolar  
>> coordInterp;  
  
#Se ejecuta el comando uq_evalModel para la estimación de valores interpolados y se le  
#asigna al vector columna valoresInterpolados  
>> valoresInterpolados = uq_evalModel(coordInterp, mykriging);
```

La variable *valoresInterpolados* es un vector columna de igual número de filas que *coordInterp*. Cada valor de las filas de *valoresInterpolados* corresponde al valor estimado de la señal en las respectivas coordenadas de la matriz *coordInterp*.

Ya teniendo las coordenadas con sus valores interpolados de la atenuación de señal, se puede mostrar gráficamente el mapa de atenuación de dicho salón y dicho AP. En este caso, mapa de atenuación del aula E101 correspondiente al AP-E101. La figura 5-9 muestra el mapa de calor resultante de nuestra interpolación.

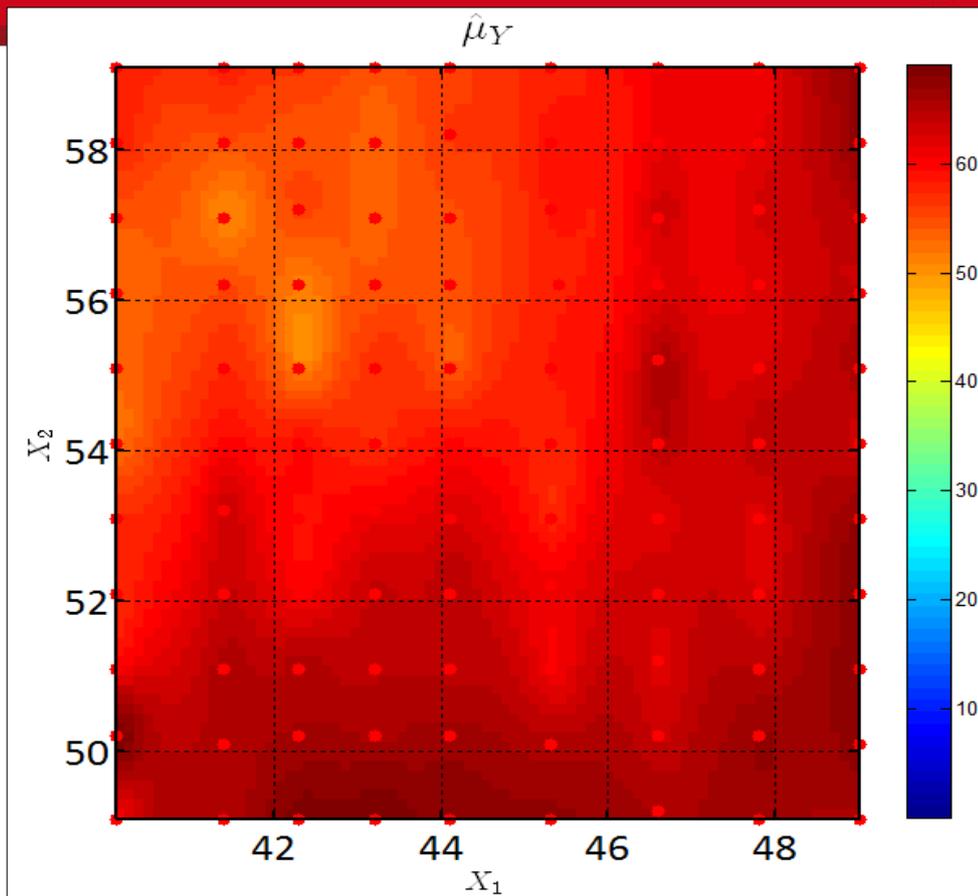


FIGURA 5-8: MAPA DE CALOR DEL AULA E101 Y AP-E101

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

5.4.2 Error *a posteriori* de valores interpolados

En esta sección se mostrará el error *a posteriori* resultante de nuestra interpolación realizada previamente. Tal y como se ha explicado anteriormente, una forma de puntualizar nuestro error del método escogido es calculando el error LOO. El error LOO es el promedio de los cuadrados de las diferencias entre el valor de prueba (valor estimado) y el valor calculado de los valores de entrenamiento (valor esperado). Entonces se puede afirmar que mientras más cercano a cero sea el error LOO, mejor sería la interpolación realizada.

UQLab tiene la característica de proveer este valor cada vez que se crea un modelo Kriging. El error LOO puede ser extraído del modelo Kriging creado. Tomando el

modelo creado en la sección anterior *myKriging*, se mostrará el comando para extraer el error LOO (en dB) y su valor correspondiente.

```
>> myKriging.Error  
  
ans =  
  
    LOO: 0.8689
```

El valor del error LOO es de 0.8689dB. En la tabla 4-5 se muestra diferentes valores de error LOO para diferentes salones y AP usando tendencia cúbica y cuadrática. Estos valores llegan hasta 2.72. Entonces nuestro error LOO tiene un valor muy cercano al error aceptable mostrado y explicado en la sección 4.1.3.2.1.

5.5 Comparación contra predicciones del Cisco Prime NCS

Una forma de evaluar cuantitativamente el beneficio otorgado por nuestro trabajo es comparándola con otras herramientas de función similar que dispone DIRINFO. En este caso, se compara nuestros resultados con las predicciones de la herramienta utilizada por DIRINFO, la plataforma Cisco Prime NCS. En esta sección se muestran las diferencias, que al ser altas justifican la realización del trabajo.

5.5.1 Diferencia entre valores predichos máximo y promedio por pabellón

Se define error como la diferencia entre el valor promedio de potencia recibida medida en una localización específica por nuestro trabajo y el valor predicho a priori por el Cisco Prime NCS.

Dado que el Cisco Prime no brinda data exportable para la comparación con la data medida en los diferentes pabellones y así obtener un Error promedio por Piso, Pabellón y Total. Se tomó una muestra de 100 puntos aleatorios medidos para hacer una comparación manual contra la data predicha priori por el Cisco Prime y así obtener el error promedio. En las figura 5-10 se muestran los resultados de nuestras

mediciones (azul) así como los valores predichos por el Prime (naranja). La figura 5-11 muestra la diferencia entre ambas curvas, lo que representa el error de predicción del Prime. Como se aprecia, estos errores de predicción pueden llegar a ser de hasta 10dBs. La tabla 5-7 presenta el error promedio del valor absoluto por Pabellón (25 muestras por cada pabellón) para un total de 100 muestras aleatorias.

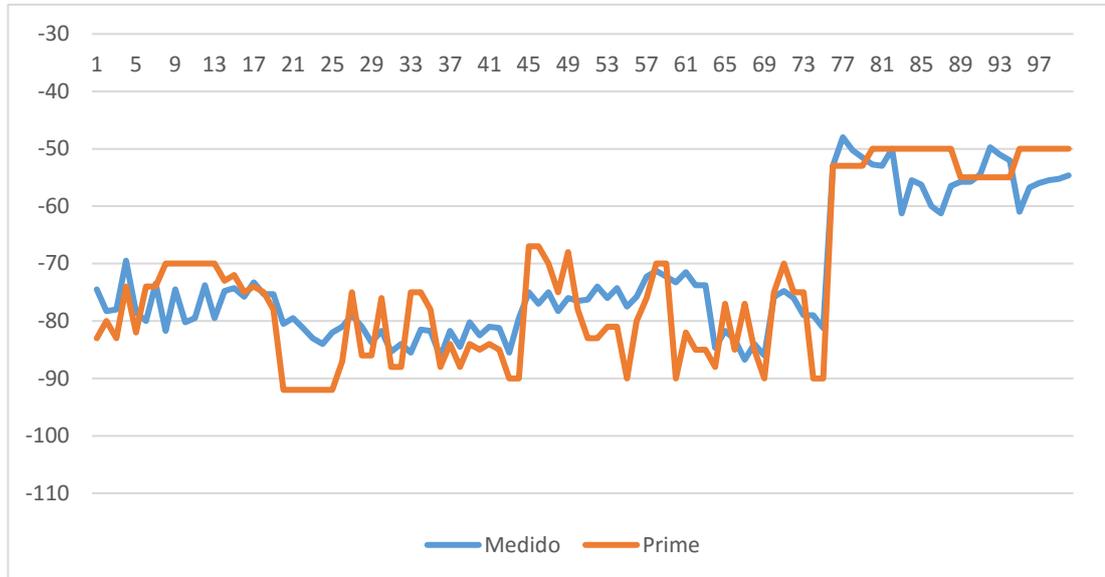


FIGURA 5-9: POTENCIA DE LA MUESTRA DE LOS 100 PUNTOS ALEATORIOS (MEDIDO Y PRIME)

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

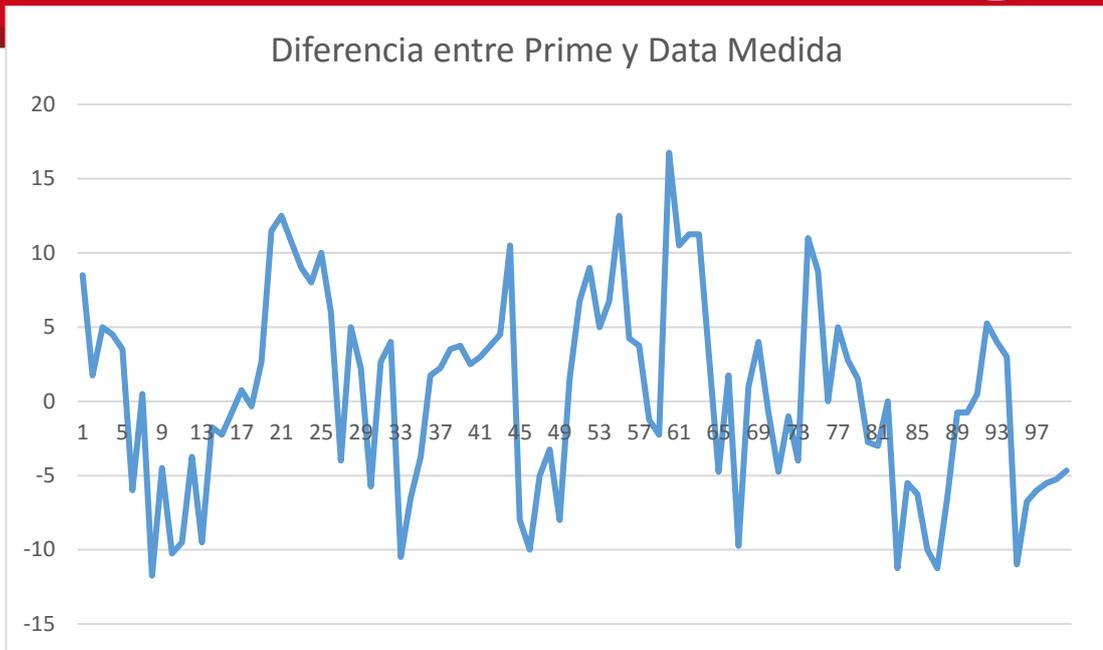


FIGURA 5-10: DIFERENCIA ENTRE LA DATA MEDIDA Y EL PRIME DE LOS 100 PUNTOS ALEATORIOS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Pabellón	Error promedio por pabellón (dB)
Pabellón H	5.97
Pabellón N	4.87
Pabellón Z	6.24
Pabellón E	4.77
Error promedio total	5.46

TABLA 5-7: COMPARACIÓN ENTRE RESULTADOS DE NUESTRO TRABAJO Y CISCO PRIME NCS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.

5.6 Cuantificación del impacto: error de geolocalización

Una manera de cuantificar el beneficio obtenido por el levantamiento del mapa de calor realizado es midiendo el error en nuestro método de Geolocalización basado en *fingerprinting*. A partir de ella, utilizaremos nuestro algoritmo de localización MLE aplicando la ecuación 3.1 mostrada en la sección 3.3.2 de la presente tesis. Este método será implementado en la herramienta de software matemático Matlab, la cual nos permitirá calcular el error de localización obtenido en cada *set* de *fingerprinting*.

Idealmente, este error sería comparado con el error obtenido usando las predicciones del Cisco Prime. Desafortunadamente, la versión de Cisco Prime disponible (sin el módulo MSE, o *Mobility Service Engine*) no permite exportar estas predicciones a fin de realizar la geolocalización.

5.6.1 Método de geolocalización indoor

El escenario que se propone para la geolocalización se basa en un usuario ubicado en el Punto 20 del Pabellón H (salón H204). Este usuario se encuentra conectado a la red Wireless de la PUCP y recibe la señal inalámbrica de distintos APs las cuales serán tomadas como datos según la potencia recibida en el punto que se encuentre el usuario, en este escenario solo se tomará una medición en el punto mas no el promedio de varias mediciones tomadas. El método consta de 2 fases:

- Fase 1: Hallar aulas candidatas
- Fase 2: Elegir conjunto de APs a usar y calcular el MLE en aulas candidatas

El método de localización implementado en la primera etapa tiene como input:

- Los tres APs con mayor potencia en el punto geográfico que se encuentra el usuario
- La potencia medida de los APs con mayor potencia

Se tomó este primer input pues se presupone que todo punto geográfico estará cubierto por al menos 3 APs; recordemos que cuando nos referimos a un punto geográfico se hará referencia a un número, este número tendrá coordenadas en el plano X-Y en el lugar geográfico medido lo cual nos permite ubicarnos en los mapas atendidos por la presente tesis. Este primer input nos servirá para discernir, a partir del error obtenido en el algoritmo, en un pabellón de la Universidad cuales son los posibles ambientes en los cuales podría estar el usuario. En la tabla 5-8, se puede observar para cada ambiente el menor valor de MLE obtenido por un punto dentro del ambiente referido, también se muestra el ID del punto que consigue este mínimo. Como se explicara en la Sección 5.6.2, el MLE fue calculado asumiendo que todas las varianzas de los fingerprints son iguales a 1. Basándonos en el valor MLE global se establece que los ambientes candidatos para incluir en la localización real del usuario, son esos ambientes con al menos un punto con MLE menor a 10 (H-204 y H-203 en la tabla 5-8).

Lugar Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'Corredor1B'	302.90	18
'H103'	138.53	18
'Corredor2A'	102.55	21
'H202'	170.82	10
'H203'	7.19	36
'H204'	4.44	27
'H205'	81.11	38
'H206'	182.05	13
H303'	160.41	37

TABLA 5-8: RESULTADO DEL ALGORITMO DE LOCALIZACIÓN PARA UN PUNTO GEOGRÁFICO CON COBERTURA DE 3 APS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

La segunda etapa del método de localización tendrá como input:

- Posibles ambientes donde se encuentra el usuario con al menos un punto con Negativo ML menor a 10

- Los APs del piso que tengan cobertura en el punto geográfico donde se encuentra el usuario. (En caso exista 3 a más APs del piso con cobertura)
- Todos los APs del pabellón que tengan cobertura en el punto geográfico donde se encuentra el usuario
- La potencia medida de los APs del piso.
- La potencia medida de todos los APs del pabellón con cobertura en el punto geográfico.

A partir de la data del segundo input se realizará 2 veces el método explicado anteriormente. El primero, en caso exista APs suficientes en el piso que cubran completamente los ambientes candidatos y al punto donde se encuentra el usuario. Se calcula el Negativo ML para todos los puntos (fingerprinting) en los salones candidatos. De esa forma se obtendrá la posible posición teniendo la data solo de los APs del piso. Finalmente se realizará el mismo procedimiento con la data de todos los APs del pabellón con cobertura en la posición del usuario y los ambientes candidatos. De los dos procedimientos realizados obtendremos las tablas 5-9 y 5-10 respectivamente.

Lugar Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'H203'	11.26	36
'H204'	9.92	29

**TABLA 5-9: RESULTADO DE LOCALIZACIÓN PARA UN USUARIO CON LOS
APS DEL PISO CON COBERTURA**

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

	Negativo	
Lugar Geográfico	ML	Punto Geográfico
'H203'	30.20	36
'H204'	24.66	25

**TABLA 5-10: RESULTADO DE LOCALIZACIÓN PARA UN USUARIO CON
TODOS LOS APS CON COBERTURA**

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Para las tablas 5-9 y 5-10 el lugar geográfico donde se encuentra el usuario sería el salón H204, pero teniendo en cuenta el error mínimo para los distintos casos en el primero (Tabla 5-9) el punto geográfico hallado sería el 29 y en el segundo (Tabla 5-10) el punto es el 25. En cada estimación tomaremos el error mínimo, este error se presentará en ejemplos a lo largo de esta sección mostrando así que tan exacto es el modelo implementado.

5.6.1.1 Impacto del número de mediciones RSSI del dispositivo móvil

Se presupone que la precisión en la localización mejorará si en el punto geográfico donde se encuentra el usuario se logra obtener una serie de mediciones RSSI y están se promedian entre sí para tener los inputs necesarios en nuestro algoritmo. Para demostrarlo se tomaron tres mediciones en un instante dado en la posición 20 en el salón H204. En la tabla 5-11 se muestra los APs que tienen cobertura en un punto geográfico dado, esto servirá como input para la fase 1 y 2, con la data para los tres APs con mayor potencia, APs del piso y APs total con cobertura en la posición del usuario a hallar. Se tomarán 2 casos para mostrar la mejora en la localización con mayor data medida del usuario

- Primer caso: Data input con la potencia medida en el instante 1
- Segundo caso: Data input con la potencia promedio de los 3 instantes.

Pabellón: H

Salón: 204

Posición Geográfica: 20

Nombre AP	Potencia Medida Instante 1	Potencia Medida Instante 2	Potencia Medida Instante 3	Potencia Promediada
AP_H_204	-46	-56	-53	-51.7
AP_H_203	-61	-66	-67	-64.7
AP_H_205	-67	-73	-70	-70.0
AP_H_202	-70	-82	-81	-77.7
AP_H_103	-71	-85	-84	-80.0
AP_H_302	-78	-81	-84	-81.0
AP_H_303	-80	-81	-81	-80.7

TABLA 5-11: ACCESS POINT CON LA POTENCIA MEDIDA EN LA POSICIÓN DEL USUARIO EN DIFERENTES INSTANTES Y EL PROMEDIO DE LAS MISMAS

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Luego de introducir la data en el algoritmo de localización obtenemos las Tablas 5-12, 5-13 y 5-14. En cada caso el lugar geográfico con menor Negativo ML se encuentra en el salón H204, aunque el punto exacto varía según la prueba realizada. En las tablas se muestra como el error de localización se minimiza con mayor data medida.

Lugar Geográfico	Potencia Medida Instante 1		Potencia Promediada	
	Negativo ML	Punto Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'Corredor1B'	975.68	18	679.12	18
'H103'	543.25	18	361.64	18
'Corredor2A'	434.63	21	250.37	21
'H202'	547.75	10	338.34	10
'H203'	43.66	36	46.75	5
'H204'	10.19	29	0.38	19
'H205'	267.69	37	186.30	37
'H206'	584.13	13	386.42	13
'H303'	514.00	37	312.77	37
Error Localización(m)		2.59		0.99

TABLA 5-12: REDUCCIÓN DEL ERROR DE LOCALIZACIÓN CON 3 APS CON MAYOR POTENCIA DE LA SEÑAL EN LA UBICACIÓN DEL USUARIO

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Lugar Geográfico	Potencia Medida Instante 1		Potencia Promediada	
	Negativo ML	Punto Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'H203'	46.78	36	86.80	5
'H204'	28.74	29	1.43	19
Error Localización(m)		2.59		0.99

TABLA 5-13: REDUCCIÓN DEL ERROR DE LOCALIZACIÓN CON APS DEL PISO CON COBERTURA EN LA UBICACIÓN DEL USUARIO

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

	Potencia Medida Instante 1		Potencia Promediada	
Lugar Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'H203'	104.88	36	119.22	36
'H204'	74.00	17	2.30	19
	Error Localización(m)	3.00		0.99

TABLA 5-14: REDUCCIÓN DEL ERROR DE LOCALIZACIÓN CON TODOS LOS APS CON COBERTURA EN LA UBICACIÓN DEL USUARIO

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

5.6.1.2 Impacto del número de sensores cubriendo a un dispositivo móvil

La resolución en la geolocalización se presupone mejora cuando hay mayor cantidad de APs que tienen cobertura en el punto geográfico a localizar, esto se puede dar ya que estos nos brindan mayor información sobre el punto geográfico (potencia medida) y así es más amplio el input a introducir en el algoritmo elaborado. Así como puede mejor la resolución del punto con mayor data, también se puede introducir mayor error en la localización debido al ruido de medición. Para la presente tesis se tiene en cuenta todos los APs que tienen cobertura en el punto pero es probable una mejora si se logra discernir aquellos APs que dan información fiable contra los que introducen error. Para un usuario localizado en el Punto XXX, las tablas 5-15, 5-16 y 5-17 muestran como el error de localización aumenta cuando se toma la data de todos los APs del piso y luego reduce a 0 cuando se utiliza todos los APs que cubren al punto.

Lugar Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'Corredor1A'	218.25	13
'Corredor1B'	710.50	26
'H100'	330.16	35
'H101'	261.69	6
'H102'	5.56	4
'H103'	29.78	26
'H104'	227.78	11
'H203'	583.00	27
Error Localización(m)		1.01

TABLA 5-15: ESTIMACIÓN DE LOCALIZACIÓN CUANDO EL USUARIO ES CUBIERTO CON 3 APS CON MAYOR POTENCIA DE INCIDENCIA

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Lugar Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'H102'	6.59	15
'H103'	37.78	26
Error Localización(m)		2.41

TABLA 5-16: ESTIMACIÓN DE LOCALIZACIÓN CON TODOS LOS APS DEL PISO QUE TIENEN COBERTURA EN EL PUNTO GEOGRÁFICO A LOCALIZAR

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Lugar Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'H102'	7.38	5
'H103'	46.90	25
Error Localización(m)		0

TABLA 5-17: ESTIMACIÓN DE LOCALIZACIÓN CON TODOS LOS APS QUE TIENEN COBERTURA EN EL PUNTO GEOGRÁFICO A LOCALIZAR

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Se puede observar en la tabla 5-16, el caso cuando se tienen mayor cantidad de APs cubriendo el punto (APs del piso) donde se encuentra el usuario y no se reduce el error de localización, esto se da pues existen APs que introducen error en la localización es por ello que el error aumenta de 1.01 a 2.41m; por otro lado tenemos en la tabla 5-17 cuando tomamos en cuenta todos los APs del pabellón y obtenemos como error de localización 0m, esto se debe pues existe un impacto al momento de realizar la localización cuando se tienen mayor cantidad de sensores cubriendo el punto y estos brindan data correcta para obtener un menor error de localización. Más investigación es requerida para determinar que APs proveen mayor poder de discriminación y cuales proveen mayormente ruido.

5.6.2 Comparación de errores de precisión

La ecuación 3.1 presentada en la sección 3.2.1 tiene en cuenta la varianza de los puntos medidos; sin embargo, al realizar las pruebas se halló que si se considera la varianza estimada en el cálculo del MLE. El error de localización promedio aumentaba en aproximadamente 2 metros. En algunos puntos medidos, considerando la varianza medida podía aumentar en hasta 3 metros el error de localización es por ello que se realizó un análisis de cuan confiable puede ser la varianza de 4 mediciones. Se tomaron 87 mediciones en un punto y se tomó la

varianza de cada 4, 16 y 64 puntos obteniendo las figuras 5-12 ,5-13 y 5-14. Si se tendría mayor cantidad de mediciones por punto, se tendría un mejor modelado de la varianza y esta no introduciría tanto error a nuestro algoritmo de localización, pero como se explicó en el capítulo 4 esto no está en el alcance de esta tesis por la cantidad de tiempo que tomaría realizarlo. Dada la poca confiabilidad del estimador de la varianza de la PDF de la log-normal para el cálculo del MLE, se asumió que todos los pdf tenían la misma varianza igual a 1.

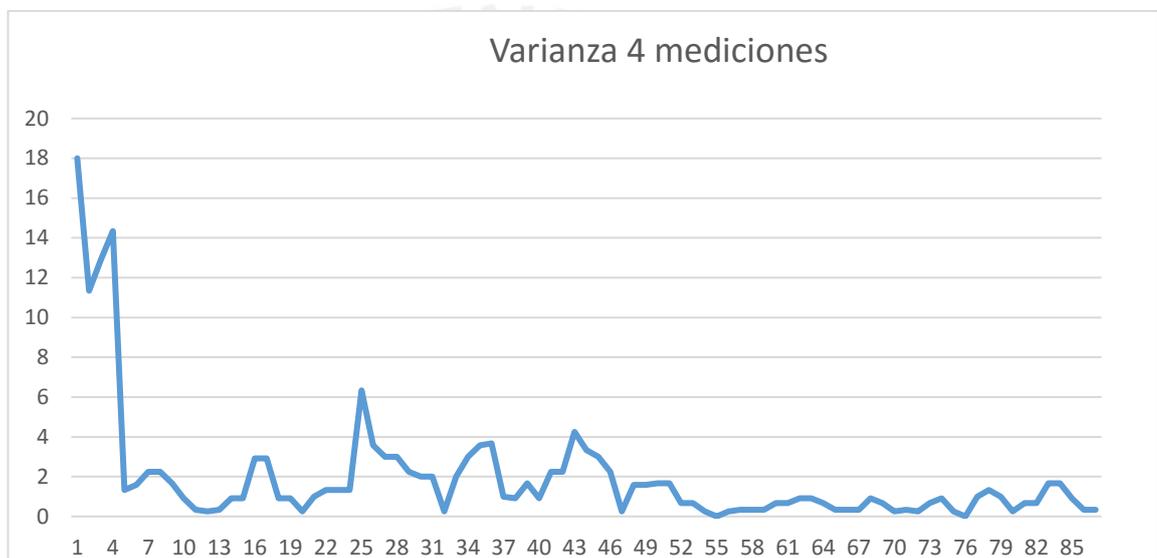


FIGURA 5-11: COMPORTAMIENTO DE LA VARIANZA TOMANDO 4 MEDICIONES DE PRUEBA

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

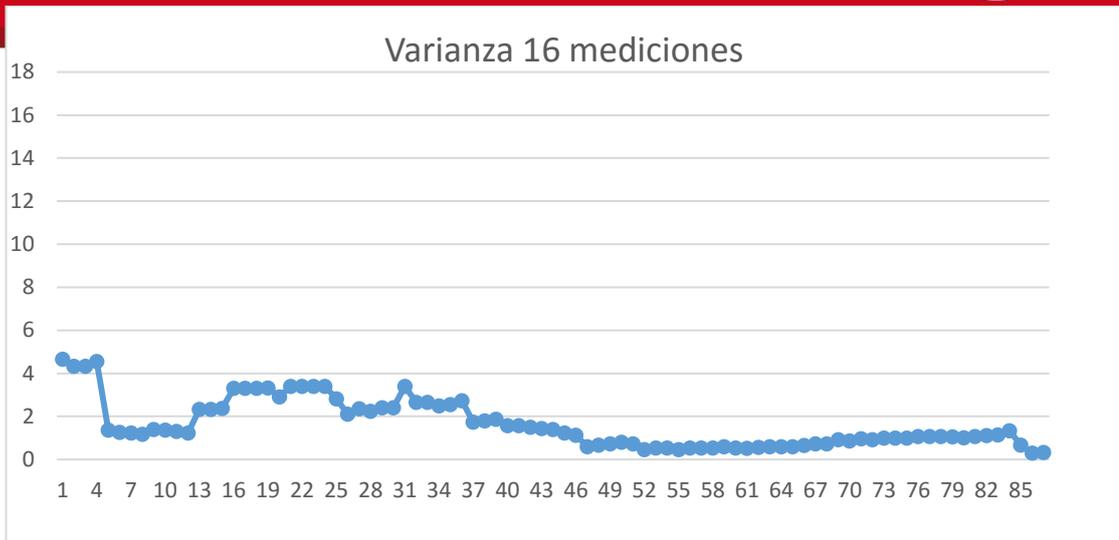


FIGURA 5-12: COMPORTAMIENTO DE LA VARIANZA TOMANDO 16 MEDICIONES DE PRUEBA

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

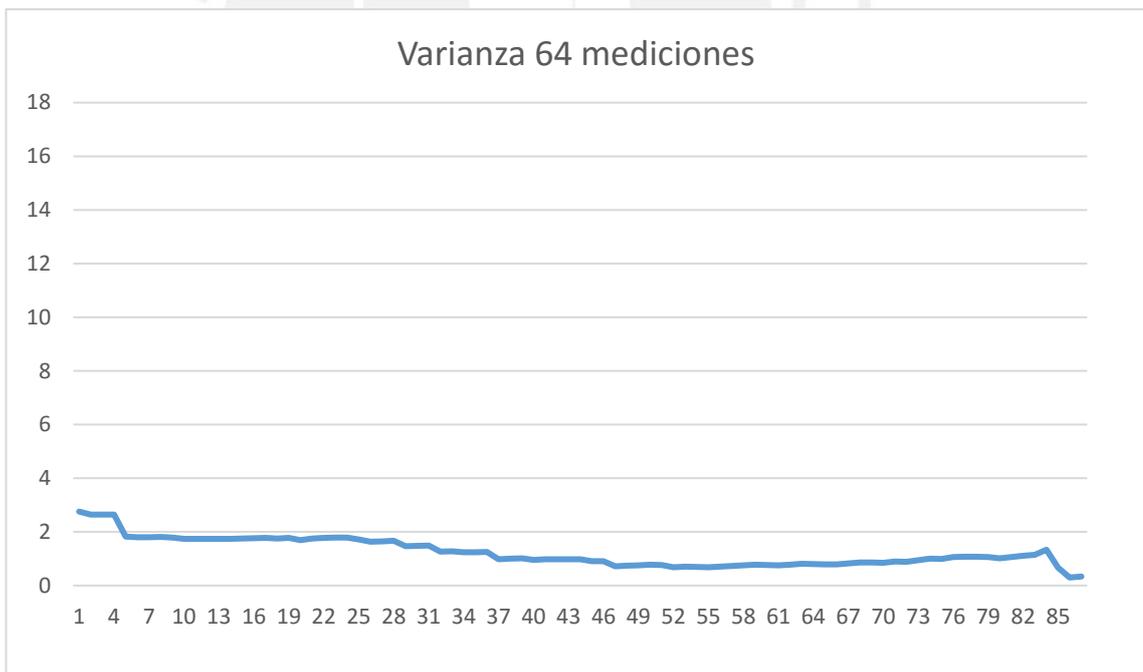


FIGURA 5-13: COMPORTAMIENTO DE LA VARIANZA TOMANDO 64 MEDICIONES DE PRUEBA

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

5.6.2.1 Pruebas para un usuario dado

Se realizó pruebas de comparación de cuanto se reduce el error de localización cuando se asume la varianza 1, se asume este valor para que no introduzca error en nuestro método de localización, y que error presentaría si se toma en cuanto la varianza de los 4 puntos. Se presenta en la, siguientes tablas 5-18, 5-19 y 5-20 los resultados de un caso analizado.

Pabellón: H

Salón: 103

Posición Geográfica: 15

Lugar Geográfico	Varianza de las 4 mediciones		Varianza = 1	
	Negativo ML	Punto Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'Corredor1A'	101.87	22	350.30	21
'Corredor1B'	192.23	23	617.13	23
'H101'	69.38	37	220.66	37
'H102'	6.63	16	15.78	16
'H103'	2.10	33	0.69	33
'H104'	52.94	10	263.56	11
'H204'	330.93	38	802.00	38
Error Localización(m)				
		5.81		
			5.81	

TABLA 5-18: ESTIMACIÓN DE LOCALIZACIÓN CON 3 APS CON MAYOR POTENCIA DE INCIDENCIA EN EL PUNTO GEOGRÁFICO A LOCALIZAR

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

	Varianza de las 4 mediciones		Varianza = 1	
	Lugar Geográfico	Punto Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'H102'	9.69	16	23.78	16
'H103'	3.48	27	3.13	15
Error Localización(m)		4.47		0

TABLA 5-19: ESTIMACIÓN DE LOCALIZACIÓN CON TODOS LOS APS DEL PISO QUE TIENEN COBERTURA EN EL PUNTO GEOGRÁFICO A LOCALIZAR

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

	Varianza de las 4 mediciones		Varianza = 1	
	Lugar Geográfico	Punto Geográfico	Negativo ML	Punto Geográfico
'H102'	16.89	16	29.81	16
'H103'	5.75	35	18.72	16
Error Localización(m)		5.47		1.44

TABLA 5-20: ESTIMACIÓN DE LOCALIZACIÓN CON TODOS LOS APS QUE TIENEN COBERTURA EN EL PUNTO GEOGRÁFICO A LOCALIZAR

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

En las tablas se presenta el resultado de uno de los casos analizados y se observa en la tabla 5-20 que teniendo en cuenta todos los APs que tienen cobertura en la ubicación donde se encuentra el usuario el error de localización se reduce en 4m. Para tener un promedio de cuanto es este error se tomaron la muestra de 8 casos y se promediaron teniendo como resultado la tabla 5-21.

Pabellón	Salón	Punto Geográfico	Error de localización con varianza de las 4 mediciones	Error de localización con varianza = 1
H	102	5	0	0
H	103	15	5.47	1.4
H	204	20	5.47	3
H	202	12	3	2
N	202	3	2.2	2
N	303	10	4.1	0
N	102	18	0	1
N	212	32	0	0
Error promedio(m)			2.53	1.175

TABLA 5-21: REDUCCIÓN DEL ERROR DE LOCALIZACIÓN PROMEDIO CUANDO NO SE TIENE EN CUENTA EL VALOR DE LA VARIANZA DE 4 MEDICIONES

FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA

Como se observa en la tabla 5-21 el error promedio de localización se reduce en 1 metro y cuarenta centímetros aproximadamente, es por ello que en esta tesis para los cálculos de localización de usuario se tomó la varianza 1 y no la que nos brindaba las 4 mediciones tomadas.

Conclusiones y Recomendaciones

- Se presentan muchos fenómenos que producen desvanecimiento a la señal electromagnética; sin embargo, se comprueba que en nuestras mediciones solo se percibió desvanecimiento lento. Esto debido a posiblemente dos razones: i) la herramienta promedia la potencia de los *beacons* que llegan durante el tiempo de escaneo, o ii) el hecho de utilizar receptor y transmisor con sistema MIMO evita que el *fast fading* se manifieste de manera evidente en nuestro sistema.
- La atenuación de la señal tiene un comportamiento aleatorio cuya correlación espacial es casi nula. Las fluctuaciones de la señal en un ambiente son muy drásticas y nuestro valor esperado entre puntos colindantes puede variar fuertemente. Este hecho no ayuda a encontrar un método o algoritmo apropiado para la estimación de la atenuación de la señal. Estas fluctuaciones drásticas pueden deberse a errores en las mediciones o a la pequeña cantidad de mediciones hechas por punto geográfico.
- La etapa de entrenamiento en la técnica *fingerprinting* es muy importante, por ello la cantidad de mediciones que se hagan define que tan precisa es tu localización de usuario. El alcance de la presente tesis tiene 4 mediciones por punto, en el caso de tener más data para el mapa de cobertura ayudaría a reducir el error de localización que se está obteniendo.
- El algoritmo de localización basado en el estimador MLE tiene como *input* la potencia promedio y la varianza de nuestra matriz de la potencia medida. Es necesario observar que tan confiables son los datos que se obtienen en la etapa de mediciones pues, como se demostró en la sección 5.6.2, la varianza introduce error en nuestro algoritmo de localización pues 4 mediciones no son suficientes para modelar su comportamiento; Es por ello que se decidió no tomar en cuenta este resultado y tomar una varianza 1 para los distintos pabellones.

- Un punto geográfico donde se encuentre el usuario a localizar puede estar cubierto con distintos APs. Se pensó que un punto al estar cubierto con mayor APs tendría menor error de localización. Al obtener resultados y analizarlos se observó que no todos los APs brindan data que sirven para mejorar la estimación de la posición, esto se observó cuando son APs muy lejanos y cuando la señal era afectada por fenómenos drásticamente y brindaba data errónea de la potencia medida por el usuario. No está en el alcance del algoritmo identificar aquellos APs que introducen error, pero se recomienda para futuras investigaciones tomar en cuenta este caso.
- Se concluye que el mapa de cobertura realizado es confiable pues el error promedio de geolocalización obtenido es aproximadamente 1.2 metros y siempre encuentra el lugar geográfico donde se encuentra el usuario (salón o corredor).

Bibliografía

- [1] "Report: WLAN Growth Rate Slows, But Market to Remain Strong"
URL: <http://www.telecompetitor.com/report-wlan-growth-rate-slows-but-market-to-remain-strong/>
Consulta: 30 de marzo de 2015.
- [2] "2010 USA - Telecoms, Wireless, Broadband and Forecasts"
URL: <https://www.budde.com.au/Research/2010-USA-Telecoms-Wireless-Broadband-and-Forecasts.html>
Consulta: 30 de marzo de 2015.
- [3] "Strong signals: growing use of public Wi-Fi hotspots"
URL: <http://www.acma.gov.au/theACMA/engage-blogs/engage-blogs/Research-snapshots/Strong-signals-growing-use-of-public-Wi-Fi-hotspots>
Consulta: 30 de marzo de 2015.
- [4] Abdul Halim Ali, Mohd Raziff Abd Razak, Muzaiyanah Hidayab, Syuwari Ashraf Azman, Mohd Zaim Mohd Jasmin and Mohd Azmir Zainol. "Investigation of Indoor WIFI Radio Signal Propagation", IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications, October 3-5, 2010
- [5] Rappaport, Theodore. "Wireless Communications, Principles and Practice". Segunda edición, Pearson. 2009.
- [6] "Reflexión y transmisión de la luz"
URL: <http://www.hiru.eus/fisica/reflexion-y-refraccion-de-ondas>
Fecha de Consulta: 05 de mayo de 2015.
- [7] Saunders, S. R. "Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems". John Wiley & Sons. 1999.

- [8] “¿QUÉ ES LA DIFRACCIÓN DE LA LUZ?”.
URL: <http://varinia.es/blog/2011/02/23/%C2%BFque-es-la-difraccion-de-la-luz/>
Fecha de Consulta: 06 de mayo de 2015.
- [9] Bagad, V.S. “*Wireless Communication*”. Primera edición, *Technical Publications Pune*. 2009.
- [10] Theofilos Chrysikos, Giannis Georgopoulos and Stavros Kotsopoulos.
“*Site-Specific Validation of ITU Indoor Path Loss Model at 2.4 GHz*”,
WoWMoM IEEE International Symposium. 2009.
- [11] Signal T. L. “*Wireless Communications*”. Primera Edición, *Tata McGraw Hill*. 2010.
- [12] Seybold, John. “*Introduction to RF Propagation*”. Primera edición, *Wiley*. 2005
- [13] Vij, Vikrant. “*Wireless Communication*”. Primera edición, *University Science Press*. 2010.
- [14] M.Siva Ganga Prasad, P.Siddaiah, L.Pratap Reddy y K.Lekha.
“*Analysis of Fast Fading in Wireless Communication Channels*”.
International Journal of Systems and Technologies. 2010.
- [15] Huawei Technologies CO., LTD. “*Principles of the WCDMA*”. Material académico. 2013.
- [16] “Channel modeling – an Introduction”
URL: <http://www.gaussianwaves.com/2013/07/channel-modeling-an-introduction/>
Fecha de Consulta: 18 de mayo del 2015
- [17] Pozar, David M. “*Microwave Engineering*”. Cuarta edición, *Wiley*. 2012.

- [18] Lkhagvatseren T, Hruska F. “*Path loss aspects of a wireless communication system for sensors*”, International Journal of Computers and Communications, Issue 1, Volume 5, 2011
- [19] S.A. Hamzah, M.F. Baharudin, N. M. Shah, Z. Zainal Abidin, A. Ubin, “*Indoor channel prediction and measurement for wireless local area network (WLAN) system*”, ICCT '06. International Conference. 2006.
- [20] Elina Laitinen, Elena Simona Lohan, Jukka Talvitie and Shweta Shrestha. “*Access Point Significance Measures in WLAN-based Location*”. Positioning Navigation and Communication (WPNC). 2012.
- [21] International Telecommunication Union. “*Recommendation ITU-R P.1238-7: Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz*”. 2012.
- [22] Andreas Terzis y Yin Chen. “*On the Implications of the Log-normal Path Loss Model: An Efficient Method to Deploy and Move Sensor Motes*”, Proceedings of the 9th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems. 2011.
- [23] Remigiusz Olejnik. “*A Floor Description Language as a Tool in the Process of Wireless Network Design*”. Computer Networks 16th Conference, Poland. 2009.
- [24] Zvanovec, S., Pechac, P., Klepal, M. “*Wireless LAN Networks Design: Site Survey or Propagation Modeling?* Radioengineering Journal. 2003.
- [25] Kaveh Pahlavan y Allen Levesque. “*Wireless Information Networks*”. Segunda Edición, Willey. 2005.
- [26] “*Wireless Local Area Network (WLAN)*”
URL: <http://www.techopedia.com/definition/5107/wireless-local-area-network-wlan>

Consulta: 13 de julio de 2014.

- [27] “Rayleigh Fading”
URL: <http://www.radio-electronics.com/info/propagation/multipath/rayleigh-fading-tutorial-basics.php>
Consulta: 14 de Abril de 2015.
- [28] Du, K. y Swamy, M.N.S. “*Wireless Communications Systems: From RF subsystems to 4G enabling technologies*”. Primera edición, Cambridge University Press. 2010.
- [29] International Telecommunication Union. “*RECOMMENDATION ITU-R P.1057-1. Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling*”. 1994.
- [30] “Distributions”
URL: <http://tx.shu.edu.tw/silverjay/literature/!adoption/distributions.htm>
Fecha de Consulta: 24 de junio del 2015
- [31] “Nakagami Fading”
URL: <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr03/ricenaka/nakagami.htm>
Consulta: 20 de mayo de 2015.
- [32] Simon Saunders y Alejandro Aragón-Zavala. “*Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*”. Segunda Edición, Wiley. 2007.
- [33] S. Aun Abbas, Asrar U. Sheikh. “*A Geometric Theory of Nakagami Fading Multipath Mobile Radio Channel with Physical Interpretations*”. Vehicular Technology Conference, 1996. Mobile Technology for the Human Race, IEEE 46th.
- [34] “Estimation of Fading Statistics of Nakagami Channel with Weibull Distributed Tolerable Outage Time”

URL: http://file.scirp.org/Html/5-6801091_18930.htm

Fecha de Consulta: 24 de junio del 2015

- [35] Lempiänen, J., Manninen, M. “*Radio Interface System Planning for GSM/GPRS/UMTS*”. Primera edición, *Kluwer Academic Publishers*. 2002.
- [36] Crow, E. y Shimizu, K. “*Lognormal Distributions: Theory and Applications*”. 88^{vo} volume, *Marcel Dekker*. 1988.
- [37] “Lognormal Distribution”

URL: <http://www.engineeredsoftware.com/nasa/lognormal.htm>

Fecha de Consulta: 25 de junio del 2015.

- [38] Alvarado Valencia, J. A., y Obagi Araújo, J. J. “*Fundamentos de inferencia estadística*”. Primera edición, *Pontificia Universidad Javeriana*. 2008
- [39] C. Lataniotis, S. Marelli and B. Sudret. “UQLab user manual – Kriging (Gaussian process modelling)”, Report UQLab-V0.9-105, Chair of Risk, Safety & Uncertainty Quantification, ETH Zurich, 2015.
- [40] Buyong, Taher. “*Spatial Data Analysis for Geographic Information Science*”. Primera edición, *Penerbit*. 2007.
- [41] “Variogram Calculation and Interpretation”
- URL: <http://www.statios.com/Resources/04-variogram.pdf>.
- Consulta: 29 Noviembre, 2015.
- [42] Oghenekarho, Okobiah; Saraju, P. Mohanty; Elias, Kougianos. “*Fast Statistical Process Variation Analysis using Universal Kriging Metamodeling: A PLL Example*”. Circuits and Systems (MWSCAS), 2013 IEEE 56th International Midwest Symposium on Date 4-7 Aug. 2013.
- [43] “Validación cruzada y Remuestreo”

URL:

http://www.oldemarrodriguez.com/yahoo_site_admin/assets/docs/Presentaci%C3%B3n_-_CV.293124233.pdf

Consulta: 08 de diciembre del 2015.

[44] Mustafa Abdat, Tat-Chee Wan y Saravanesh Supramaniam. “*Survey on Indoor Wireless Positioning Techniques: Towards Adaptive Systems*”. Distributed Framework and Applications Conference. 2010.

[45] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and J. Liu, “*Survey of wireless indoor positioning techniques and systems*”, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, vol. 37, pp. 1067-1080, 2007.

[46] Z. Song, G. Jiang, and C. Huang. “*A survey on indoor positioning Technologies*”. In Theoretical and Mathematical Foundations of Computer Science, pages 198–206. Springer, 2011.

[47] Z. Farid, R. Nordin, and M. Ismail. “*Recent advances in wireless indoor localization techniques and system*”. Journal of Computer Networks and Communications. 2013.

[48] “Time of Arrival”

URL:

<http://www.intechopen.com/source/html/9687/media/image2.png>

Fecha de consulta: 12 de setiembre 2015

[49] “Time Difference of Arrival”

URL:

<http://www.swri.org/3pubs/ird2002/images/169222.jpg>https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/general/pictures/ESMD_1.png

Fecha de consulta: 12 de setiembre 2015

[50] “Angle of Arrival”

URL:

http://www.cisco.com/c/dam/en/us/td/i/100001-200000/19000-1200000/190001-191000/190538.ps/_jcr_content/renditions/190538.jpg

Fecha de consulta: 13 de setiembre 2015

- [51] Abdat, M.; Tat-Chee Wan; Supramaniam, S., "Survey on indoor wireless positioning techniques: Towards adaptive systems," in Distributed Framework and Applications (DFmA), 2010 International Conference on , vol., no., pp.1-5, 2-3 Aug. 2010
- [52] Al-Ammar, M.A.; Alhadhrami, S.; Al-Salman, A.; Alarifi, A.; Al-Khalifa, H.S.; Alnafessah, A.; Alsaleh, M., "*Comparative Survey of Indoor Positioning Technologies, Techniques, and Algorithms*" , Cyberworlds (CW), 2014 International Conference on , vol., no., pp.245-252, 6-8 Oct. 2014
- [53] Smithson, Michael. "*Confidence Intervals*". Primera edición, Sage. 2003.
- [54] Arnold L. Sweet. "*On the Hazard Rate of The Lognormal Distribution*", Reliability, IEEE Transactions on (Volume: 39, Issue: 3), pp. 325 - 328. Aug 1990.
- [55] Safety Test Solutions. "*Operating Manual SRM-3006*". 2010.
- [56] Santos Estrada, Katherin Griffi. "*Antenas planares para beamforming utilizando elementos quasi yagis*". Lima, 2014.
- [57] Andrzej Duda. "*Understanding the Performance of 802.11 Networks*".
- [58] Sudarshan S, Rajan Prasad, Abhishek Kumar, Rahul Bhatia, Bheemarjuna Reddy Tamma. "*Ubersleep: An innovative mechanism to save energy in IEEE 802.11 based WLANs*", Electronics, Computing and Communication Technologies. 2014.

- [59] Dong-Hyun Kim, Seung-Kyu Byun and Jong-Deok Kim. “*Expected Capacity Based Handoff Scheme for Multimedia Data in WLAN*”, Information Networking (ICOIN). 2014.
- [60] Xiongwen Zhao, Suiyan Geng, and Balla Moussa Coulibaly. “*Path-Loss Model Including LOS-NLOS Transition Regions for Indoor Corridors at 5 GHz*”. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 55, No. 3. 2013.
- [61] Solahuddin, Y. F., Mardeni, R. “*Indoor Empirical Path Loss Prediction Model for 2.4 GHz 802.11n Network*”. IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, 2011.
- [62] Tomasi, Wayne. “*Sistemas de comunicaciones electrónicas*”. Cuarta Edición, *Prentice Hall*. 2003.
- [63] Sharanbasappa B Belamgi, Sudhabindu Rai y Prosenjit Das. “*Suspended Planar Patch Antenna for Wireless Energy Transfer at 2.45GHz*”, Electronics, Communication and Instrumentation (ICECI) International Conference. 2014.
- [64] “Wireless LAN (WLAN or Wireless Local Area Network) definition”
URL: <http://searchmobilecomputing.techtarget.com/definition/wireless-LAN>
Consulta: 13 de julio, 2014.
- [65] Pablo Almorox-Gonzalez y Jose I. Alonso. “*Software Tool for Planning Wireless Local Area Networks (WLAN)*”. 8th European Conference on Wireless Technology. 2005.
- [66] Sarabia Alegría, J. M., y Pascual Sáez, M. “*Curso básico de estadística para economía y administración de empresas*”. Primera edición, *Universidad de Cantabria*. 2005.