



**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS
AVANZADOS DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

UNIDAD ZACATENCO

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
SECCIÓN DE COMUNICACIONES**

**“Evaluación del desempeño de las comunicaciones D2D en redes
inalámbricas de quinta generación”**

T E S I S

**QUE PRESENTA:
Jair de Jesús Sebastián Villa**

**PARA OBTENER EL GRADO DE:
Maestro en Ciencias**

**EN LA ESPECIALIDAD DE:
Ingeniería Eléctrica**

**DIRECTOR DE TESIS:
Dr. Domingo Lara Rodríguez**

Abuelita, hasta el cielo.

CONTENIDO

CONTENIDO.....	i
LISTA DE FIGURAS	iii
LISTA DE TABLAS	vi
LISTA DE ACRÓNIMOS	vii
RESUMEN	x
ABSTRACT	xii
INTRODUCCIÓN	xiv
CAPÍTULO 1. REDES INALÁMBRICAS DE QUINTA GENERACIÓN.....	1
1.1 5G: Visión y motivación.	1
1.2 Arquitectura de red.	4
1.3 Espectro de radio de ondas milimétricas.	6
1.4 Técnicas avanzadas de acceso múltiple.	8
1.5 Aplicaciones emergentes.....	10
1.6 Redes inalámbricas sustentables.	15
Referencias.	18
CAPÍTULO 2. COMUNICACIONES <i>D2D</i>	22
2.1 Comunicaciones <i>D2D</i>	22
2.2 Eficiencia espectral y eficiencia energética.	30
2.3 Comunicaciones verdes.	34
Referencias.	38
CAPÍTULO 3. MODELOS DE PÉRDIDAS POR PROPAGACIÓN PARA REDES INALÁMBRICAS 5G.....	42
3.1 El espectro milimétrico como solución para el futuro de las redes inalámbricas.	42
3.2 Modelos del canal para redes inalámbricas 5G.....	44

3.2.1 Modelos para exteriores.....	45
3.2.2 Modelos para interiores.....	58
Referencias.	65
CAPÍTULO 4. ACCESO MÚLTIPLE.....	68
4.1 Acceso Múltiple No Ortogonal (<i>NOMA</i>).....	68
4.1.1 <i>NOMA</i> por multiplexaje en el dominio de código.	71
4.1.2 <i>NOMA</i> por multiplexaje en el dominio de la potencia.....	73
4.2 Desempeño de <i>NOMA</i> en redes 5G.....	78
4.3 Cancelación Sucesiva de Interferencia (<i>SIC</i>).....	85
4.4 Desempeño de <i>SIC</i>	86
Referencias.	93
CAPÍTULO 5. EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LAS COMUNICACIONES <i>D2D</i> EN REDES CELULARES.	96
5.1 Trabajo relacionado.....	96
5.2 Modelo del sistema.....	102
5.3 Distribución de la ganancia del canal.	106
5.4 Probabilidad de transmisión exitosa.	117
5.5 Resultados.....	123
Referencias.	132
CONCLUSIONES.	135
APÉNDICES	139
A. Prueba de la ecuación (5.16):	139
B. Prueba de la ecuación (5.34):	139
C. Prueba de la ecuación (5.47):.....	144
D. Prueba de la ecuación (5.57):.....	147

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Velocidad teórica máxima de enlace descendente por generación de tecnología (*10 Gbps es la velocidad teórica máxima mínima especificada para 5G).	2
Figura 2.1. Comunicación D2D en un sistema celular.	23
Figura 3.1. Modelos de pérdidas por trayectoria a 28 GHz.	49
Figura 3.2. Modelo omnidireccional de pérdidas por trayectoria a 28 GHz.	50
Figura 3.3. Modelo ABG para pérdidas por trayectoria en escenarios UMA para diferentes frecuencias y distancias en ambientes NLOS.	55
Figura 3.4. Modelo CI para pérdidas por trayectoria en escenarios UMA para diferentes frecuencias y distancias en ambientes NLOS.	55
Figura 3.5. Modelo CIF para pérdidas por trayectoria en escenarios UMA para diferentes frecuencias y distancias en ambientes NLOS.	56
Figura 3.6. Ejemplo de comparación para los modelos FSPL, CI y ABG para escenarios UMA en ambientes NLOS a la frecuencia de 28 GHz.	57
Figura 3.7. Pérdidas por trayectorias para el modelo CI direccional a la frecuencia de 73 GHz en interiores en copolarización.	63
Figura 3.8. Pérdidas por trayectorias para los modelos CI y FI omnidireccionales a la frecuencia de 73 GHz en interiores en copolarización.	64
Figura 4.1. Codificación y multiplexaje en SCMA [5].	72
Figura 4.2. NOMA por multiplexaje en el dominio de la potencia.	74
Figura 4.3. Comparación entre la CDF exacta evaluada numéricamente y la aproximación aplicando cuadratura de Gauss-Chebyshev.	81
Figura 4.4. Desempeño de outage en NOMA para $R1 = 0.1$ BPCU, $R2 = 0.5$ BPCU.	83
Figura 4.5. Probabilidad de outage para diferentes valores de Rm , para $\mathcal{RD} = 5m$ y $\alpha = 3$	83
Figura 4.6. Suma ergódica de tasas alcanzada en NOMA para $M = 2$	85
Figura 4.7. Ejemplo de UE receptores en NOMA para 2 usuarios (Orden de ganancias del canal $UE1 > UE2$) [16].	86

Figura 4.8. Realización de 3 PPP con diferentes valores de a) $b < 0$, b) $b = 0$ y c) $b > 0$.	87
Figura 4.9. Comparación entre los límites obtenidos en la ecuación (4.23), (4.25) y (4.27) y los resultados obtenidos en simulación para $k = 2$ y $\alpha = 3$.	91
Figura 4.10. Comparación para entre la simulación y la evaluación dada por la ecuación (4.29) cuando se desean decodificar al menos $k = 1, 2, 3, 4, 5$ usuarios.	92
Figura 4.11. Comparación de $\mathbb{P}(\xi k - 1 > \theta I k)$ cuando $k = 3$ para diferentes valores de exponente de pérdidas por trayectoria α .	92
Figura 5.1. Modelo del sistema de comunicación D2D subyacente en el que un CU y un par D2D comparten recursos de UL.	103
Figura 5.2. Simulación vs evaluación de la función dada por la ecuación (5.10).	108
Figura 5.3. Simulación vs evaluación de la función dada por la ecuación (5.36).	112
Figura 5.4. Simulación vs evaluación de la función dada por la ecuación (5.48).	114
Figura 5.5. Simulación vs evaluación de la función dada por la ecuación (5.58).	117
Figura 5.6. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para los tres diferentes casos estudiados.	123
Figura 5.7. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para diferentes valores de densidades de CU y DU.	124
Figura 5.8. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para diferentes valores de potencia de transmisión.	125
Figura 5.9. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para el caso 2 con diferentes números de DU-Tx.	126
Figura 5.10. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para el caso 3 con diferentes números de DU-Tx.	127
Figura 5.11. Comparación de la probabilidad de transmisión exitosa p_c para el caso 2 y 3 con 10 DUs transmisores.	127
Figura 5.12. Probabilidad de transmisión exitosa p_d para los dos casos estudiados.	128
Figura 5.13. Probabilidad de transmisión exitosa p_d para diferentes valores de densidades de CU y DU.	129

Figura 5.14. Probabilidad de transmisión exitosa p_d para diferentes valores de potencia de transmisión. 130

Figura 5.15. Probabilidad de transmisión exitosa p_d para el caso 1 con diferente número de DU-Tx y un CU..... 131

Figura 5.16. Comparación de la probabilidad de transmisión exitosa p_c para el caso 2 y 3 con 9 DUs transmisores y un CU. 132

LISTA DE TABLAS

Tabla 3.1. Parámetros para diferentes tipos de terreno para el modelo SUI [6]. ..	46
Tabla 3.2. Datos empíricos obtenidos mediante medición a la frecuencia de 28 GHz [6].	47
Tabla 3.3. Datos empíricos obtenidos mediante medición a la frecuencia de 38 GHz [6].	47
Tabla 3.4. Parámetros para los modelos ABG, CI y CIF para diferentes escenarios y diferentes ambientes obtenidos a través de las mediciones.	54
Tabla 3.5. Parámetros para los modelos ABG y CI (CIF cuando $b=0$) para diferentes escenarios y diferentes ambientes obtenidos a través de las mediciones.	56
Tabla 3.6. Especificaciones del sistema de medición [16].	59
Tabla 3.7. Parámetros del modelo de pérdidas por trayectoria direccional CI de una sola frecuencia.	63
Tabla 3.8. Parámetros para los modelos omnidireccionales CI y FI para una sola frecuencia.....	64
Tabla 4.1. Comparación entre esquemas OMA y NOMA [3,11]......	77

LISTA DE ACRÓNIMOS

1G	<i>First Generation</i>
2G	<i>Second Generation</i>
3G	<i>Third Generation</i>
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
4G	<i>Fourth Generation</i>
5G	<i>Fifth Generation</i>
BAN	<i>Body Area Network</i>
BBU	<i>Base Band Unit</i>
BS	<i>Base Estation</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CQI	<i>Channel Quality Indicator</i>
C-RAN	<i>Cloud Radio Access Network</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
D2D	<i>Device to Device</i>
DL	<i>Downlink</i>
DoS	<i>Denial-of-Service</i>
EHF	<i>Extremely High Frequency</i>
FBMC	<i>Filter Bank Multi-Carrier</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FSPL	<i>Free Space Path Loss</i>
GFDM	<i>Generalized Frequency-Division Multiplexing</i>
HetNets	<i>Heterogeneous Networks</i>
HPBW	<i>Half Power Beamwidth</i>
IDMA	<i>Interleave Division Multiple Access</i>
InH	<i>Indoor Hotspot</i>
IoV	<i>Internet of Vehicles</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>

LDS-CDMA *Low Density Spreading Code Division Multiple Access*
LDS-OFDM *Low Density Spreading Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
LOS *Line Of Sight*
LTE *Long Term Evolution*
M2M *Machine to Machine*
MMSE *Minimum Mean Square Error*
MPR *Multiple Packet Reception*
MUSA *Multi-User Shared Acces*
NLOS *Non Line Of Sight*
NOMA *Non-Orthogonal Multiple Access*
OFDM *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
OFDMA *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*
OMA *Orthogonal Multiple Access*
PDF *Probability Density Function*
PLE *Path Loss Exponent*
PLPF *Path Loss Process with Fading*
PPNF *Powe-Law Poisson Network With Fading*
PPP *Poisson Point Process*
QoS *Quality of Service*
RX *Receiver*
SCMA *Sparse Code Multiple Access*
SIC *Successive Interference Cancellation*
SINR *Signal to Interference Plus Noise Ratio*
SIR *Signal to Interference Ratio*
SMUD *Sequential Multi User Decoding*
SNR *Signal to Noise Ratio*
SrIS *Signal-to-residual-Interference Ratio*
TDMA *Time Division Multiple Access*
TX *Transmitter*
UHF *Ultra High Frequency*
UL *Uplink*

UMa *Urban Macrocell*

UMi *Urban Microcell*

XPD *Cross Polarization Discrimination*

RESUMEN

En esta tesis se analiza y estudia el desempeño de las comunicaciones dispositivo a dispositivo (*D2D*) en redes celulares para su implementación en las futuras redes inalámbricas de quinta generación.

Las comunicaciones *D2D* en redes celulares se llevan a cabo cuando dos dispositivos se comunican directamente sin, o con poca participación de la estación base. Lo anterior permite tener dos de los principales beneficios de las comunicaciones *D2D*, el incremento de la eficiencia espectral y la eficiencia energética.

Las comunicaciones *D2D* se pueden clasificar principalmente en dos tipos, en comunicación *D2D* dentro y fuera de banda. Para el primer caso las comunicaciones *D2D* tienen lugar en el espectro con licencia asignado para la comunicación celular, por lo que se proporciona eficiencia espectral debido a la compartición del espectro entre los usuarios *D2D* y los usuarios celulares. A su vez, la comunicación *D2D* dentro de banda se pueden dividir en comunicación subyacente y sobrepuesta. En la comunicación *D2D* subyacente, que es la de mayor interés, los usuarios *D2D* y celulares comparten los mismos recursos del espectro, mientras que en la comunicación *D2D* sobrepuesta a los usuarios *D2D* se les asignan recursos dedicados del espectro. Por un lado, se plantean nuevos desafíos relacionados con la gestión de interferencia, mientras que por el otro no se garantiza el uso eficiente del espectro.

En el caso de las comunicaciones *D2D* fuera de banda la comunicación se lleva a cabo en el espectro sin licencia disponible. Aunque en dicha comunicación se evita la interferencia generada a los usuarios celulares, existe interferencia entre los usuarios *D2D*, lo que conduce a un problema más complejo en el manejo de interferencia.

Por lo anterior, y dado que uno de los beneficios de las comunicaciones *D2D* es la eficiencia espectral, en esta tesis nos enfocamos en las comunicaciones *D2D*

subyacentes, ya que es mediante este tipo de comunicaciones donde se explota dicho beneficio.

Por este motivo, en esta tesis se propone y desarrolla un nuevo modelo para operar las comunicaciones *D2D* empleando la geometría estocástica en el cual se estudian tres casos, los dos primeros son la aportación de esta tesis, en la que se muestra un incremento importante en la probabilidad de transmisión exitosa de hasta el 40% respecto al tercer caso, que es el que se propone en la mayoría de los trabajos revisados. Se desarrollarán las expresiones simplificadas para la evaluación de la probabilidad de transmisión exitosa con la que se evaluará el desempeño de la red, y se presentarán los resultados obtenidos para diferentes escenarios y criterios, así como los resultados obtenidos por simulación para la validación del modelo.

ABSTRACT

In this thesis, the performance of device-to-device (*D2D*) communications in cellular networks for their implementation in future fifth-generation wireless networks are analyzed and studied.

D2D communications in cellular networks is carried out when two devices communicate directly without, or with little participation of the base station. This allows having two of the main benefits of *D2D* communications, the increase in spectral efficiency and energy efficiency.

D2D communications can be classified mainly into two types, *D2D* communication in-band and out-band. For the first case, *D2D* communications take place in the spectrum with a license assigned for cellular communication, so spectral efficiency is provided due to the sharing of the spectrum between *D2D* users and cellular users. In-band *D2D* communication can be divided into underlay and overlay communication. In underlay *D2D* communication, which is of most interest, *D2D* and cellular users share the same spectrum resources, while in overlay *D2D* communication, to *D2D* users dedicated spectrum resources are assigned. In the first case, there are new challenges related to interference management, while in the second one, the efficient use of the spectrum is not guaranteed.

In the out-band *D2D* communications case, communication takes place in the spectrum unlicensed available. Although this communication avoids the interference generated to cellular users, there is interference between the *D2D* users, which leads to a more complex problem in the handling of interference.

Therefore, and since one of the benefits *D2D* communications is spectral efficiency in this thesis we focus on the underlying *D2D* communication, since it's through this type of communications where such benefit is exploited.

For this reason, in this thesis a new model to operate *D2D* communications using stochastic geometry is proposed, in which three cases are studied, the first two are the contribution of this thesis, which shows an important increase in the probability

of successful transmission up to 40% with respect to the third case, which is proposed in a lot of the works reviewed. Simplified expressions will be developed for the evaluation of the probability of successful transmission with which the performance of the network will be evaluated, and the obtained results will be presented for different scenarios and criteria, as well as by simulation for the validation of the model.

INTRODUCCIÓN

Actualmente las comunicaciones inalámbricas están sufriendo cambios considerables, que se pueden ver como una evolución acelerada de las redes inalámbricas actuales junto con el crecimiento significativo de la demanda tanto en el número de usuarios como en las velocidades de transmisión. La visión de la próxima generación de comunicaciones inalámbricas de quinta generación (5G) prevé proporcionar un incremento en la capacidad de usuarios, velocidades de transmisión de datos del orden de Gbps, latencias extremadamente bajas, mejoras significativas en la calidad del servicio, comunicaciones más eficientes y ecológicas, entre otras características, en comparación con las redes inalámbricas actuales.

Con los requisitos antes mencionados se ha comenzado a colaborar en diferentes aspectos para el desarrollo e implementación de los sistemas inalámbricos 5G, tales como nuevas arquitecturas de red, con el despliegue de redes ultradensas y redes heterogéneas, así como el empleo del espectro de ondas milimétricas para satisfacer las demandas actuales, el empleo de técnicas avanzadas de acceso múltiple como lo es el acceso múltiple no ortogonal, el incremento de la eficiencia espectral, la implementaciones de redes sustentables, y la eficiencia energética, entre otras.

Con la implementación de las futuras redes 5G también surgen nuevas aplicaciones tales como comunicaciones *D2D*, internet de las cosas (*IoT*), comunicación máquina a máquina (*M2M*), internet de los vehículos (*IoV*), entre otras. Dentro de estas aplicaciones, las comunicaciones *D2D* se han convertido en uno de los nuevos paradigmas de las redes 5G para incrementar el rendimiento de la red en cuanto eficiencia espectral y eficiencia energética, además de reducir el retraso de retransmisión, reducir la carga del tráfico en las estaciones base y aliviar la congestión de las redes celulares.

Con base en lo anterior, en esta tesis se estudia el desempeño de las comunicaciones *D2D* en redes celulares para su implementación en las futuras

redes 5G considerando que se debe explotar sus dos principales atributos, la eficiencia energética y la eficiencia espectral.

La estructura de la tesis se encuentra organizada de la siguiente manera:

En el capítulo 1 se presenta una introducción a las redes inalámbricas 5G, así como algunas propuestas en cuanto a la arquitectura de red. También se presenta la propagación de las ondas de radio en la banda de ondas milimétricas como un punto clave para el futuro de las redes inalámbricas, así como algunas técnicas de acceso múltiple. Se describen algunas aplicaciones emergentes que se pretende tener en las redes inalámbricas 5G. Por último, se presentan algunas propuestas en las que se pretenden que las redes inalámbricas futuras sean sustentables.

En el capítulo 2 se describen las comunicaciones *D2D*, así como los diferentes tipos, clasificaciones, técnicas, desafíos y perspectivas futuras de este tipo de comunicaciones y su implementación en las redes 5G futuras. Se estudia dos de sus características potenciales, la eficiencia espectral y la eficiencia energética, así mismo, se presenta una revisión del trabajo existente en cuanto a las comunicaciones verdes en las redes 5G.

En el capítulo 3 se presentan algunos beneficios y características de la banda de ondas milimétricas, así como las características que deben cumplir los modelos del canal que se pretenden usar en la planeación de las redes inalámbricas 5G, teniendo en cuenta estas características se presentan algunos modelos del canal tanto para exteriores e interiores considerando diferentes escenarios y ambientes.

En el capítulo 4 se describe el principio de operación, ventajas y desventajas del acceso múltiple no ortogonal (*NOMA*, por sus siglas en inglés) así como su desempeño en comparación con *OFDMA*. Se presentan y describen los dos principales esquemas de *NOMA*: multiplexaje en el dominio de código y sus diferentes tipos, y multiplexaje en el dominio de la potencia, centrándonos en este segundo esquema. Por último, se describe la técnica de cancelación sucesiva de interferencia y se presenta su desempeño en redes inalámbricas.

En el capítulo 5 se lleva a cabo una revisión de los trabajos relacionados con el desempeño de las comunicaciones *D2D* subyacentes a las redes celulares. Se describe el modelo del sistema del que se parte para realizar una propuesta de establecimiento del enlace *D2D*. Posteriormente, se obtiene la probabilidad de transmisión exitosa para lograr evaluar el desempeño de la red, con esta métrica se obtienen resultados para diferentes criterios y escenarios y se validan estos resultados mediante simulación.

Finalmente, se establecen las conclusiones de esta tesis y se incluyen apéndices donde se demuestran algunas ecuaciones.

CAPÍTULO 1. REDES INALÁMBRICAS DE QUINTA GENERACIÓN.

En este capítulo se presenta una introducción a las redes inalámbricas de quinta generación (5G), su visión y motivación. Posteriormente se describen algunas propuestas de arquitectura de red. Se presenta el uso de la banda de ondas milimétricas como una propuesta clave en las redes inalámbricas 5G, así como el empleo de técnicas avanzadas de acceso múltiple. Además, se describirán algunas de las aplicaciones emergentes que se tendrán en los sistemas inalámbricos futuros y que serán la fuerza principal detrás de esta nueva tecnología. Por último, se presentan algunas propuestas para la implementación de redes inalámbricas sustentables.

1.1 5G: Visión y motivación.

Han pasado algunas décadas desde que las comunicaciones móviles inalámbricas se iniciaron con la primera generación (1G). En las últimas dos décadas se ha tenido una evolución hacia redes inalámbricas de segunda (2G), tercera (3G) y cuarta generación (4G). La introducción de modulaciones digitales, la reutilización efectiva de frecuencias, el avance rápido en tecnologías de capa física, etc., han contribuido significativamente en dicha evolución.

Además, con la popularidad creciente de los dispositivos inteligentes, las redes actuales *LTE* de cuarta generación basadas en *IP* se han convertido en parte importante de la vida cotidiana. Como resultado, está surgiendo un conjunto de nuevas aplicaciones multimedia móviles orientadas al usuario, como videoconferencia móvil, vídeo *streaming*, juegos en línea, entre otras [1].

Estadísticas sobre redes inalámbricas recientes revela que el tráfico móvil global experimentó un crecimiento de alrededor del 70% en 2014. En este sentido, cabe mencionar que solo el 26% de los teléfonos inteligentes (del total de dispositivos móviles globales) es responsable del 88% del tráfico total de datos móviles [2].

Además, se están explorando nuevas aplicaciones tales como realidad aumentada, Internet de las cosas (*IoT*), Internet de los vehículos (*IoV*), comunicaciones dispositivo a dispositivo (*D2D*), comunicaciones máquina a máquina (*M2M*), entre otras, lo que traerá un aumento enorme y rápido en la conectividad y el uso de datos, que se convertirá en uno de los problemas más importantes en las redes actuales. Por lo tanto, la preocupación principal es satisfacer el aumento exponencial de los usuarios y su demanda en capacidad de tráfico en las comunicaciones móviles.

La visión de la próxima generación de comunicaciones inalámbricas *5G* consiste en proporcionar velocidades de transmisión de datos del orden de *Gbps*, latencias extremadamente bajas, incremento en las capacidades de la estación base y una mejora significativa en la calidad de servicio (*QoS*) percibida por los usuarios, en comparación con las redes *4G* actuales [1]. Pero también trae desafíos críticos tales como escasez del espectro de radiofrecuencia, gestión del tráfico y de la red, eficiencia del acceso al medio, costo y carga de trabajo, así como seguridad y privacidad, entre otras [3].

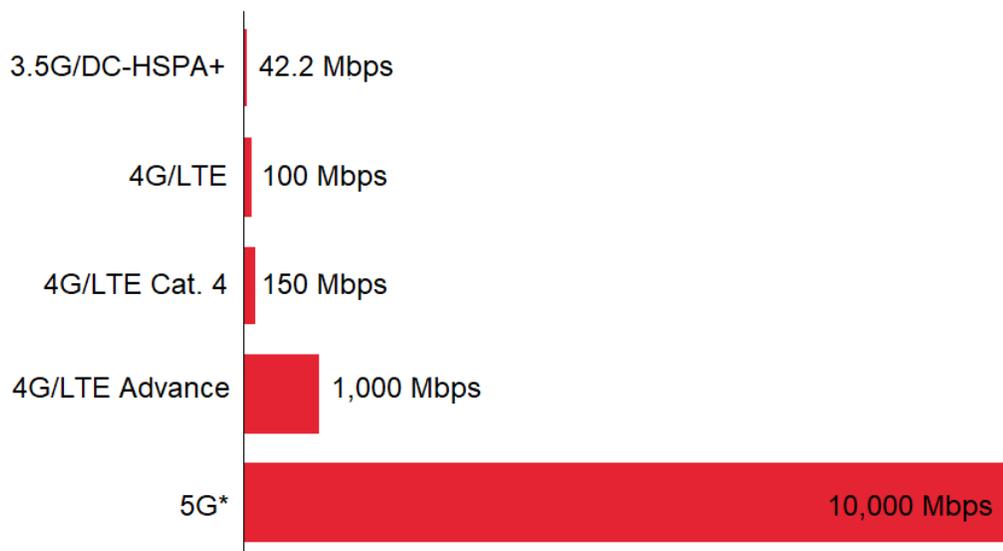


Figura 1.1. Velocidad teórica máxima de enlace descendente por generación de tecnología (*10 Gbps es la velocidad teórica máxima mínima especificada para 5G).

Como se mencionó anteriormente, la proliferación creciente de dispositivos inteligentes, la introducción de nuevas aplicaciones multimedia, junto con un

incremento exponencial en la demanda y uso de datos inalámbricos está creando una carga significativa en las redes celulares existentes. Se espera que los sistemas inalámbricos de quinta generación, con velocidades de datos mejoradas, incremento en la capacidad, latencia baja y QoS sean la solución para la mayoría de los problemas actuales de las redes celulares.

Teniendo en cuenta diferentes iniciativas de investigación, tanto del ámbito académico como del industrial, se puede identificar los siguientes requisitos principales de la próxima generación de comunicaciones 5G [4], [5], [6], [7]:

- Velocidades de datos de 1 a 10 *Gbps* en redes reales: Casi 10 veces mayor que la velocidad de datos pico teórica de la red *LTE* tradicional de 150 *Mbps* (ver figura 1.1).
- Latencia de ida y vuelta de 1 ms: Una reducción de hasta 10 veces el tiempo de ida y vuelta en comparación con *4G*.
- Gran ancho de banda por unidad de área: Para permitir una gran cantidad de dispositivos conectados con anchos de banda mayores y con permanencias más largas en un área específica.
- Gran cantidad de dispositivos conectados: Para llevar a cabo la visión de *IoT*, las redes *5G* emergentes necesitan proporcionar conectividad a una gran cantidad de dispositivos.
- Disponibilidad percibida del 99.999%: *5G* prevé que la red prácticamente siempre esté disponible.
- Cobertura de casi el 100% para la conectividad “en cualquier momento y en cualquier lugar”: Las redes inalámbricas *5G* necesitan asegurar una cobertura completa, independientemente de la ubicación de los usuarios.
- Reducción del casi 90% en el uso de energía: Actualmente el desarrollo de tecnología ecológica está siendo considerada por organismos de estandarización. Esto será más crucial con las altas velocidades de datos y conectividad masiva prevista para las redes inalámbricas *5G*.

- Alta duración de la batería: La reducción en el consumo de potencia por los dispositivos es fundamentalmente importante en las redes emergentes de quinta generación.

Con los requisitos antes mencionados, la industria, la academia y las organizaciones de investigación han comenzado a colaborar en diferentes aspectos para el desarrollo e implementación de los sistemas inalámbricos 5G.

1.2 Arquitectura de red.

Con la nueva necesidad de latencias bajas y la limitación del ancho de banda del espectro utilizado en las redes inalámbricas actuales, surge la necesidad de romper con el paradigma de redes céntricas entorno a la estación base (*BS*). Por lo que actualmente la investigación se está centrando en poder diseñar redes centradas en torno a los usuarios. De esta manera, se espera que el usuario ya no sea el punto final de la red, sino que participe en el almacenamiento, retransmisión, entrega de contenido y procesamiento dentro de la red, y que además se puedan conectar diversos nodos dentro de la red según su proximidad [1].

El despliegue actual de celdas pequeñas, micro, pico y femto celdas ya es una realidad. Por lo tanto, las redes 5G presentarán una gran densificación. Como consecuencia, se tendrá una alta interferencia co-canal, lo que gradualmente hará obsoleta la interfaz aérea actual. Esto impulsa al empleo de antenas sectorizadas y antenas direccionales en los dispositivos móviles a diferencia de las antenas omnidireccionales anteriormente usadas.

Entonces, el diseño general de las redes inalámbricas 5G rompe las reglas del concepto celular centrado en la *BS* y se mueve hacia una topología centrada en el dispositivo [7]. Además, con la propuesta en el uso de frecuencias más altas, la propagación y la penetración de la señal de ondas milimétricas en entornos interiores se ve bastante limitada. Por lo tanto, el diseño del nodo ya no puede seguir el diseño celular tradicional o incluso cualquier patrón definido, por lo que, para la red 5G se propone el diseño de nodos específicos dependiendo del sitio de

despliegue. Por ejemplo, para manejar las demandas futuras de capacidad, la cantidad masiva de dispositivos conectados, así como la necesidad de alcanzar velocidades altas de datos, es necesario la implementación de redes ultradensas, las cuales son de particular interés en lugares como estaciones de metro, centros comerciales y oficinas. En este tipo de redes, las macro celdas, cubrirán grandes áreas, y las celdas pequeñas (micro, pico y femto celdas) cubrirán áreas pequeñas dentro de las macro celdas [9].

La red de acceso de radio en la nube (*C-RAND*) resuelve algunos de los principales problemas asociados con la demanda creciente de tasas de datos altas. Además, *C-RAND* ofrece mejorar la arquitectura del sistema, el manejo de la movilidad de los usuarios, la cobertura y la eficiencia energética, al tiempo que reduce el costo de la implementación y el funcionamiento de la red. *C-RAN* emplea las capacidades de computo en la nube para mejorar la QoS en las redes 5G de próxima generación. El concepto básico de *C-RAN* es separar el procesamiento digital de las unidades de banda base (*BBU*) de los sitios celulares convencionales, desde las cabeceras de radio remotas (*RRH*), y moverlas a la nube para la administración centralizada del procesamiento de la señal. Por lo que las *BS* tradicionales se pueden simplificar a unidades de radio virtuales rentables y energéticamente eficientes mediante la centralización del procesamiento, que es muy importante para el despliegue de sistemas de celdas pequeñas a gran escala. Además, la potencia de procesamiento centralizada permite una coordinación y gestión de red más avanzada y eficiente. Los grupos de *BBU* virtuales facilitan aún más la escalabilidad, la reducción de costos, la integración de diferentes servicios y la reducción en el consumo de tiempo para pruebas de campo [10].

Otra forma de manejar la gran cantidad de tráfico inalámbrico, que se espera en la comunicación 5G, es el despliegue de un gran número de celdas pequeñas que dan lugar a redes heterogéneas (*HetNets*). Las *HetNets* son redes en las que celdas pequeñas con *BS* de baja potencia de transmisión son desplegadas en las macro celdas y pueden compartir recursos con esta. Mediante el despliegue de *BS* de potencia baja, se busca mejorar la capacidad de la red y la cobertura para cubrir los

agujeros de cobertura [11]. Por otra parte, mediante la superposición de las celdas pequeñas con las macro celdas existentes, se logra una mejor eficiencia espectral y se descarga el tráfico de la macro celda. Sin embargo, la implementación de *HetNets* requiere una operación coordinada entre las macro celdas existentes y las celdas pequeñas de manera que se pueda tener una reducción de la interferencia mutua.

Por lo anterior, se espera que las redes 5G se implementen como una red ultradensa (*UDN*) heterogénea global en la cual la estructura celular jerárquica será dominante. En las *UDNs* se utilizarán métodos avanzados de gestión de recursos y se emplearán una gran cantidad de celdas pequeñas ubicadas con alta densidad. Ya que el uso de estas celdas pequeñas puede ser importante desde el punto de vista del rendimiento general de la red, ya que podemos mejorar el rendimiento de la celda, la eficiencia y la latencia de la transmisión de señales [9].

1.3 Espectro de radio de ondas milimétricas.

La esencia clave de las redes inalámbricas 5G de próxima generación radica en la exploración de la banda no utilizada de ondas milimétricas de alta frecuencia, que varía entre 3 y 300 GHz [1].

Incluso una pequeña fracción del espectro de ondas milimétricas disponible puede soportar cientos de veces más velocidad de datos y capacidad respecto al espectro celular actual utilizado. Por lo tanto, la disponibilidad de una gran parte de dicho espectro está abriendo un nuevo horizonte para las comunicaciones inalámbricas futuras con limitaciones de espectro. Por lo anterior, las comunicaciones de onda milimétrica han atraído recientemente un gran interés de investigación, ya que el enorme ancho de banda disponible puede conducir a las tasas de varios gigabits por segundo por usuario que se buscan alcanzar en las redes de 5G [12].

Cabe señalar que la razón principal por la que el espectro de ondas milimétricas no se había utilizado es que, hasta hace poco, se consideraba inadecuado para comunicaciones móviles debido a sus características de propagación bastante

hostiles, incluyendo sus grandes pérdidas por trayectoria, absorción atmosférica y de lluvia, baja difracción alrededor de obstáculos y penetración a través de objetos, y, debido al fuerte ruido de fase y los costos exorbitantes de los equipos [3].

Así, esta banda de frecuencias plantea nuevos desafíos en las comunicaciones inalámbricas. Uno de los principales desafíos radica en el establecimiento de algún modelo de canal estándar. Ya que mediante la comprensión del comportamiento del canal se es posible plantear nuevas técnicas arquitectónicas, diferentes accesos múltiples y nuevos métodos de interfaz aérea.

En [12] y [13] se sugiere la caracterización del canal inalámbrico mediante los siguientes puntos.

- Pérdidas por propagación: La longitud de onda de las señales de ondas milimétricas es mucho más pequeña que la de señales de microondas convencionales, que funcionan a una frecuencia de portadora inferior a 6 GHz. Por lo tanto, las pérdidas por trayectoria de las señales de onda milimétrica son mucho mayores que las de las señales de microondas. Aunque estas pérdidas son generalmente bastante altas, es factible comunicarse a través de las distancias que son comunes en las redes móviles urbanas, como unos pocos cientos de metros o incluso unos pocos kilómetros.
- Penetración y comunicación con línea de vista (*LOS*): Para un diseño efectivo del sistema, existe una necesidad inminente de entender la propagación de las ondas milimétricas en diversos entornos. Para comprender las características de propagación en ambientes interiores y exteriores, es esencial determinar el comportamiento de la propagación de señales a través y alrededor de las estructuras comunes, el follaje y los seres humanos. Comprender la difracción, la penetración, la dispersión y la reflexión de ondas milimétricas en diferentes entornos posibles sientan las bases para la implementación de la red 5G.
- Multitrayectoria y comunicación sin línea de vista (*NLOS*): Es probable que la comprensión de la propagación multitrayecto permita la mitigación del

problema *NLOS*, ya que el enlace con *LOS* no siempre es posible en algunos entornos exteriores. En el caso de *NLOS*, los enlaces inalámbricos solo se pueden establecer si existe una ruta de reflexión entre el transmisor y el receptor. Los obstáculos comunes que causan las condiciones *NLOS* incluyen edificios altos, árboles, colinas, montañas y líneas eléctricas de alto voltaje. Algunas de estos obstáculos reflejan ciertas frecuencias de radio, mientras que otras simplemente absorben señales. El problema en *NLOS* es que múltiples copias de señales llegan en diferentes momentos con diferentes amplitudes.

- Efecto *Doppler*: Si bien es poco probable que los efectos Doppler puedan plantear un desafío significativo en las redes 5G [1] es importante comprender sus efectos en la banda de frecuencia de ondas milimétricas.

Algunos modelos de canal para la banda de ondas milimétricas se presentarán en el capítulo 3 de esta tesis.

1.4 Técnicas avanzadas de acceso múltiple.

Si bien los requisitos oficiales para 5G aún no se han definido y muchos operadores, proveedores e instituciones académicas han tomado la iniciativa para definir diferentes casos de escenario. Sin embargo, como se mencionó anteriormente las expectativas son que se proporcionará un rendimiento uniforme de 1 *Gbps* y un pico alrededor de los 10 *Gbps* con un par de milisegundos de latencia que proporciona un servicio altamente confiable. Recientemente se han propuesto nuevas técnicas de acceso múltiple, tales como acceso múltiple por código disperso (*SCMA*) el cual proporciona una alta eficiencia espectral al compartir los mismos recursos de frecuencia de tiempo entre los usuarios de la red [14] y acceso múltiple no ortogonal (*NOMA*) que permite asignar un canal de frecuencia a usuarios múltiples al mismo tiempo dentro de la misma celda y ofrece una serie de ventajas, incluida la mejora de la eficiencia espectral, mayor rendimiento en la frontera de la celda, poca retroalimentación de canal y baja latencia de transmisión [15], los cuales se describirán a detalle en el capítulo 4 del presente trabajo.

Otra propuesta de técnicas de acceso múltiple es el acceso múltiple por división entrelazado (*IDMA*) presentado en [16], el cual es un caso especial de *CDMA* y es una de las técnicas de *NOMA* que puede admitir acceso múltiple para una gran cantidad de usuarios en el mismo ancho de banda además de proporcionar un rendimiento robusto en entornos altamente interferidos. En lugar de considerar una secuencia de propagación específica para el usuario, *IDMA* utiliza entrelazados específicos para la separación de los usuarios. Los entrelazados generalmente utilizan en el receptor el concepto de identificación multiusuario iterativo, el cual es menos complejo.

En [17] se introducen conceptos novedosos tales como multiplexaje por división de frecuencia generalizada (*GFDM*), banco de filtros multi portadora (*FBMC*) y filtrado universal multi portadora (*UFMC*) los cuales son una mejora de *OFDM*. El concepto fundamental de *GFDM* consiste en la transmisión de una trama compuesta de M intervalos de tiempo y K subportadoras, además, implementa el filtrado de subportadoras para lograr una mejor eficiencia espectral y superar las estrictas especificaciones de sincronización de *OFDM*. Su flexibilidad y estructura de bloques sencilla ayuda a cumplir los requisitos de baja latencia de los sistemas 5G, por lo que es un candidato clave para superar los desafíos del sistema 5G.

FBMC es otra tecnología emergente clave para las redes emergentes 5G. *FBMC* es nativamente no ortogonal y no requiere sincronización compleja, se implementa utilizando un enfoque basado en bloques y utiliza operaciones circulares de filtrado en lugar de una lineal. Por lo tanto, ofrece reducir los gastos generales de señalización, lo que a su vez mejoraría la latencia y mejoraría la experiencia del usuario en un entorno de tráfico esporádico, que se espera en una conectividad inalámbrica 5G densa y diversa (que comprende aplicaciones como *D2D*, *M2M*, *IoV* e *IoT*).

Por otro lado, se tiene la técnica de *UFMC*, la cual presenta una mejora en la eficiencia espectral, comparable a la de *FBMC*, pero que tiene un requisito reducido en cuanto a la longitud del filtro. Esto se logra realizando una operación de filtrado por sub-banda en lugar de un filtrado por subportadora.

En [18] se propone un nuevo enfoque para el acceso múltiple en la quinta generación de redes celulares llamado acceso múltiple por código disperso en el dominio de la potencia (*PSMA*). En *PSMA*, se adopta tanto el dominio de potencia como el dominio de código para transmitir simultáneamente señales de usuarios múltiples sobre una subportadora. En dicho modelo, varios usuarios pueden usar el mismo libro de códigos de *SCMA* donde, para estos usuarios, se usa la técnica de acceso múltiple no ortogonal en el dominio de la potencia (*PD-NOMA*) para enviar señales de forma no ortogonal. Aunque los diferentes libros de códigos *SCMA* son ortogonales y no producen interferencia entre ellos, el mismo libro de códigos utilizado por múltiples usuarios produce interferencia sobre estos usuarios.

1.5 Aplicaciones emergentes.

La fuerza principal detrás del lanzamiento comercial de los sistemas inalámbricos 5G es el surgimiento de una gran variedad de nuevas aplicaciones. Se espera que la arquitectura 5G brinde soluciones de red para una amplia gama de sectores públicos y privados, como la energía, la agricultura, la gestión urbana, la atención médica, la fabricación y el transporte, con servicios de software mejorados [19]. Además de la gran cantidad de conexiones, las redes 5G también deben admitir la naturaleza diversa de los dispositivos y sus requisitos de servicio asociados.

Por otro lado, se espera que el gran ancho de banda de comunicaciones 5G de onda milimétrica proporcione un soporte para estas aplicaciones emergentes. En esta sección presentamos algunas de estas aplicaciones clave, como son las comunicaciones *D2D*, las comunicaciones *M2M*, internet de los vehículos (*IoV*), internet de las cosas (*IoT*) y cuidado de la salud (*Healthcare*) [1].

- **Comunicaciones *D2D*:** Se espera que por naturaleza de la conexión inalámbrica 5G centrada en los usuarios, se permita que los dispositivos que se encuentran en las proximidades se comuniquen directamente evitando la *BS* celular para compartir directamente contenido. En [20] la comunicación *D2D* en redes celulares se define como la comunicación directa entre dos

usuarios móviles sin pasar por la *BS* o la red central. La comunicación *D2D* generalmente no es transparente para la red celular y puede ocurrir en el espectro celular (es decir, en banda) o en espectro sin licencia (es decir, fuera de banda). En una red celular tradicional, todas las comunicaciones deben pasar por la *BS* incluso si ambas partes comunicantes están dentro del alcance de la comunicación *D2D*. Esta arquitectura se adapta a los servicios móviles convencionales de baja velocidad de datos, como llamadas de voz y mensajes de texto, en los que los usuarios no suelen estar lo suficientemente cerca como para tener comunicación directa. Además de mejorar la eficiencia espectral, las comunicaciones *D2D* presentan otras ventajas como, mejora del rendimiento de la red, la eficiencia energética, la baja latencia y la equidad.

Gran parte de los trabajos que existen en la literatura sobre comunicaciones *D2D* proponen usar el espectro celular tanto para comunicaciones *D2D* como para comunicaciones celular, sin embargo, esto genera una nueva interferencia entre capas (interferencia comunicación *D2D* y celular). Para evitar este problema de interferencia algunos trabajos proponen usar cierta parte de los recursos celulares para llevar a cabo comunicación *D2D*. Por lo que, como podemos notar, la asignación de recursos adquiere una mayor importancia ya que se busca que los recursos celulares no se usen adecuadamente.

- **Comunicaciones *M2M*:** Las comunicaciones *M2M*, también conocidas como como comunicaciones tipo máquina (*MTC*), son comunicaciones en las que los dispositivos *M2M* (*DM2M*) pueden comunicarse entre sí de forma inteligente sin o con poca intervención humana [21]. La baja intervención humana requiere capacidades propias, incluida la autoorganización, la autoconfiguración, la autogestión y la autoreparación.

Se estima que el número de dispositivos conectados superará los 20 mil millones en 2020, y los *DM2M* representarán casi la mitad del total de dispositivos conectados. Por lo que una gran cantidad de máquinas con diversas funcionalidades se pueden organizar de manera autónoma para

constituir una red *M2M*. Sin embargo, los sistemas celulares y estándares inalámbricos existentes, diseñados principalmente para comunicaciones humano a humano (*H2H*) enfocados en reducir la latencia de acceso, aumentar la velocidad de datos y el rendimiento del sistema, no son adecuados para comunicaciones *M2M* que requieren conexiones masivas, diversos requisitos de QoS y bajo consumo de energía. Las principales diferencias entre las comunicaciones *H2H* y *M2M* se pueden resumir de la siguiente manera [21]:

- 1) En las comunicaciones *H2H* tradicionales, la mayoría de los paquetes de datos fluyen en la dirección del enlace descendente (*DL*) y mientras el enlace ascendente (*UL*) es responsable principalmente de transmitir información de control y retroalimentación. Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones *M2M*, los paquetes periódicos de *UL* representan una gran proporción del tráfico total, mientras que el *DL* solo transmite ocasionalmente información de consulta u otra información de control.
 - 2) Los *DM2M* generalmente transmiten pequeños paquetes de datos, que son de aproximadamente 100 bytes; mientras que los dispositivos normales requieren velocidades de datos mucho más altas. Aunque el tamaño promedio de paquete por transmisión en las comunicaciones *M2M* es pequeño, el volumen total de tráfico puede ser muy grande debido a una gran cantidad de transmisiones simultáneas.
 - 3) En una celda, el número de *DM2M* puede ser de al menos decenas de miles, mientras que el número de dispositivos normales es, como máximo, de varios cientos.
 - 4) Las diferentes aplicaciones *M2M* pueden tener diversos requisitos de QoS mientras que los dispositivos normales tienen requisitos de servicio similares.
 - 5) Se requiere que la mayoría de los *DM2M* operen al menos diez años sin reemplazar sus módulos de batería, mientras que los dispositivos normales solo tienen que durar varios días por carga.
- **IoT**: Es una tecnología prometedora que tenderá a revolucionar y conectar el mundo global a través de dispositivos inteligentes heterogéneos mediante

una conectividad perfecta. La demanda actual de *MTC* ha resultado en una variedad de tecnologías de comunicación con diversos requisitos de servicio para lograr la visión moderna de *IoT* [22]. Se prevé millones de conexiones simultáneas, que implican una gran variedad de dispositivos inteligentes, hogares conectados, sensores, redes inteligentes, sistemas de transporte inteligentes y otras entendidas. Por lo que *IoT* tiene como objetivo final garantizar dichas conexiones mediante una interfaz común con la capacidad de comunicarse entre sí.

Se espera que *IoT* permita un ambiente propicio que impacte e influya en varios aspectos de las aplicaciones de la vida cotidiana y de negocios, y que además contribuya al crecimiento de la economía mundial, dependiendo de la naturaleza de las aplicaciones en que se implementará. Las aplicaciones masivas de *IoT* requieren una gran cantidad de dispositivos inteligentes que se pueden implementar en entornos de transporte, hogares (edificios) y ciudades inteligentes, sistemas de energía inteligentes y entornos de supervisión agrícola, etc., que requieren actualizaciones frecuentes en la nube con un bajo costo de extremo a extremo. Las aplicaciones en este dominio requieren un equipo de bajo costo con bajo consumo de energía, área de cobertura extendida y alta escalabilidad para un despliegue masivo efectivo de *IoT*.

Por otro lado, las aplicaciones críticas de *IoT*, incluido el sistema de atención médica remota (control clínico remoto y vida asistida), control de tráfico y control industrial, etc., requieren mayor disponibilidad, mayor confiabilidad, seguridad y menor latencia para garantizar la experiencia del usuario final ya que la falla de tales aplicaciones resultaría en graves consecuencias [22]. En general, las diversas oportunidades de aplicaciones habilitadas por *IoT* son innumerables y su pleno potencial solo se realizará al garantizar que más dispositivos inteligentes estén conectados a través de Internet. La integración de *IoT* enfrenta varios desafíos, tales como eficiencia energética, escalabilidad, interoperabilidad, conexión a grupos de dispositivos, soporte

para un entorno dinámico para realizar cálculos complejos, soporte multimedia (configurar dispositivos para soporte multimedia) [23].

- **IoV:** Como una rama clave del *IoT*, *IoV* se ha convertido en un nuevo campo de investigación para el desarrollo de aplicaciones industriales en ciudades inteligentes, por ejemplo, gestión del tráfico y seguridad vial. En vista del surgimiento y rápido desarrollo del *IoV* y la computación en la nube, los sistemas inteligentes de transporte (*ITS*) son beneficiosos para mejorar la calidad e interactividad de los servicios de transporte urbano, reducir los costos y el desperdicio de recursos, así como como mejorar la capacidad de gestión del tráfico. La gestión eficiente del tráfico depende de la adquisición precisa y rápida, así como de la difusión de la información del tráfico. Para lograr esto, la investigación se centra en la optimización de los modelos de movilidad y el rendimiento de la comunicación. Sin embargo, teniendo en cuenta el crecimiento cada vez mayor de las redes de *IoV*, la interconexión de vehículos inteligentes heterogéneos desempeña un papel fundamental en la mejora de la eficiencia de la recopilación y difusión de información de tráfico. Con la aparición de los *ITS*, los viajeros están mejor informados y utilizan las redes inteligentes de transporte cada vez más de forma más segura. El paradigma de *IoV* ayuda a conectar los vehículos a internet, los cuales están dotados de unidades de comunicación y nuevos sensores, con el fin de respaldar el intercambio, la identificación, la localización, el seguimiento y la gestión de información [24].

Debido a que el incremento creciente de los vehículos ha causado problemas importantes como contaminación del aire y congestiones de tráfico en carreteras de forma continua, es recomendable estudiar esquemas eficientes de gestión del tráfico tomando medidas oportunas para gestionar el tránsito, con el objetivo de lograr transportes ecológicos y resolver los diferentes problemas que se presentan en el tránsito vehicular.

- **HealthCare:** Los avances en la tecnología de sensado y comunicación han abierto nuevas posibilidades para el monitoreo de la salud. Además, la tecnología portátil promete proporcionar soluciones en el cuidado de la salud

[1]. La industria de la salud se encuentra en auge y presenta un gran potencial al generar ingresos de miles de millones de dólares. También sirve para el mejoramiento de las vidas humanas al proporcionar instalaciones de atención médica más modernas desde cualquier lugar y en cualquier momento. Las redes inalámbricas junto con el procesamiento en la nube han permitido un gran crecimiento de la asistencia médica conectada.

Además, con el rápido crecimiento de dispositivos conectados, tecnologías inalámbricas, servicios de *IoT* y aplicaciones, existe una demanda sin precedentes de asistencia médica conectada. El cuidado de la salud junto con los dispositivos y sensores conectados genera una gran cantidad de conjuntos de datos en términos de volumen, valor, variedad y velocidad. Debido a la masividad, la complejidad y la multidimensionalidad de esta gran red inalámbrica generada a partir de la asistencia médica conectada representan un desafío formidable para el manejo de la información. La próxima generación de tecnología inalámbrica *5G* junto con el *IoT* presentan un enorme potencial para resolver dichos desafíos con un tiempo de respuesta muy rápido y una mejor utilización de los recursos junto con una mejor precisión [25].

Por otro lado, la principal limitación en la recopilación y el monitoreo de datos en tiempo real es la limitación del ancho de banda. Sin embargo, se espera que con el ancho de banda y velocidades de datos mucho mayores de las redes inalámbricas *5G* se resuelvan estas restricciones.

1.6 Redes inalámbricas sustentables.

Como se discutió en secciones anteriores, se espera que la llegada de las redes celulares *5G* sea testigo del aumento en el número de conexiones múltiples y de *BS*. Las nuevas aplicaciones densificarán aún más la red existente. Por lo tanto, se vuelve aún más crítico incorporar tecnologías verdes y sustentables en las futuras redes inalámbricas *5G* para lograr un importante ahorro de energía. Actualmente se están investigando y explorando áreas como ciudades inteligentes, fuentes de

energía renovables, optimización de la potencia de transmisión, ahorro de energía, entre otras, de manera que se logre una comunicación sustentable.

Las futuras redes inalámbricas no solo deben ser eficientes desde el punto de vista del espectro sino también desde un punto de vista de eficiencia energética. Sobre todo, porque se espera que en las redes 5G se desplieguen miles de *BS* y se tengan conectados miles de millones de dispositivos, de manera que la necesidad del diseño y operación de un sistema energéticamente eficiente es cada vez mayor [26].

Algunos puntos importantes para lograr redes inalámbricas sustentables se pueden resumir en los siguientes [1]:

- **Uso consiente de la energía en las *BSs*:** Ya que las *BS* consumen una porción sustancial del total de energía utilizado en las redes inalámbricas. Debido a que las redes 5G aún no se han implementado, la integración de la sustentabilidad podría establecerse como una regla. Algunas propuestas son la implementación de un esquema de *BSs* basado en la variación del tráfico, evaluando el consumo de energía de la red, y estudiar y analizar el rendimiento ecológico de las celdas pequeñas, con respecto a la asignación de recursos, la mitigación de la interferencia, las tasas de *outage* y la eficiencia energética para lograr el mejor rendimiento de la red a la vez que se tiene un ahorro de energía.
- **Eficiencia energética en *backhaul*:** Para reducir el consumo de energía, la futura red 5G debería tener enlaces de *backhaul* auto organizados. De manera que es necesaria la formulación de soluciones de *backhaul* eficientes y viables para las futuras redes inalámbricas, en específico para redes de celdas pequeñas y sitios concretos.
- **Energía y redes rentables:** El éxito de la futura implementación de 5G no solo depende de una arquitectura sofisticada, sino también de las capacidades de la red para realizar operaciones complejas de una manera escalable y eficiente desde el punto de vista energético.

Las tecnologías de la información y la comunicación (*TIC*) son responsables de una proporción significativa del consumo mundial de energía. Los datos oficiales

muestran que la industria de las *TIC* es responsable del 2% al 10% del consumo mundial de energía y alrededor del 2% de las emisiones mundiales de CO_2 [27], provocado un fuerte aumento en el consumo de energía y la emisión de gases de efecto invernadero. Para reducir el consumo de energía, es fundamental incorporar las ciudades inteligentes y lograr ahorros de energía significativos. Para poder implementar una ciudad inteligente sustentable es fundamental incorporar las comunicaciones verdes en el desarrollo de estas. La comunicación de *D2D* ha sido reconocida como una de las tecnologías clave para mejorar la velocidad de datos y reducir el consumo de energía, ya que como se mencionó anteriormente, permite que dos equipos de usuario ubicados físicamente cercanos se comuniquen directamente entre sí [27]. Las comunicaciones *D2D* son básicamente beneficiosas para la eficiencia energética por los siguientes dos puntos [28]:

- Se implementa generalmente en una distancia corta, por lo que el consumo de energía es muy bajo,
- Cada dispositivo, por ejemplo, teléfono inteligente, computadora portátil, vehículo, etc., tiene ciertas capacidades de almacenamiento e informática, que pueden reducir el consumo de energía en la entrega masiva de contenido.

Debido a los beneficios que presentan las comunicaciones *D2D* para el futuro de las redes inalámbricas, esta tesis se centra en dicha tecnología, a la cual se le dedicara el capítulo 2.

Existen también proyectos como el *SooGREEN* desarrollado en Europa a mediados del 2015, que tiene como objetivo reducir el consumo de energía de los servicios en diferentes arquitecturas móviles en interacción con la red eléctrica inteligente [29]. *SooGREEN* se basa en la necesidad de reducir el consumo de energía de los servicios a la luz de las evoluciones del tráfico y la explotación de las nuevas arquitecturas de red, mientras se analiza la posible interacción económica con los servicios de redes inteligentes. Los principales objetivos de este proyecto son [29]:

- Modelar el consumo de energía de los servicios en diferentes arquitecturas de redes móviles y teniendo en cuenta la trayectoria de extremo a extremo.

- Definición de indicadores clave de rendimiento para la eficiencia energética (*EE*) de los servicios y métodos adecuados de medición y presentación de informes (para las evoluciones de los estándares de *EE*).
- Optimización dinámica conjunta de la red de acceso móvil y las soluciones de entrega de contenido.
- Definición de soluciones de descarga específicas del servicio que reducen el consumo de energía.
- Propuesta de interacción eléctrica bidireccional de la red móvil y la red inteligente a través de la flexibilidad de algunos servicios y las capacidades de almacenamiento de energía en la red.

Mientras se concentra en los servicios, *SooGREEN* investiga la mejora de las instalaciones de energía y refrigeración para mejorar la *EE* general, que incluye:

- Solución eficiente de refrigeración pasiva para oficinas centrales que albergan *BSs* centralizadas.
- Optimización del almacenamiento y conversión de energía en las *BSs* de la red de acceso móvil.

En el capítulo 2 se dedica un apartado para el estudio de la eficiencia energética y la implementación de comunicaciones verdes como parte fundamental de las redes inalámbricas sustentables.

Referencias.

[1] M. Agiwal, A. Roy, and N. Saxena, “*Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey*”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, págs. 1617-1655, febrero, 2016.

[2] Cisco, “*Visual Networking Index*”, [online], www.cisco.com, febrero, 2015.

[3] M. Aydemir, and K. Cengiz, “*Emerging Infrastructure and Technology Challenges in 5G Wireless Networks*”, 2017 2nd International Multidisciplinary Conference on Computer and Energy Science (SpliTech), págs. 1-5, agosto, 2017.

- [4] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K Soong, and J.C. Zhang, “*What will 5G be?*”, IEEE Journal on Selected Areas In Communications, vol. 32, págs. 1065-1082, junio, 2014.
- [5] D. Warren, and C. Dewar, “*Understanding 5G: Perspectives on future technological advancements in mobile*”, GSMA Intelligence white paper, diciembre, 2014.
- [6] S. Chen, and J. Zhao, “*The requirements, challenges, and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication*”, IEEE Communications Magazine, vol. 52, págs. 36-43, mayo, 2014.
- [7] 5G Training and Certification, “*An initiative project in preparing 5G competence*”, [Online], <http://www.ieee-5g.org/about/>
- [8] F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta, and P. Popovski, “*Five disruptive technology directions for 5G*”, IEEE Communications Magazine, vol. 52, págs. 74-80, febrero, 2014.
- [9] G. Slawomir, “*Next Generation ITS Implementation Aspects in 5G Wireless Communication Network*”, 2017 15th International Conference on ITS Telecommunications (ITST), págs. 1-7, mayo, 2017.
- [10] O. Chabbouh, S. B. Rejeb, N. Agoulmine, and Z. Choukair, “*Cloud RAN Architecture Model Based upon Flexible RAN Functionalities Split for 5G Networks*”, 2017 31st International Conference on Advanced Information Networking and Applications Workshops (WAINA), págs. 184-188, marzo, 2017.
- [11] T. Yukawa, and Y. Sanada, “*Offloading effect of heterogeneous network with non-orthogonal multiple access*”, 2017 23rd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), págs. 1-5, diciembre, 2017.
- [12] M. Xiao, S. Mumtaz, Y. Huang, L. Dai, Y. Li, M. Matthaiou, G. K. Karagiannidis, E. Björnson, K. Yang, C.-Lin I, and A. Ghosh, “*Millimeter Wave Communications for Future Mobile Networks*”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 35, págs. 1909-1935, septiembre, 2017.

- [13] T.Mantoro, M. A. Ayu, and M. R. Nugroho, “*NLOS and LOS of the 28 GHz Bands MillimeterWave in 5G Cellular Networks*”, 2017 International Conference on Computing, Engineering, and Design (ICCED), págs. 1-5, noviembre 2017.
- [14] H. Hosseini, A. Anpalagan, K. Raahemifar, and S. Erkucuk, “*Wavelet-based cognitive SCMA system for mmWave 5G communication networks*”, IET Communications, vol. 11, págs. 831-836, mayo, 2017.
- [15] S. M. R. Islam, N. Avazov, O. A. Dobre, and K.-sup Kwak, “*Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges*”, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 19, págs. 721-742, octubre, 2017.
- [16] A. Haghghat, S. N. Nazar, S. Herath, and R. Olesen, “*On the Performance of IDMA-based Non-Orthogonal Multiple Access Schemes*”, 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), págs. 1-5, septiembre, 2017.
- [17] I. V. Bolo, T. P. Espera, R. V. Marquez, C. D. Ambatali, and N. I. Bernardo “*Performance Evaluation of Spread Spectrum-based Multiple Access Combined with 5G Filter-based Multi-carrier Waveforms*”, 2017 11th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), págs. 1-6, diciembre, 2017.
- [18] M. Moltafet, N. Mokari, M. R. Javan. H. Saeedi, H. P.-Nik, “*A New Multiple Access Technique for 5G: Power Domain Sparse Code Multiple Access (PSMA)*”, IEEE Access, vol. 6, Pags. 747-759, febrero, 2018.
- [19] *5G-Infrastructure Public-Private Partnership* [Online], <http://5g-ppp.eu/>.
- [20] U. Abbasi, and H. Elbiaze, “*Multimedia Streaming using D2D in 5G Ultra Dense Networks*”, 2018 15th IEEE Annual Consumer Communications & Networking Conference (CCNC), págs. 1-6, enero, 2018.
- [21] N. Xia, H.-Hwa Chen, and C.-Sing Yang, “*Radio Resource Management in Machine-to-Machine Communications-A Survey*”, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 20, págs. 791-828, enero, 2018.

- [22] G. A. Akpakwu, B. J. Silva, G. P. Hancke, and A. M. Abu-Mahfouz, "A Survey on 5G Networks for the Internet of Things: Communication Technologies and Challenges", IEEE Access, vol. 6, págs. 3619-3647, diciembre, 2017.
- [23] L. Ignatova, A. Khakimov, A. Mahmood, and A. Muthanna "Analysis of the Internet of things devices integration in 5G networks" 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO), págs.1-4, julio, 2017.
- [24] J. Wang, C. Jiang, Z. Han, Y. Ren, and L. Hanzo, "Internet of Vehicles: Sensing Aided Transportation Information Collection and Diffusion", IEEE Transactions on Vehicular Technology, enero, 2018.
- [25] M. S. Hossain, and G. Muhammad, "Emotion-Aware Connected Healthcare Big Data Towards 5G", IEEE Internet of Things Journal, noviembre, 2017.
- [26] S. Buzzi, C.-Lin I, T. E. Klein, H. V. Poor, C. Yang, and A. Zappone, "A Survey of Energy-Efficient Techniques for 5G Networks and Challenges Ahead", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 34, págs. 697-709, abril, 2016.
- [27] C. Kai, H. Li, L. Xu, Y. Li, and T. Jiang, "Energy-Efficient Device-to-Device Communications for Green Smart Cities", IEEE Transactions on Industrial Informatics, enero, 2018.
- [28] Z. Liang, D. Wu, J. Chen, and Z. Dong, "Greening the Smart Cities: Energy-Efficient Massive Content Delivery via D2D Communications", IEEE Transactions on Industrial Informatics, diciembre, 2017.
- [29] H. Rocha, G. Delsart, A. Andersson, A. Bousselmi, A. Conte, A. Gati, A. M. Masucci, C. Grangeat, C. Cavdar, D. Marquet, E. Alexandri, G. A.-Johnson, H-O. Scheck, J. Gascon, L. Nuaymi, L. Salahaldin, M. E. Tabach, M. A. Hossain, S. E. Elayoubi, S. Imadali, T. Chahed, V. Jonsson, W. Yoro, and X. Campderros, "SooGREEN: Service-oriented optimization of Green mobile networks", 2017 15th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks (WiOpt), págs. 1-8, mayo, 2017.

CAPÍTULO 2. COMUNICACIONES *D2D*.

En el presente capítulo se presenta una descripción de las comunicaciones dispositivo a dispositivo (*D2D Device-to-Device* por sus siglas en inglés) en redes celulares, así como su posible implementación en las redes futuras 5G. Además, se presentan las técnicas, desafíos y perspectivas futuras de este tipo de comunicaciones, así como sus diferentes clasificaciones y tipos. También se presentan algunas amenazas que se pueden presentar en las comunicaciones *D2D*, así como los requisitos de seguridad que se deben tener en este tipo de comunicaciones para hacer frente a estas amenazas. Posteriormente, se estudia tanto la eficiencia espectral como la eficiencia energética en las comunicaciones *D2D*, que son dos de sus características potenciales. Por último, se presenta una revisión del trabajo existente en cuanto a las comunicaciones verdes como un atributo importante de las redes 5G.

2.1 Comunicaciones *D2D*.

Recientemente, el tráfico de datos de los usuarios móviles ha aumentado exponencialmente debido al aumento creciente de suscriptores móviles, la aparición de aplicaciones intensivas en datos como juegos en línea, intercambio de videos, etc. Esto ha impulsado tanto a la industria de telecomunicaciones como a la comunidad investigadora a proponer nuevos paradigmas que admitan requisitos de velocidades de datos altas dentro de las redes inalámbricas actuales y futuras de una manera eficiente y efectiva [1].

Los dispositivos inalámbricos conectados a las redes inalámbricas han aumentado notablemente durante las últimas décadas. La conexión presente de voz y datos es un requisito clave para la próxima generación de tecnología inalámbrica 5G. La comunicación dispositivo a dispositivo, ampliamente conocida como comunicación *D2D*, se ha convertido en uno de los nuevos paradigmas de las comunicaciones celulares, e inicialmente se propuso para aumentar el rendimiento de la red. Se espera que el sistema móvil de la próxima generación, también conocido como 5G,

cumpla con las principales demandas de los servicios de datos en el sistema de telecomunicaciones junto con la nueva era del *IoT* [2].

La comunicación *D2D* se lleva a cabo cuando dos dispositivos se comunican directamente sin, o con poca, participación de la *BS* o red central. Lo anterior permite incrementar la eficiencia espectral (*SE* por las siglas en inglés de *Spectral Efficiency*) y la eficiencia energética (*EE Energy Efficiency*) de la red, así como reducir el retraso de la transmisión, descargar el tráfico de la *BS* y aliviar la congestión en las redes celulares. El concepto de comunicación *D2D* se muestra en la figura 2.1.

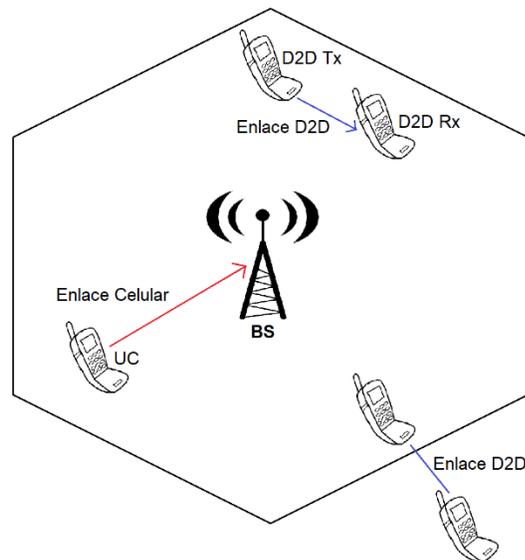


Figura 2.1. Comunicación D2D en un sistema celular.

La comunicación *D2D* facilita que cualquier dispositivo se comunique directamente sin el soporte de la infraestructura principal, es decir, una *BS*, durante el período de comunicación. Por lo que las *BS* solo controlan los dispositivos para permitir la comunicación entre ellos.

El hecho de que se tengan comunicaciones directas entre dispositivos puede proporcionar varios beneficios a los usuarios en diversas aplicaciones donde los dispositivos se encuentran muy cerca [1]:

- Velocidades de datos: Los dispositivos pueden estar alejados de la *BS* y, por lo tanto, pueden no ser compatibles con la transmisión de velocidad de datos alta que pueda ser necesaria por el usuario.
- Comunicaciones confiables: Las comunicaciones *D2D* pueden ser demandadas para llevarse a cabo localmente entre dispositivos para proporcionar comunicaciones de alta confiabilidad, especialmente si la red ha fallado por alguna razón, incluso como resultado de algún desastre.
- Comunicaciones instantáneas: Debido a que las comunicaciones *D2D* pueden no depender de la infraestructura de red, los dispositivos podrían usarse para comunicaciones instantáneas entre un número determinado de dispositivos de la misma manera que se usan los *walkie-talkies*.
- Reducción de interferencia: Al no tener que comunicarse directamente con la *BS*, esto tiene un impacto en la cantidad de datos que se transmiten dentro de una asignación de espectro dada. Usualmente, la comunicación *D2D* se hará entre dispositivos relativamente cercanos, esto reduce el nivel general de interferencia.
- Ahorro de energía: El uso de la comunicación *D2D* proporciona ahorro de energía por diferentes razones. Una de las más importantes es que si los dos dispositivos están cerca, se requieren niveles de potencia de transmisión inferiores.

Este tipo de comunicaciones no solo se puede aplicar en sistemas celulares, un ejemplo de esto son las comunicaciones *M2M* [3] o las comunicaciones *V2V* [4], en las cuales el principio de la comunicación *D2D* puede aplicarse.

Además del caso de descarga de tráfico celular a conexiones *D2D* con el objetivo de reducir la carga en la *BS*, los usuarios pueden decidir cooperar e intercambiar datos directamente para fines personales. Por lo que utilizando esquemas *D2D* cooperativos diseñados adecuadamente o formando grupos cooperativos de “objetos inteligentes” se puede mejorar la utilización del espectro considerablemente. Entonces la comunicación *D2D* puede mitigar la congestión de la red celular explotando la proximidad física de los usuarios y descargando parte

del tráfico celular en enlaces *D2D*. La cooperación de los usuarios en este caso es una iniciativa de la red celular. Las conexiones *D2D* también pueden ser iniciadas por usuarios que desean colaborar a través de aplicaciones móviles. Además, el intercambio de contenido entre los miembros de la comunidad que se encuentran a corta distancia física puede realizarse mediante la cooperación *D2D* [5].

Cuando se tienen habilitadas comunicaciones *D2D* en una red celular se puede considerar que dentro de la red celular se tienen dos niveles que son el nivel de la macro celda y el nivel del dispositivo. En el nivel de la macro celda, los dispositivos se pueden comunicar entre sí además de poder comunicarse en la red celular tradicional. En este nivel, las comunicaciones entre los dispositivos son controladas a través de la *BS*. El nivel de los dispositivos implica comunicación *D2D*. En dicho nivel los dispositivos se pueden comunicar directamente entre sí, y bajo algunas condiciones, por ejemplo, cuando la comunicación *D2D* ya no sea factible, la *BS* puede atender a los dispositivos de manera normal. Pero en el borde de la celda y en el área congestionada, los dispositivos permiten la comunicación directa entre ellos [6].

Desde un punto de vista de negocios, el operador tiene total o parcialmente el control de la asignación de recursos entre el transmisor y el receptor (origen, destino). Bajo esta perspectiva se tienen 4 tipos diferentes de comunicaciones *D2D* [6]:

- Retransmisión directa controlada por el operador: Los dispositivos que se encuentran en el borde de la celda o en un área de cobertura pobre pueden comunicarse con la *BS* a través de la retransmisión de información con otros dispositivos. De esta manera se tiene un ahorro de energía y la calidad del canal también mejora.
- Comunicación directa controlada por el operador: Los dispositivos se comunican directamente entre sí sin la participación de la estación *BS*. Pero para el establecimiento del enlace ambos dispositivos son confirmados por la *BS*.

- Retransmisión directa controlada directamente (por los dispositivos): Los dispositivos se están comunicando directamente entre sí. No existe participación de la *BS* en dicho procedimiento, por lo que dispositivo destino y el dispositivo fuente son los responsables de retransmitir la información.
- Comunicación directa controlada directamente (por los dispositivos): Los dispositivos se comunican directamente en el nivel de la celda sin la participación de la *BS*, por lo que los dispositivos deben compartir los recursos. De esta manera se tiene una interferencia limitada entre el dispositivo de comunicación *D2D* y el sistema celular.

Por otro lado, en las comunicaciones *D2D* los usuarios pueden operar en tres modos diferentes [7]:

- Recursos dedicados con enlace directo: Los recursos utilizados por los usuarios *D2D* son ortogonales a los recursos de los usuarios celulares (*CUs*), y no se generan interferencias. Puede garantizar fácilmente los requisitos de *QoS*. Sin embargo, no aprovecha al máximo la proximidad física de los usuarios *D2D*, ni la ganancia de reutilización del espectro.
- Reutilización de recursos con enlace directo: Los usuarios *D2D* comparten los mismos recursos con los *CUs*. Esto genera interferencia mutua entre los usuarios *D2D* y *CUs*, y hace que sea más complicado garantizar los requisitos de *QoS*. Sin embargo, potencialmente conduce a un mejor rendimiento de la red en términos de eficiencia espectral y la tasa de acceso de usuarios, especialmente cuando la carga de tráfico en la red es pesada.
- Enlace de retransmisión normal con la *BS*: La transmisión de usuarios *D2D* se retransmite a la *BS* cuando el enlace directo *D2D* ya no es factible o beneficioso. De esta forma, la *BS* puede proporcionar un acceso generalizado y un servicio uniforme para los usuarios, que es una de las ventajas de las comunicaciones *D2D* frente a otras técnicas de transmisión de corto alcance.

Además, las comunicaciones *D2D* también se pueden clasificar en comunicación *D2D* dentro y fuera de banda [8]:

- *D2D* dentro de banda: La comunicación tiene lugar en el espectro asignado para la comunicación celular (con licencia). La comunicación *D2D* dentro de banda proporciona eficiencia espectral debido a la compartición del espectro con licencia entre *D2D* y los usuarios celulares. El mecanismo de gestión de QoS está controlado por la *BS*, que ayuda a contrarrestar problemas como la interferencia. *D2D* dentro de banda también se clasifica en comunicación subyacente y sobrepuesta [9]. En la comunicación *D2D* subyacente los usuarios celulares y *D2D* comparten los mismos recursos del espectro, mientras que en la comunicación *D2D* sobrepuesta, a los usuarios *D2D* se le asignan recursos dedicados del espectro. La comunicación *D2D* subyacente plantea desafíos relacionados con la gestión de la interferencia y la asignación de los recursos entre los usuarios *D2D* y *CUs*. La comunicación *D2D* sobrepuesta supera los problemas antes mencionados, pero no garantiza el uso eficiente de los recursos, debido a la asignación estricta de recursos.
- *D2D* fuera de banda: La comunicación se lleva a cabo en el espectro sin licencia, por ejemplo, en la banda *ISM* (Por las siglas en inglés de *Industrial, Scientific and Medical*). Sin embargo, la comunicación *D2D* fuera de banda requiere compatibilidad de hardware entre los dispositivos que establecen la comunicación. La *BS* proporciona la señalización de control, pero la comunicación real entre dispositivos tiene lugar en un espectro sin licencia. Aunque, la comunicación *D2D* fuera de banda evita la interferencia de los *CUs*, existe interferencia entre dispositivos, lo que conduce a un problema más complejo de manejo de interferencia. Otro escenario de implementación relacionado con *D2D* fuera de banda implica la comunicación en grupo, donde la carga de señalización se delega en el nodo principal del grupo.

Un ejemplo de la comunicación *D2D* fuera de banda es el presentado en [10] y [11]. En [10] estudia el rendimiento de las comunicaciones *D2D* sin licencia junto con *LTE*, para aliviar la carga de tráfico de las redes celulares. Sin embargo, como se describe en dicho trabajo dado que, en la misma banda sin licencia, se tiene coexistencia de las tecnologías *D2D* y *WiFi* se debe buscar satisfacer la QoS del

usuario y evitar interferencias y conflictos graves entre dispositivos que usan dicha banda. La evaluación del rendimiento se hace mediante la obtención de las probabilidades de transmisión exitosa de los transmisores *D2D* y puntos de acceso *WiFi*, mediante el empleo de la geometría estocástica para el modelado de los transmisores *D2D*, usuarios móviles y puntos de acceso *WiFi*.

En [11] se investigan las comunicaciones subyacentes *D2D* en el espectro sin licencia y se propone habilitar la comunicación *D2D* en dicho espectro como una capa inferior de la red *LTE* de enlace ascendente para incrementar aún más la capacidad de la red. Además, se propone un protocolo basado en detección, diseñado para admitir el acceso de canales sin licencia para usuarios *LTE* y *D2D*. También se investiga el problema de asignación de canales para maximizar la tasa de usuarios *LTE* y *D2D* considerando la interferencia con los sistemas *Wi-Fi* existentes.

Dada la naturaleza de las comunicaciones *D2D* se presentan varias amenazas a la seguridad, algunas de estas amenazas son [12]:

- Ataque de espionaje: Un atacante puede escuchar pasivamente el canal de radio entre los dispositivos para obtener datos confidenciales.
- Ataque de reemplazo: Un atacante puede simular que es un dispositivo o *BS* legítimo para acceder a los datos de tráfico.
- Ataque de falsificación: Un atacante puede falsificar un contenido específico y enviar datos falsos a usuarios, lo que puede perjudicar al sistema.
- Ataque libre: Para reducir la disponibilidad del sistema en las comunicaciones *D2D*, un atacante puede alentar el comportamiento egoísta de algunos usuarios para preservar el consumo de energía, por lo que pueden no estar dispuestos a enviar contenidos a otros mientras reciben sus datos demandados a sus pares.
- Ataque activo en los datos de control: Un atacante puede intentar cambiar los datos de control.

- Violación de la privacidad: Algunos datos confidenciales como identidad, ubicación, etc. están más relacionados con los servicios *D2D*, por lo que esta información personal debe ocultarse a las partes no autorizadas.
- Ataque de denegación de servicio (*DoS*): Consiste en hacer que un servicio no esté disponible en las comunicaciones *D2D*.

Debido a las amenazas antes mencionadas, un sistema de comunicación *D2D* seguro debe cumplir con los siguientes requisitos de seguridad, ya sean asistidos, controlados o autónomos [12]:

- Autenticación: Se debe verificar la identificación de las partes que se comunican.
- Confidencialidad de los datos: Los datos transmitidos entre dispositivos deben ser secretos utilizando mecanismos de cifrado.
- Integridad de los datos: Los datos transferidos por dispositivos autorizados deben verificarse para que no sean alterados.
- Privacidad: Se debe preservar la información de privacidad, como la identidad, el número de tarjeta *SIM*, la posición geográfica, etc.
- Rastreabilidad: Es necesario rastrear el origen de los intentos de violación de seguridad.
- Anonimato: Los usuarios que se están comunicando pueden ser anónimos entre sí y de un adversario.
- No rechazo: Se refiere a la capacidad de evitar que los usuarios nieguen la transmisión o recepción de un mensaje.
- Disponibilidad: Los servicios *D2D* deben ser accesibles en cualquier momento y en cualquier lugar, incluso bajo *DoS* o ataques libres, para que los usuarios no se sientan desalentados a utilizar esta tecnología.
- Revocabilidad: Se refiere a la capacidad de suspender el privilegio del usuario de un servicio *D2D* si se detecta como malicioso.
- Control de acceso detallado: Tiene en cuenta la pequeña granularidad de una regla de acceso especificada para un usuario al acceder a un servicio.

Se ve como una solución efectiva para superar la privacidad y los problemas de seguridad de transmisión de datos.

Por lo que, como se describió en esta sección, las comunicaciones D2D se presentan como una solución para mejorar la eficiencia espectral y la eficiencia energética en las redes, específicamente en las redes celulares, por lo que en la sección 4.2 se abordaran más a detalle.

2.2 Eficiencia espectral y eficiencia energética.

Debido a la explosión de la comunicación de datos, la *SE* juega un papel esencial en el diseño de sistemas de comunicación futuros. Además, con el incremento de dispositivos inteligentes y varias aplicaciones, el consumo de energía se ha convertido en un problema importante en los últimos años, por lo que no se puede ignorar en el diseño de los sistemas inalámbricos 5G, y se debe tener en cuenta para lograr comunicaciones inalámbricas más ecológicas.

Beneficiándose de la proximidad física entre pares *D2D*, potencial de reutilización y ganancia de salto, la comunicación *D2D* puede mejorar significativamente la *SE* de la red, así como la *EE*, que son dos de los puntos principales a considerar en el futuro de las redes inalámbricas.

Aunque las comunicaciones *D2D* subyacentes a las redes celulares pueden alcanzar una mayor utilización y eficiencia espectral debido al esquema de distribución de espectro, esta infraestructura también causa nuevos problemas y desafíos ya que los usuarios de *D2D* comparten el mismo espectro con los usuarios celulares y la interferencia intracelular no se puede descuidar. Por lo tanto, la asignación inteligente de recursos y la optimización de energía es uno de los problemas cruciales para las comunicaciones *D2D* subyacentes a las redes celulares [13].

Existen estudios anteriores que investigan la eficiencia energética de las redes *D2D*, tales como [14] y [15]. En [14] la asignación de recursos y el control de potencia están optimizados para la maximización de *EE* de todos los enlaces *D2D*. Los

autores en [15] proporcionan información sobre cómo maximizar la *EE* de los enlaces D2D con una ponderación mínima, al tiempo que se garantizan velocidades de datos mínimas para los enlaces celulares.

Se sabe que la *SE* y la *EE* son objetivos contradictorios en un sistema de comunicación inalámbrico con espectro de radio disponible y potencia de transmisión limitados. Esto se debe a que maximizar la *SE* es equivalente a utilizar todos los recursos para aumentar el *throughput*, así como la potencia máxima de transmisión y la utilización completa de frecuencias entre enlaces *D2D*, mientras que en este caso la *EE* puede volverse muy baja debido al alto consumo de energía. En cuanto a la *SE* y el retardo, se sabe que la *SE* máxima no es equivalente a que todos los usuarios puedan alcanzar su velocidad de transmisión máxima, por lo que la *SE* máxima no corresponde necesariamente al retardo promedio mínimo, lo que indica un conflicto potencial entre *SE* y retardo [13]. Por lo tanto, es importante comprender la posible relación de compromiso entre *SE*, *EE* y el retardo. Para proporcionar a los encargados de la toma de decisiones del sistema un alcance de rendimiento integral en base a lo anterior descrito, en [13], se propone un nuevo marco para investigar la compensación de estos tres factores, la *SE*, la *EE* y el retardo en las redes de comunicaciones *D2D* subyacentes.

El mecanismo de retransmisión *D2D*, que integra las comunicaciones *D2D* y la tecnología de retransmisión, es una de las técnicas prometedoras para lograr una mejora en el rendimiento del sistema. En [16] se centran en estudiar qué tipo de beneficios podría aportar el mecanismo de retransmisión *D2D* en un sistema de comunicación inalámbrico durante la transmisión de *UL*. Para analizar exhaustivamente el rendimiento del sistema, se utiliza una métrica, que consiste en la *SE* y la *EE* como un indicador. Debido a que entre las investigaciones tradicionales de comunicaciones *D2D*, la *SE* se considera convencionalmente como una métrica referencial. Mientras tanto, con el desarrollo de las comunicaciones verdes recientemente, la *EE*, se ha convertido en otro criterio representativo. Con estos criterios, se describe teóricamente a detalle la influencia de las preferencias de los usuarios en la *SE* y la *EE*. Teniendo en cuenta que el emparejamiento de

usuarios es una parte importante de este mecanismo. Además, se evalúa el rendimiento del mecanismo de retransmisión *D2D* con tres algoritmos de emparejamiento típicos basados en diferentes criterios. Bajo este mismo criterio de emplear las comunicaciones *D2D* como mecanismos de retransmisión en [17] se propone un modelo de sistema de dos capas que permite enlaces de retransmisión *D2D* auxiliares (*RA-D2D*) para respaldar enlaces ascendentes celulares tradicionales. Posteriormente, se maximiza la *EE* del enlace *RA-D2D* a la vez que satisfacemos la velocidad de datos mínima del enlace celular. La potencia de transmisión óptima tanto para el transmisor *D2D*, así como para el retransmisor *D2D* se obtiene al transformar la programación fraccional no lineal en una programación de parámetros no lineales.

Debido a que las redes 5G deben tener tanto *SE* como *EE*, el aumento de la densificación de las redes se considera una de las formas más potentes de mejorarlas conjuntamente de forma rentable. Sin embargo, evitar la interferencia y el diseño verde son puntos cada vez más complejos, debido a la densificación intrínseca y escalabilidad. Por un lado, las celdas pequeñas ultradensas son subyacentes a la macro celda, lo que introduce una interferencia compleja. Es difícil analizar los comportamientos interactivos y la toma de decisiones estratégicas entre las diferentes *BS* de las celdas pequeñas. Mientras tanto, la escalabilidad también es un desafío en puntos de acceso específicos. La administración de recursos distribuidos y el control de interferencia serán más efectivos en redes ultradensas. Sin embargo, la sobrecarga de señalización siempre será alta, lo que presenta un desafío en las redes. Se sabe que las celdas pequeñas más densas se despliegan, cuantas más oportunidades de cooperación existen entre ellas [18]. Por lo anterior en [18] se maximiza el rendimiento de la *EE* con un cierto sacrificio del rendimiento la *SE*. Primero se analiza la relación entre *EE* y *SE*, con base en la cual formulamos el problema de maximización de la *EE*. Además, se logra le equilibrios de *SE* óptima para maximizar el rendimiento de la *EE* con y sin las restricciones de *SE* mínimas.

En [19] se investiga las comunicaciones *D2D* sobrepuestas con la comercialización del espectro-energía, donde los usuarios *D2D* consumen la potencia de transmisión

para retransmitir a los usuarios celulares que se encuentran en el borde de celda para la transmisión de *UL* a cambio de ancho de banda de los usuarios celulares para poder llevar a cabo comunicaciones *D2D*, es decir, los usuarios *D2D* operan temporalmente como retransmisores, consumiendo cierta potencia y así ayudando a los *CU* que se encuentran lejos de la *BS*. El comercio propuesto de energía-espectro tiene como objetivo explotar las diferencias individuales tanto desde el punto de vista del espectro como el de la potencia.

En [20] se estudia el problema de la eficiencia energética en la calendarización de multidifusión para celdas pequeñas en la banda milimétrica, que explota las transmisiones simultáneas y las comunicaciones *D2D* para lograr una alta eficiencia energética a través del control de potencia. Se ha propuesto la implementación densa de celdas pequeñas en la banda de ondas milimétricas subyacente a la red de macro celdas convencional para mejorar la capacidad de la red, como un candidato prometedor para futuros sistemas de comunicación inalámbrica. Con un gran incremento en la tasa de datos a partir de un gran ancho de banda que estará disponible en las comunicaciones en la banda milimétrica, el consumo de energía se vuelve un punto importante y debería mitigarse para una mayor eficiencia energética. Basando también las comunicaciones *D2D* en la banda de ondas milimétricas en [21] se pretende aumentar la *EE* de las comunicaciones *D2D* en la banda milimétrica asistidas por retransmisión dúplex. Para lograr este objetivo, en primer lugar, se desarrolla el algoritmo de asignación de potencia iterativa basada en la programación fraccional no lineal para optimizar el *EE*. Posteriormente, se propone el método de ajuste de potencia por eliminación del efecto de cuello de botella (*BEEP*) para reducir aún más la potencia de transmisión mientras se mantiene la capacidad de extremo a extremo. Por último, se combinan estas técnicas con un algoritmo de acoplamiento diseñado adecuadamente, para proponer el algoritmo de *EE* mediante retransmisión con *BEEP*.

Para mejorar el rendimiento de la red en cuanto a eficiencia espectral, se prefieren las comunicaciones *D2D* el modo subyacente, donde los usuarios *D2D* utilizan bloques de recursos no ortogonales con los usuarios celulares cuando los usuarios

celulares está más cerca de la *BS* que los usuarios *D2D*. Como resultado, el sistema debe lidiar con interferencias mucho más severas que las redes celulares normales. El control de potencia es un método eficaz para hacer frente a la interferencia y garantizar la calidad del servicio de los usuarios. En [22] se propone un esquema de control de potencia de ahorro de energía para las comunicaciones de *D2D* subyacentes a las redes celulares, donde múltiples pares *D2D* reutilizan los mismos bloques de recursos asignados a un usuario celular. Tomando en consideración la máxima potencia de transmisión permitida y el requisito mínimo de velocidad de datos, se formula el problema de maximización de la eficiencia energética como un problema de programación fraccional no cóncava.

Por último, en [23] se estudia la asignación de recursos para comunicaciones de *D2D* energéticamente eficiente bajo el modo de superposición. El transmisor *D2D* primero recolecta energía de una *BS* bajo la restricción de capacidad de la batería y luego se comunica con un receptor *D2D*, es decir, teniendo en cuenta la capacidad finita de la batería de los dispositivos de comunicación *D2D*, el transmisor *D2D* cosecha energía de una *BS* celular y utiliza la energía recolectada para transmitir su señal de información. El diseño del algoritmo de asignación de recursos está formulado como un problema de optimización no convexa para la maximización de la eficiencia energética del sistema. Y en [24] se investigan estrategias de reutilización de recursos de *DL* eficientes en energía para comunicaciones de *D2D* subyacentes a redes celulares. Y maximizar la *EE* total de todos los enlaces *D2D* a la vez que se garantiza la calidad del servicio de los usuarios de telefonía móvil y los requisitos de alimentación para la *BS* y los enlaces *D2D*. Con base en el análisis de las características del control óptimo de potencia conjunta y la estrategia de acoplamiento *D2D-CU*, se propone un algoritmo iterativo de *EE* para las comunicaciones *D2D*.

2.3 Comunicaciones verdes.

Actualmente, las comunicaciones verdes han captado cada vez más la atención debido a los crecientes costos de energía y las preocupaciones ambientales, por lo

que el aumento de la *EE* se ha convertido en un problema esencial en las redes de quinta generación tal como se presenta en [25].

Por lo que las comunicaciones ecológicas o comunicaciones verdes serán otro atributo importante de los sistemas 5G, ya que el consumo de energía del sector de tecnologías de la información y la comunicación aumentará significativamente para 2030 [26]. En consecuencia, el diseño de redes de celdas pequeñas (*SCM*) eficientes en energía ha atraído la atención de los investigadores en los últimos años. Además, para permitir el despliegue extendido de celdas pequeñas densas, los proveedores de servicios requieren soluciones de *backhauling* eficientes en el consumo de energía. En [26] se presenta un modelo de comunicación de *EE* para redes heterogéneas 5G (*HetNets*). El modelo propuesto considera los elementos de red de acceso y *backhaul*. Se formula y presenta un modelo analítico para calcular el número óptimo de celdas pequeñas que se deben mantener activas en diferentes momentos del día a fin de minimizar el consumo de energía al mismo tiempo que se satisfacen las demandas de calidad de servicio de los usuarios. Con base en la investigación crítica del consumo de energía de *backhaul*, también se presentan dos soluciones de *backhaul* con *EE* para *HetNets* 5G. Además, se concluye que existe un equilibrio inherente entre la optimización de la *EE* y la *SE*.

Para habilitar redes 5G sustentables, se han propuesto nuevas tecnologías para mejorar la *EE* del sistema, y se han introducido fuentes de energía alternativas para reducir nuestra dependencia de los combustibles fósiles tradicionales. En particular, varias técnicas 5G se enfocan en la reducción del consumo de energía sin sacrificar la calidad del servicio. Mientras tanto, las tecnologías de recolección de energía, que permiten a los transceptores de comunicaciones cosechar energía de diversos recursos renovables y señales ambientales de radiofrecuencia para la comunicación, han despertado un gran interés tanto del mundo académico como de la industria. En [27] se ofrece una descripción general de las últimas investigaciones sobre técnicas verdes 5G y recolección de energía para la comunicación. Además, también se identifican algunos desafíos técnicos y posibles temas de investigación para la realización de redes 5G verdes sustentables.

Con el tremendo incremento de tráfico y consumo de energía, las comunicaciones verdes han sido valoradas no solo por intereses de investigación teórica, sino también por la reducción del gasto operacional y el desarrollo sustentable de las comunicaciones inalámbricas. Las compensaciones ecológicas fundamentales, que sirvieron como un marco importante para el análisis, incluyen cuatro relaciones básicas [28]:

- Eficiencia espectral vs eficiencia energética.
- Eficiencia de despliegue vs eficiencia energética.
- Retraso vs potencia.
- Ancho de banda vs potencia.

En [28] primeramente se proporciona una visión general completa de los extensos esfuerzos de investigación en curso y los clasifican en función de los compromisos ecológicos fundamentales. Posteriormente se enfoca en los avances de investigación de las comunicaciones 4G y 5G, como OFDM y la incorporación no ortogonal, MIMO y las redes heterogéneas. También se discuten los posibles desafíos e impactos de las compensaciones ecológicas fundamentales, para arrojar algo de luz sobre la investigación y el diseño de eficiencia energética para futuras redes inalámbricas.

Para satisfacer las demandas cada vez más crecientes de los usuarios, las redes 5G ya son una realidad, y estarán disponibles para 2020. Debido a que la tecnología celular desplegada actualmente ha aumentado el consumo de energía en las redes móviles con una huella de carbono que aumenta a tasas alarmantes, esto está causando un efecto adverso en el medio ambiente y la salud humana. Abordando estos aspectos, en [29] se presenta una revisión sobre técnicas para hacer que las redes celulares de próxima generación sean verdes y más amigables con el medio ambiente. Varias tecnologías forman parte de las redes 5G, con el fin de soportar las drásticas demandas de los usuarios, y están recibiendo una atención considerable desde la perspectiva de la comunicación ecológica. Estos incluyen comunicación D2D, uso compartido de espectro, redes ultradensas, MIMO masivo e IoT. Además, una preocupación principal en el escenario actual es la duración de

la batería de los terminales móviles. Además, en dicho trabajo se hace una propuesta para mejorar la duración de la batería de los terminales de usuario, con el uso compartido de espectro como base, para superar la crisis energética. También se discuten los principales desafíos de investigación, y los proyectos en curso y así como las actividades de estandarización llevadas a cabo hasta este momento.

Una perspectiva importante en el futuro de las comunicaciones verdes o comunicaciones ecológicas es la implementación de ciudades inteligentes bajo la idea de tener un mayor ahorro de energía.

Debido a que los servicios multimedia masivos se han considerado como una de las características más destacadas de las ciudades inteligentes, en [30], se propone un sistema de entrega de contenido eficiente en cuando al ahorro de energía a través de las comunicaciones *D2D*, de manera que se pueda llevar a cabo la entrega de contenido a gran escala entre dispositivos móviles con energía limitada, demanda impredecible, almacenamiento limitado, movilidad aleatoria y transmisión oportunista. Los aspectos más destacados de este trabajo se encuentran en dos partes:

- En el aspecto teórico, a través de la exploración de la relación entre la codificación, el almacenamiento y la transmisión, se investiga una manera sistemática de entrega de contenido teniendo en cuenta el ahorro de energía.
- En el aspecto técnico, se diseña de una manera simple y eficiente un sistema de entrega de contenido totalmente distribuido, en el que cada dispositivo solo utiliza información local para tomar decisiones e implementa su propio esquema individualmente. Es importante destacar que el esquema propuesto se realiza en un sistema práctico de ciudad inteligente, y los resultados numéricos demuestran que es flexible para las necesidades de los usuarios y los entornos de comunicación.

Como se mostró en esta sección, la implementación de sistemas de comunicación que sean más ecológicos es un punto que cada vez está tomando fuerza, porque es necesario tomarse en cuenta a la hora del diseño de estos. Si bien existen

diferentes perspectivas en la literatura, todas concuerdan en que se debe tener un mayor ahorro de energía a través de diferentes técnicas, una de ellas, y la que tiene un mayor empuje son las comunicaciones *D2D*. Por lo que para el desarrollo de la aportación de esta tesis el ahorro de energía es un punto clave.

Referencias.

- [1] V.Thrimurthulu, and N. S. Murti Sarma, "*Device-to-device communications in long term evaluation-advanced network*", 2017 International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS), junio, 2017.
- [2] S. Barua, and R. Braun, "*Mobility Management of D2D Communication for the 5G Cellular Network System: A Study and Result*", IEEE Transactions on Vehicular Technology, febrero, 2018.
- [3] A. Afzal, S. A. R. Zaidi, D. McLernon, M. Ghogho, and A. Feki, "*M2M meets D2D: Harnessing D2D Interfaces for the Aggregation of M2M Data*", 2017 IEEE International Conference on Communications (ICC) Mobile and Wireless Networking, mayo, 2017.
- [4] L. Liang, G. Y. Li, and W. Xu, "*Resource Allocation for D2D-Enabled Vehicular Communications*", IEEE Transactions on Communications, vol. 65, págs. 3186-3197, julio, 2017.
- [5] Y. Meng, C. Jiang, H.-Hwa Chen, and Y. Ren, "*Cooperative Device-to-Device Communications: Social Networking Perspectives*", IEEE Network, vol. 31, págs. 38-44, junio, 2017.
- [6] M. A. Khilail, R. Hussain, and Z.-Ur-Rehman, "*Deployment of D-2-D Communication, Challenges and Related Work*", Sixth International Conference on Innovative Computing Technology (INTECH), febrero, 2017.
- [7] D. Feng, L. Lu, Y. Y.-Wu, G. Y. Li, S, Li, and G, Feng, "*Device-to-Device Communications in Cellular Networks*", IEEE Communications Magazine, vol. 52, págs. 49-55, abril, 2014.

- [8] R. I. Ansari, C. Chrysostomou, S. A. Hassan, M. Guizani, S. Mumtaz, J. Rodriguez, and J. J. P. C. Rodrigues, “5G D2D Networks: Techniques, Challenges, and Future Prospects”, IEEE Systems Journal, págs. 1-15, diciembre, 2017.
- [9] Y. Yang, Y. Zhang, L. Dai, Jianjun Li, S. Mumtaz, and J. Rodriguez, “Transmission Capacity Analysis of Relay-Assisted Device-to-Device Overlay/Underlay Communication”, IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 13, págs. 380-389, febrero, 2017.
- [10] B. Shang, L. Zhao, and K.-C. Chen, “Enabling Device-to-Device Communications in LTE-Unlicensed Spectrum”, 2017 IEEE International Conference on Communications (ICC) Mobile and Wireless Networking, mayo, 2017.
- [11] H. Zhang, Y. Liao, and L. Song, “D2D-U: Device-to-Device Communications in Unlicensed Bands for 5G System”, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 16, págs. 3507-3519, junio, 2017.
- [12] O. N. Hamoud, T. Kenaza, and Y. Challal, “Security in device-to-device communications: a survey”, IET Networks, vol. 7, págs. 14-22, diciembre, 2017.
- [13] Y. Hao, Q. Ni, H. Li, and S. Hou, “A General Framework for Spectral Efficiency, Energy Efficiency and Delay Tradeoff in D2D Networks”, 2017 IEEE International Conference on Internet of Things (iThings) and IEEE Green Computing and Communications (GreenCom) and IEEE Cyber, Physical and Social Computing (CPSCom) and IEEE Smart Data (SmartData), págs.407-413, junio, 2017.
- [14] Y. Jiang, Q. Liu, F. Zheng, X. Gao, and X. You, “Energy efficient joint resource allocation and power control for D2D communications”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, págs. 6119-6127, agosto, 2016.
- [15] T. Hoang, L. Lei, and T. Le-Ngoc, “Energy-efficient resource allocation for D2D communications in cellular networks”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, págs. 6972-6986, septiembre, 2016.

- [16] Y. Zeng, H. Hu, I. Harjula, B. Jia, T. Xu, and Yang Yang, “*Performance Analysis on Spectral-Energy Efficiency Tradeoff in the D2D-Relay Mechanism*”, 2017 IEEE Global Communications Conference GLOBECOM 2017, diciembre, 2017.
- [17] R. Wang, J. Liu, G. Zhang, S. Huang, and M. Yuan, “*Energy Efficient Power Allocation for Relay-Aided D2D Communications in 5G Networks*”, China Communications, vol. 14, págs. 54-64, junio, 2017.
- [18] C. Yang, J. Li, Q. Ni, A. Anpalagan, and M. Guizani, “*Interference-Aware Energy Efficiency Maximization in 5G Ultra-Dense Networks*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 65, págs. 728-739, febrero, 2017.
- [19] Q. Wu, G. Y. Li, W. Chen, and D. W. Kwan Ng, “*Energy-Efficient D2D Overlaying Communications With Spectrum-Power Trading*”, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 16, págs. 4404-4419, julio, 2017.
- [20] Y. Niu, Y. Liu, Y. Li, X. Chen, Z. Zhong, and Z. Han, “*Device-to-Device Communications Enabled Energy Efficient Multicast Scheduling in mmWave Small Cells*”, IEEE Transactions on Communications, noviembre, 2017.
- [21] W. Chang, and J.-Chieh Teng, “*Energy Efficient Relay Matching with Bottleneck Effect Elimination Power Adjusting for Full-Duplex Relay Assisted D2D Networks using mmWave Technology*”, IEEE Access, enero, 2018.
- [22] X. Gao, H. Han, K. Yang, and J. An, “*Energy Efficiency Optimization for D2D Communications Based on SCA and GP Method*”, China Communications, vol. 14, págs. 66-74, abril, 2017.
- [23] J. Zhang, J. Han, Y. Diao, Y. Sun, and Q. Zhou, “*Energy Efficient Transmission for Wireless Powered D2D Communication with Finite Battery Capacity*”, 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), diciembre 2017.
- [24] J. Hu, W. Heng, X. Li, and J. Wu, “*Energy-Efficient Resource Reuse Scheme for D2D Communications Underlying Cellular Networks*”, IEEE Communications Letters, vol. 21, págs. 2097-2100, septiembre, 2017.

- [25] C. Yang, J. Li, Q. Ni, A. Anpalagan, and M. Guizani, “*Interference-aware energy efficiency maximization in 5G ultra-dense networks*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 65, págs. 728-739, febrero, 2017.
- [26] M. M. Mowla, I. Ahmad, D. Habibi, and Q. V. Phung, “*A Green Communication Model for 5G Systems*”, IEEE Transactions on Green Communications and Networking, vol. 1, págs. 264-280, septiembre, 2017.
- [27] Q. Wu, G. Y. Li, W. Chen, D. W. Kwan Ng, and R. Schober, “*An Overview of Sustainable Green 5G Networks*”, IEEE Wireless Communications, vol. 24, págs. 72-80, agosto, 2017.
- [28] S. Zhang, Q. Wu, S. Xu, and G. Y. Li, “*Fundamental Green Tradeoffs: Progresses, Challenges, and Impacts on 5G Networks*”, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 19, págs. 33-56, enero, 2017.
- [29] P. Gandotra, R. K. Jha, and S. Jain, “*Green Communication in Next Generation Cellular Networks: A Survey*”, IEEE Access, vol. 11, págs. 11727-11758, junio, 2017.
- [30] Z. Liang, D. Wu, J. Chen, and Z. Dong, “*Greening the Smart Cities: Energy-Efficient Massive Content Delivery via D2D Communications*”, IEEE Transactions on Industrial Informatics, diciembre, 2017.

CAPÍTULO 3. MODELOS DE PÉRDIDAS POR PROPAGACIÓN PARA REDES INALÁMBRICAS 5G.

En el presente capítulo se presenta la banda de ondas milimétricas como una solución para satisfacer las demandas y necesidades de las próximas redes inalámbricas de quinta generación (5G), además se presentan algunas características que deben cumplir los modelos del canal que se pretenden utilizar en esta nueva generación de redes inalámbricas. Por último, se presentan algunos modelos del canal para exteriores e interiores, así como para diferentes escenarios y ambientes, que son candidatos potenciales para su uso en la planeación de las futuras redes inalámbricas de 5G, dichos modelos fueron obtenidos a través de un gran número de mediciones realizadas en diferentes frecuencias.

3.1 El espectro milimétrico como solución para el futuro de las redes inalámbricas.

La capacidad de los sistemas inalámbricos de comunicaciones depende principalmente tanto de la eficiencia espectral como del ancho de banda asignado para su operación.

Actualmente, gran parte de los sistemas inalámbricos de comunicaciones, incluyendo la radio *AM/FM*, *TV*, celular, comunicación satelital, *GPS* y *Zigbee/Bluetooth*, emplean parte del espectro localizado en la banda de ultra altas frecuencias (*UHF*) la cual abarca el rango de frecuencias que va de los 300 MHz hasta los 3 GHz [1]. Durante mucho tiempo esta banda se ha considerado como ideal para este tipo de sistemas, debido a que se benefician de sus características favorables de propagación. Además, las longitudes de onda son lo suficientemente pequeñas como para permitir antenas pequeñas que pueden caber en los dispositivos, pero lo suficientemente grandes como para doblar o penetrar los obstáculos, como edificios y follaje, y ser transmitidas incluso a baja potencia, estas ondas son capaces de viajar de manera fiable hasta varios kilómetros en casi

cualquier entorno de radio. Sin embargo, debido a los beneficios y características favorables antes mencionadas, y al continuo aumento de la demanda de servicios que pueden aprovecharse, esta banda se está saturando en gran medida. Por lo tanto, esta banda ya no nos permite resolver los nuevos desafíos de incrementar las capacidades de los sistemas inalámbricos de comunicación.

Gran cantidad de investigadores concuerdan en que la tecnología en redes inalámbricas 5G tendrá que llegar a finales de esta década, por lo que para poder ser capaces de desplegar este nuevo tipo de redes será necesario el uso de una nueva asignación espectral capaz de permitir dicha implementación.

Entonces, un punto clave de la próxima generación de redes inalámbricas 5G radica en la exploración de un nuevo espectro, la banda de ondas milimétricas, también denominada por la *ITU* como banda de frecuencias extremadamente altas (*EHF*) que va desde 30 hasta los 300 GHz [1], ya que incluso el empleo de una pequeña fracción de dicho espectro nos permite proporcionar un incremento enorme en la capacidad respecto al espectro actualmente utilizado [2].

Con el empleo del espectro de la banda de ondas milimétricas se puede contemplar un futuro para los sistemas celulares en el que las tasas de datos móviles se incrementen al rango de varios gigabits por segundo, dado que las frecuencias portadoras de ondas milimétricas permiten mayores asignaciones de ancho de banda, que se traducen directamente en velocidades de transferencia de datos más altas, mientras que la latencia para el tráfico digital disminuye considerablemente. Además, lo anterior será posible con el empleo de antenas que sean capaz de dirigir su haz en una dirección específica y que sean altamente directivas, con el uso de este espectro simultáneamente se podrían soportar comunicaciones celulares y redes inalámbricas, con la posible convergencia entre los sistemas celulares y servicios *Wi-Fi* [3].

En comparación con los sistemas tradicionales de comunicación de baja frecuencia, la pérdida por trayectoria experimentada por las señales de alta frecuencia en la banda milimétrica se incrementa en varios órdenes de magnitud. Por lo tanto, la transmisión en esta banda sólo es adecuada para sistemas de corto alcance [4].

Dado lo anterior, los modelos de canal para redes inalámbricas 5G presentan ciertos requisitos adicionales en comparación con los modelos de generaciones anteriores, algunos de los requisitos más importantes son los siguientes [5]:

- Al pretenderse utilizar antenas altamente directivas el canal necesita ser modelado correctamente en 2 dimensiones (azimut y elevación) y considerar la polarización con resolución angular en el orden de hasta 1.0°.
- Los modelos de la *ITU* y *3GPP* actuales deben ser sustancialmente mejorados. Estas mejoras deben estar basadas en datos obtenidos de mediciones.
- El modelado del canal debe ser consistente en un rango de frecuencias de 6 a 100 GHz. Sin embargo, para asegurar la compatibilidad con modelos actuales se debe considerar en una gama de frecuencias desde 0.5 a 100 GHz, o por debajo de 6 GHz en la mayor medida posible.
- El modelo debe soportar anchos de banda muy grandes, de más de 2 GHz.
- El modelo debe proporcionar variaciones continuas en toda la banda de frecuencias.

3.2 Modelos del canal para redes inalámbricas 5G.

Como se mencionó en la sección anterior, una de las alternativas para poder desplegar las redes inalámbricas de 5G es operar en la banda de ondas milimétricas de 30-300 GHz, donde existe un amplio espectro disponible. A estas frecuencias, la longitud de onda es tan pequeña que se pueden usar antenas altamente direccionales, sin embargo, la propagación es un poco más perjudicial en esta banda en comparación con los regímenes de ultra alta frecuencia (*UHF*) y microondas utilizados hoy en día [6].

La predicción de la propagación mediante modelos del canal ha sido una técnica fundamental utilizada para planificación y diseño de redes inalámbricas actuales, por lo que es necesario hacer un estudio de modelos del canal para las futuras redes inalámbricas de 5G.

Los modelos de pérdidas por trayectoria estiman la atenuación sobre la distancia de las señales propagadas y son vitales para diseñar sistemas de comunicaciones. Existen diferentes tipos de modelos (determinísticos, empíricos y estocásticos) de pérdidas por trayectoria a gran escala, pero los modelos de pérdidas por trayectoria basados en mediciones proporcionan una visión realista de las características de propagación de un canal inalámbrico.

En la presente sección se presentan modelos de pérdidas por trayectoria para exteriores e interiores, para diferentes escenarios y diferentes ambientes de propagación.

3.2.1 Modelos para exteriores.

En [6] se presenta un modelo de propagación empírico de pérdidas por trayectoria para planeación de redes de 5G en la banda de ondas milimétricas, basado en mediciones realizadas en un ambiente real a las frecuencias de 28 GHz y 38 GHz en la ciudad de Nueva York (*NYU*) y Austin Texas (*TU*) respectivamente.

Se considera un modelo estándar de pérdidas por trayectoria utilizado actualmente en la industria para la banda de microondas, el cual se modifica para ajustarse a los datos de propagación medidos en las frecuencias de ondas milimétricas antes mencionadas, de manera que se puedan tener varios modelos de predicción de pérdidas por trayectoria a las frecuencias de 28 GHz y 38 GHz.

El modelo del que se parte y se modifica es el *SUI* (Stanford University Interim), el cual se utiliza cuando la frecuencia de la portadora es mayor que 2 GHz, dicho modelo se muestra en la ecuación (3.1):

$$PL_{SUI}(d)[dB] = PL_{FS}(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_{fc} + X_{RX} + X_{\sigma} \quad (3.1)$$

Donde $PL_{FS}(d_0)$ son las pérdidas por trayectoria en el espacio libre (*FSPL*) en dB a una distancia de referencia de d_0 dadas por la ecuación (3.2), y λ es la longitud de onda de la portadora en metros.

$$PL_{FS}(d_0) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) \quad (3.2)$$

La ecuación (3.3) representa el exponente de pérdidas por trayectoria (*PLE*), y los parámetros a , b , y c son constantes usadas para modelar los tipos de terreno encontrados en el área de servicio (ver tabla 3.1), h_{TX} denota la altura del transmisor.

$$n = a - b \cdot h_{TX} + \frac{c}{h_{TX}} \quad (3.3)$$

Tabla 3.1. Parámetros para diferentes tipos de terreno para el modelo SUI [6].

Parámetro	Terreno tipo A (Áreas urbanas)	Terreno tipo B (Áreas suburbanas)	Terreno tipo C (Áreas rurales)
a	4.6	4	3.6
b [1/m]	0.0075	0.0065	0.005
c [m]	12.6	17.1	20

X_{f_c} y X_{RX} en la ecuación (3.4) y (3.5) denotan los factores de corrección para la frecuencia y para la altura del receptor, f_{MHz} es la frecuencia de la portadora en MHz y h_{RX} es la altura del receptor en metros. Por último X_{σ} es el obscurecimiento aleatorio lognormal típico con media igual a 0 dB y desviación estándar σ [dB], tal que $8.2 < \sigma < 10.6$ dB.

$$X_{f_c} = 6 \log_{10} \left(\frac{f_{MHz}}{2000} \right), f_c > 2 \text{ GHz} \quad (3.4)$$

$$X_{RX} = \begin{cases} -10.8 \log_{10} \left(\frac{h_{RX}}{2} \right), \text{Terreno tipo A y B} \\ -20 \log_{10} \left(\frac{h_{RX}}{2} \right), \text{Terreno tipo C} \end{cases} \quad (3.5)$$

Para la campaña de mediciones a 28 GHz se usaron antenas de 10.9° y 28.8° de ancho de haz a media potencia (*HPBW*) en *TX* y *RX*, mientras que para la campaña de mediciones a 38 GHz se empleó una antena de 7.8° de *HPWB* en el *TX* y de 7.8° y 49.4° de *HPBW* en el *RX*.

Los datos empíricos obtenidos de las mediciones a la frecuencia de 28 GHz y 38 GHz y usados en [6] se muestran resumidos en las tablas 3.2 y 3.3, en dichas tablas

se tiene una clasificación de dos ambientes, cuando no se tiene línea de vista (*NLOS*) y cuando se tiene línea de vista (*LOS*), además, el *PLE*, así como el desvanecimiento por obscurecimiento mostrados en la tabla están dados sobre una distancia de referencia en el espacio libre de 1 metro para un gran número de ubicación de las antenas *RX*, para un ángulo de apuntamiento arbitrario, así como para el mejor ángulo de apuntamiento de mayor potencia recibida.

Tabla 3.2. Datos empíricos obtenidos mediante medición a la frecuencia de 28 GHz [6].

Frecuencia: 28 GHz				
Ambiente	NLOS		LOS	
Altura TX (m)	7	17	17	17
Altura RX (m)	1.5		1.5	
PLE n_{All}	4.5	4.6	1.9	1.8
σ_{All} (dB)	10.8	9.2	1.1	0.1
PLE n_{Best}	3.7	5	-	-
σ_{Best} (dB)	9.5	7.4	-	-
Ganancia TX (dBi)	24.5		24.5	1
HPBW TX (°)	10.9		10.9	28.8
Ganancia RX (dBi)	24.5	15	24.5	15
HPBW RX (°)	10.9	28.8	10.9	28.8
Factor de corrección α	0.71	0.88	0.95	0.9

Tabla 3.3. Datos empíricos obtenidos mediante medición a la frecuencia de 38 GHz [6].

Frecuencia: 38 GHz												
Ambiente	NLOS						LOS					
Altura TX (m)	23		8		36		23		8		36	
Altura RX (m)	1.5											
PLE n_{All}	3.3	2.7	3.8	3.3	3.1	2.7	2.0	2.0	1.9	2.0	1.9	1.9
σ_{All} (dB)	10.6	8.1	11.1	10.7	10.3	8.0	2.3	3.3	8.4	4.3	3.7	1.5
PLE n_{Best}	2.7	2.4	3.2	2.6	2.6	2.4	-	-	-	-	-	-
σ_{Best} (dB)	8.0	6.0	10.3	10.3	8.1	5.1	-	-	-	-	-	-
Ganancia TX (dBi)	25											
HPBW TX (°)	7.8											
Ganancia RX (dBi)	25	13.3	25	13.3	25	13.3	25	13.3	25	13.3	25	13.3
HPBW RX (°)	7.8	49.4	7.8	49.4	7.8	49.4	7.8	49.4	7.8	49.4	7.8	49.4
Factor de corrección α	0.66	0.54	0.62	0.54	0.66	0.58	1.0	1.0	0.95	1.0	0.95	0.95

Los ambientes o entornos de las tablas 3.2 y 3.3 se definen de la siguiente manera:

- LOS: Tanto las antenas *TX* como *RX* están apuntadas directamente una hacia la otra y alineadas en ambos planos de azimut y elevación sin obstrucciones entre ellas.

- *NLOS*: Existen obstrucciones de edificios entre el *TX* y el *RX*. Un entorno *NLOS* con obstrucciones moderadas sólo tiene árboles entre el *RX TX* y, o el *RX* está justo detrás de la esquina de algún edificio. Además, para mediciones direccionales, *NLOS* existe para los entornos *LOS*, siempre y cuando las antenas *TX* y *RX* no se encuentren alineadas.

Para la campaña de mediciones de 28 GHz, la señal fue medida y registrada en 28 puntos de *RX* en Manhattan, Nueva York, para tres ubicaciones distintas de *TX* a distancias de separación *TX-RX* de hasta 200 m. Se llevó a cabo un barrido exhaustivo en azimut y elevación en cada ubicación de *RX* usando antenas de ganancia de 24.5 dBi (10.9 ° *HPBW*) y 15 dBi (28.8 ° *HPBW*) tanto en el *TX* como en *RX*. En las mediciones de 38 GHz, se tuvieron 37 ubicaciones del receptor en el campus de la Universidad de Texas en Austin, con seis ubicaciones diferentes desde dos transmisores diferentes para un total de 43 combinaciones de ubicaciones *TX-RX*. La mayoría de las ubicaciones *TX-RX* utilizaron antenas direccionales de ganancia de 25 dBi (7.8 ° *HPBW*) en el *TX* y *RX*, y las otras utilizaron antenas de ganancia de 13.3 dBi (49.4 ° *HPBW*) en el *RX*.

Para ambas campañas de medición se observó que los edificios, los árboles, los automóviles, las lamparas y el suelo proporcionan un entorno de dispersión donde las señales multi trayectoria se propagan en muchas direcciones diferentes.

Los datos de medición de *NLOS* en las tablas 3.2 y 3.3 están estrechamente modelados por los parámetros ambientales correspondientes a la vegetación densa y accidentada en el modelo de pérdida por trayectoria de *SUI*, mientras que los datos de medición de *LOS* pueden ser modelados de cerca por parámetros del modelo de pérdidas por trayectoria en el espacio libre.

El modelo modificado de *SUI* para la banda de ondas milimétricas en entornos *NLOS* nos permite estimar las pérdidas por trayectoria en dB, y viene dado por la ecuación (3.6):

$$PL_{SUI,Mod}(d)[dB] = \alpha_{NLOS}(PL_{SUI}(d) - PL_{SUI}(d_0)) + PL_{FS}(d_0) + X_{\sigma} \quad (3.6)$$

Donde α_{NLOS} es el factor de corrección obtenido directamente de los resultados empíricos en *NLOS*. De manera similar, para un entorno *LOS*, usamos la fórmula de *FSPL* modificada tal como se presenta en la ecuación (3.7):

$$PL_{FS,Mod}(d)[dB] = \alpha_{LOS}(PL_{FS}(d) - PL_{FS}(d_0)) + PL_{FS}(d_0) + X_{\sigma} \quad (3.7)$$

En la figura 3.1 se muestra la curva de las pérdidas por trayectoria para el modelo *SUI* no modificado cuando se tiene vegetación densa y accidentada (Terreno tipo A) obtenida a partir de la ecuación (3.1), también se presentan el mejor ajuste de las curvas de las pérdidas por trayectoria obtenidas con el error cuadrático medio mínimo (*MMSE*) para ángulos arbitrarios y los ángulos donde se recibe el nivel de potencia más fuerte, con los datos de la columna 1 de la tabla 3.1.

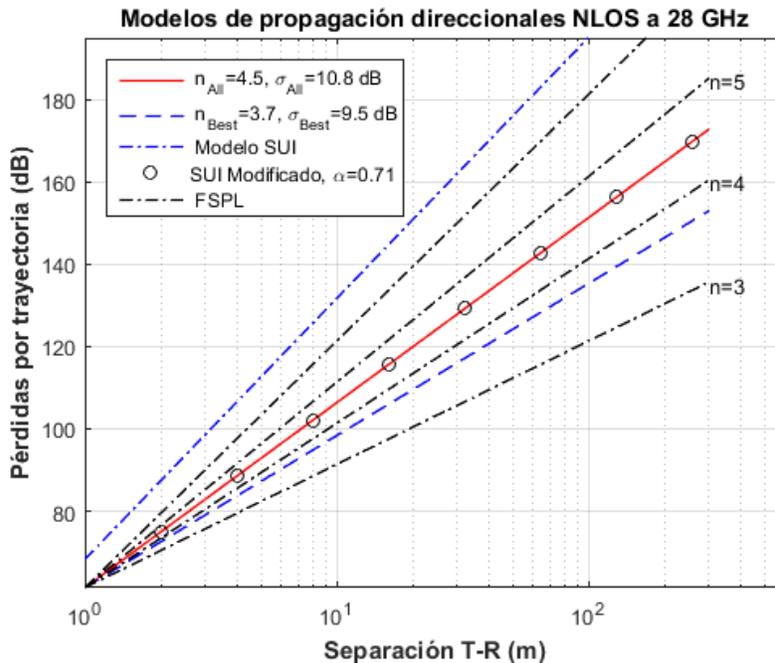


Figura 3.1. Modelos de pérdidas por trayectoria a 28 GHz.

De las curvas mostradas en la figura 3.1 se puede observar que tanto la pendiente como la intersección de la curva de pérdidas por trayectoria del modelo *SUI* son diferentes respecto a las curvas a justadas mediante *MMSE*, por lo que el modelo *SUI* no puede usarse directamente para estimar las pérdidas por trayectoria de manera realista en la banda milimétrica. Sin embargo, al utilizar un factor de

corrección de pendiente α para ángulos de apuntado arbitrarios y con base a la ecuación (3.6) se puede observar que se tiene un ajuste entre ambas curvas. Por último, se hace una comparación con el modelo de espacio libre cercano (C) presentado en [2, 7-12], y que se describirá posteriormente, tal como se muestra en la figura 3.2.

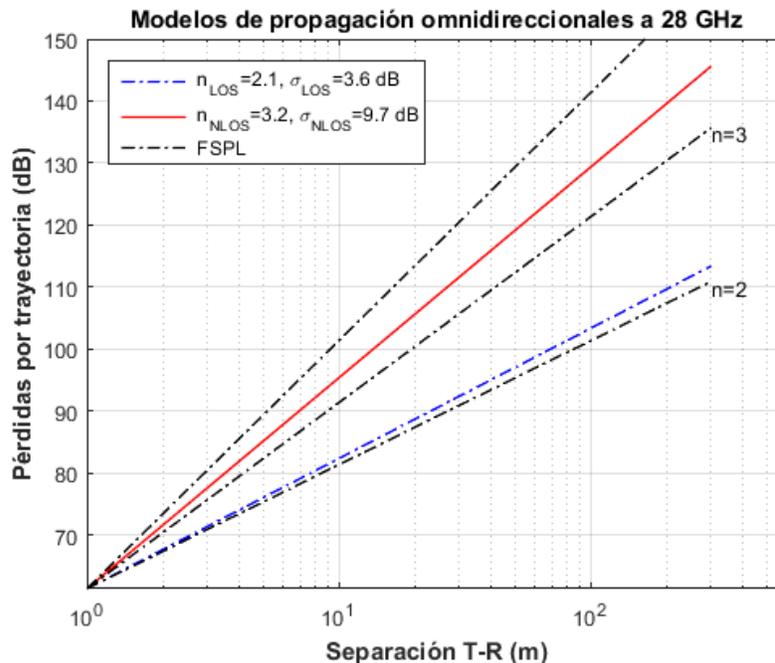


Figura 3.2. Modelo omnidireccional de pérdidas por trayectoria a 28 GHz.

La figura 3.2 muestra el modelo omnidireccional de pérdidas por trayectoria, en los entornos *LOS* y *NLOS*, derivado de las mediciones de 28 GHz obtenidas. Se encontró que el *PLE* era $n = 3.4$ con una desviación estándar de $\sigma = 9.7$ dB para ambientes *NLOS* a una distancia de referencia de 1 m en el espacio libre, y de $n = 2.1$, $\sigma = 3.6$ dB en ambientes *LOS*, lo que es relativamente próximo al esperado en el espacio libre de $n = 2$.

Cabe hacer notar que los modelos presentados anteriormente son válidas únicamente para para las aberturas de un solo haz en el receptor, para ángulos arbitrarios donde se puede realizar un enlace, es decir, se tiene un modelo directivo, por lo que las mediciones realizadas se analizaron adicionalmente utilizando técnicas de trazado de rayos tridimensionales con el fin de recuperar las respuestas

al impulso del canal omnidireccional con el tiempo de propagación exacta de cada señal multi trayecto que llegaba y que era medida. El modelo omnidireccional se obtuvo sumando la potencia recibida en cada ángulo de apuntamiento único sobre todos los ángulos azimutales y de elevación.

En [13-15] se comparan tres candidatos de modelos de pérdidas por trayectoria de propagación a gran escala para utilizarse en todo el espectro radioeléctrico de microondas y ondas milimétricas, el modelo Alfa-Beta-Gamma (*ABG*), el modelo de distancia de referencia de espacio libre cercano (*CI*) y el modelo *CI* con exponente de pérdidas por trayectoria ponderado en frecuencia (*CIF*). Cada uno de estos modelos ha sido recientemente estudiado para su uso en organismos de normalización como el *3GPP* y para su uso en el diseño de sistemas inalámbricos de quinta generación en macro celdas urbanas, micro celdas urbanas y escenarios interiores de oficinas y centros comerciales.

Para [13,15] la comparación de la precisión y la sensibilidad de estos modelos se lleva a cabo usando datos medidos de 30 conjuntos de datos de mediciones de propagación a las frecuencias que van desde 2 a 73 GHz en distancias que van de 4 a 1238 m. En cambio [14] solo emplea las mediciones de propagación llevadas a cabo en 28 y 73 GHz en distancias que van de 34 a 190 m. En dichas comparaciones se muestra que el modelo *ABG* predice las pérdidas por trayectoria cuando se está relativamente cerca del transmisor y sobre predice dichas pérdidas cuando se encuentra alejado del transmisor. En cambio, los modelos *CI* y *CIF* ofrecen simplicidad computacional, tienen propiedades de ajuste muy similares, muestran un comportamiento de los parámetros de modelo más estable en función de la frecuencia y la distancia. Además, producen un menor error de predicción en pruebas de sensibilidad a través de distancias y frecuencias.

Asimismo, en los resultados presentados se muestra que el modelo *CI* con una distancia de referencia de 1 m es adecuado para entornos al aire libre, mientras que el modelo *CIF* es más apropiado para el modelado en interiores. Los modelos *CI* y *CIF* se implementan fácilmente en los modelos *3GPP* existentes haciendo una modificación muy sutil: reemplazando una constante flotante no física con una

constante dependiente de la frecuencia que representa las pérdidas por trayectoria en el espacio libre en el primer metro de propagación.

La ecuación para el modelo Alfa-Beta-Gama (*ABG*) viene dada por la ecuación (3.8):

$$PL_{ABG}(f, d)[dB] = 10\alpha \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \beta + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{f}{1 \text{ GHz}} \right) + X_\sigma \quad (3.8)$$

Donde α y γ son coeficientes que muestran la dependencia de las pérdidas por trayectoria en la distancia y la frecuencia, respectivamente; d_0 es la distancia de referencia igual a 1 m; β es un valor de compensación optimizado para las pérdidas por trayectoria en dB; d es la distancia de separación *TX-RX* en metros; f es la frecuencia de la portadora en GHz; y X_σ es una variable aleatoria Gaussiana de media cero con una desviación estándar σ en dB que describe las variaciones de la señal a gran escala (obscurecimientos) sobre las pérdidas por trayectoria media, sobre la distancia y la frecuencia. Los parámetros α , β , y γ se obtienen a partir de los datos medidos. Por otro lado, la ecuación para el modelo *CI* está presentada en la ecuación (3.9):

$$PL_{CI}(f, d)[dB] = PL_{FS}(f, d) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (3.9)$$

Donde f es la frecuencia en GHz, d es la distancia de separación T-R en metros, d_0 es la distancia de referencia, n denota el *PLE*, X_σ es una variable aleatoria Gaussiana de media cero con una desviación estándar σ en dB, y $PL_{FS}(f, d)$ son las pérdidas por trayectoria en el espacio libre, dadas por la ecuación (3.10):

$$PL_{FS}(f, d)[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi df}{c} \right) \quad (3.10)$$

Donde c es la velocidad de la luz. Obsérvese que el modelo de *CI* tiene una dependencia de la frecuencia intrínseca a las pérdidas por trayectoria.

El modelo *CIF* es un modelo de pérdidas por trayectoria reciente, adecuado para modelado multifrecuencia y como una forma más general del modelo *CI*, dado por la siguiente expresión de la ecuación (3.11), cuando $d = 1m$ [16]:

$$PL_{CIF}(f, d)[dB] = PL_{FS}(f, 1m) + 10n \left(1 + b \left(\frac{f - f_0}{f_0} \right) \right) \log_{10}(d) + X_\sigma \quad (3.11)$$

Donde n denota la dependencia de las pérdidas por trayectoria con la distancia (similar al PLE en el modelo C), b es un parámetro del modelo que captura la cantidad de dependencia lineal de las pérdidas por trayectoria con la frecuencia sobre el promedio ponderado de todas las frecuencias consideradas en el modelo, y X_σ es una variable aleatoria Gaussiana de media cero con una desviación estándar σ en dB que describe las variaciones de la señal a gran escala (obscurcimientos). El parámetro f_0 es la frecuencia media y es un parámetro de entrada calculado a partir del conjunto de medidas, utilizado para formar el modelo y sirve como punto de equilibrio para la dependencia lineal de la frecuencia del PLE , dada por la ecuación (3.12):

$$f_0 = \frac{\sum_{k=1}^K f_k N_k}{\sum_{k=1}^K N_k} \quad (3.12)$$

Donde K es el número de frecuencias únicas, N_k es el número de datos de pérdidas por trayectoria correspondientes a la k -ésima frecuencia f_k . El desempeño, en cuanto a predicción de las pérdidas por propagación, de los tres modelos anteriores se evalúa en escenarios diferentes, tales como macro celda urbana (UMa), micro celda urbana (UMi), puntos de acceso en interiores (InH) tanto para oficinas como para centros comerciales (SM). Las mediciones de propagación en escenarios UMa se realizaron en Vestby, Aalborg, Dinamarca, en las bandas de frecuencias de 2, 10, 18 y 28 GHz. Vestby representa una ciudad europea típica de tamaño mediano, con una altura de edificios y un ancho de las calles regular, de aproximadamente 17 m (cinco pisos) y 20 m, respectivamente. Se tuvieron 6 localizaciones del TX , con una altura de la antena de TX de 20 o de 25 m y una altura de RX de 2.4 m. Para el escenario de UMa se realizaron mediciones de propagación a 38 GHz con cuatro localizaciones de TX elegidas en edificios en el campus de TU en Austin, Texas utilizando de TX con 7.8° de $HPBW$ en azimut y antenas de RX con un ancho de haz de 49.4° de $HPBW$ en azimut, con alturas de 23 o 36 m, representando las alturas típicas de las BSs en el escenario UMa , todos los sitios RX tenían una altura

de 1.5 m, se midieron un total de 33 combinaciones para separaciones entre *TX-RX* de entre 61 a 930 m y 15 combinaciones para una distancia de entre 70 y 728 m. Para escenarios *UMi* y de oficina de *InH* las mediciones del canal fueron llevadas a cabo por la *NYU* a la frecuencia de 28 y 73 GHz utilizando antenas de corneta directivas en *TX* y *RX*, en este mismo escenario *Qualcomm* realizó mediciones a las frecuencias de 2.9, 29 y 61 GHz, empleó antenas omnidireccionales a la frecuencia de 2.9 GHz y directivas a las frecuencias de 29 y 61 GHz respectivamente.

Tabla 3.4. Parámetros para los modelos ABG, CI y CIF para diferentes escenarios y diferentes ambientes obtenidos a través de las mediciones.

Escenario	Ambiente	f (GHz)	# de datos	d (m) rango	Modelo	α/n	β (dB)	γ/b	σ (dB)
<i>UMa</i>	LOS	2-38	1032	60-930	ABG	1.9	35.8	1.9	2.4
					CI	2.0	-	-	2.4
					CIF	2.0	-	-0.014	2.4
	NLOS	2-38	1869	61-1238	ABG	3.5	13.6	2.4	5.3
					CI	2.9	-	-	5.7
					CIF	2.9	-	-0.002	5.7
<i>UMi</i>	LOS	28, 73	10	27-54	ABG	1.1	46.8	2.1	4.3
					CI	2.1	-	-	4.4
					CIF	2.1	-	0.003	4.4
	NLOS	2.9-73	82	48-235	ABG	2.8	31.4	2.7	6.8
					CI	3.2	-	-	8.0
					CIF	3.2	-	0.076	7.1
<i>InH Oficinas</i>	LOS	2.9-73	36	4-49	ABG	1.6	32.9	1.8	4.5
					CI	1.5	-	-	4.6
					CIF	1.5	-	-0.102	4.4
	NLOS	2.9-73	91	4-67	ABG	3.9	19.0	2.1	7.9
					CI	3.1	-	-	8.3
					CIF	3.1	-	-0.001	8.3
<i>InH SM</i>	LOS	2.9-61	42	19-149	ABG	1.9	31.2	2.2	3.3
					CI	1.9	-	-	3.4
					CIF	1.9	-	0.042	3.3
	NLOS	2.9-61	78	24-229	ABG	2.0	34.4	2.3	4.6
					CI	2.3	-	-	4.8
					CIF	2.3	-	0.054	4.5

Para la campaña de mediciones en exteriores la separación entre el transmisor y el receptor varió entre 35 y 260 m, las mediciones de oficina de *InH* se realizaron en dos pisos de oficina típicos: un piso tenía oficinas cúbicas en su mayoría con algunas oficinas de pared cerrada ubicadas en el centro y el otro contenía oficinas cerradas y corredores largos, la separación entre *TX-RX* estaba entre 5 y 67 m. Los parámetros de las pérdidas por trayectoria para los modelos *ABG*, *CI* y *CIF*

obtenidos de las campañas de mediciones para diferentes escenarios se encuentran resumidas en la tabla 3.4.

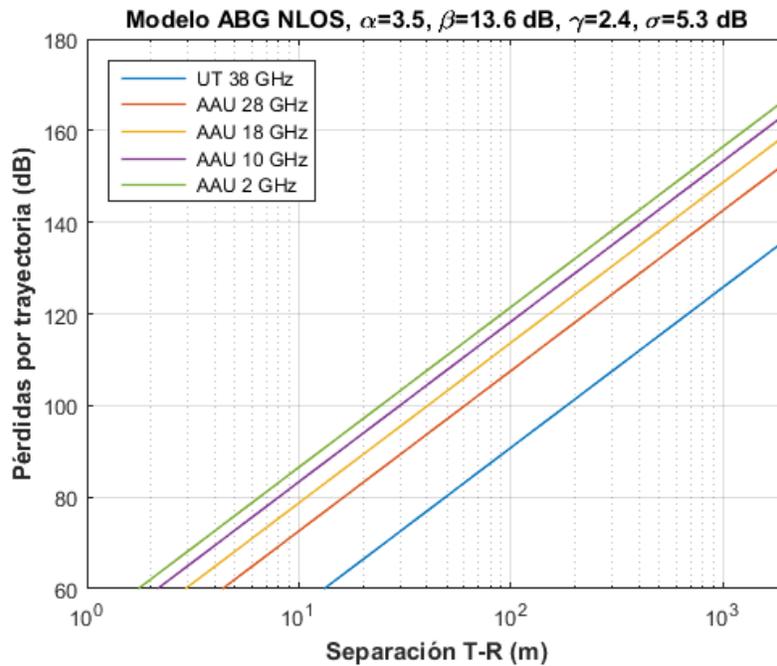


Figura 3.3. Modelo ABG para pérdidas por trayectoria en escenarios UMA para diferentes frecuencias y distancias en ambientes NLOS.

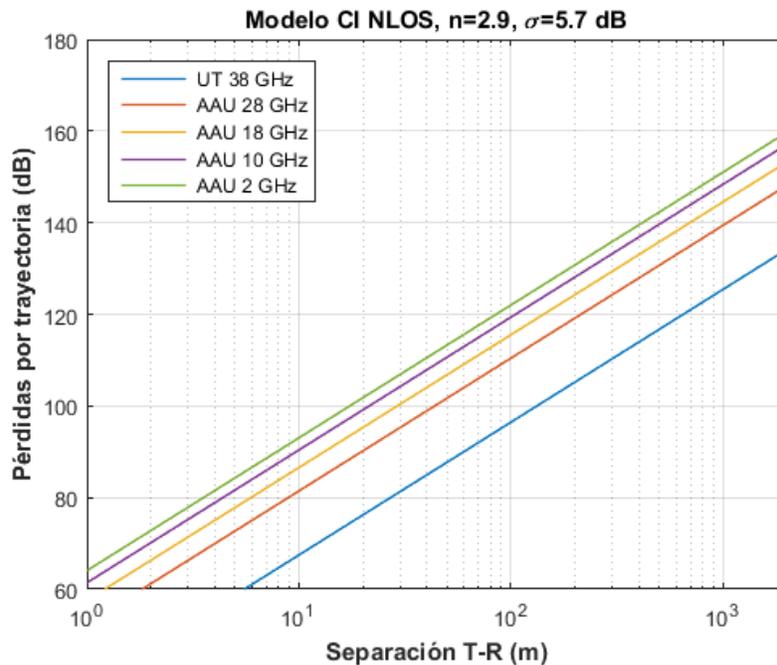


Figura 3.4. Modelo CI para pérdidas por trayectoria en escenarios UMA para diferentes frecuencias y distancias en ambientes NLOS.

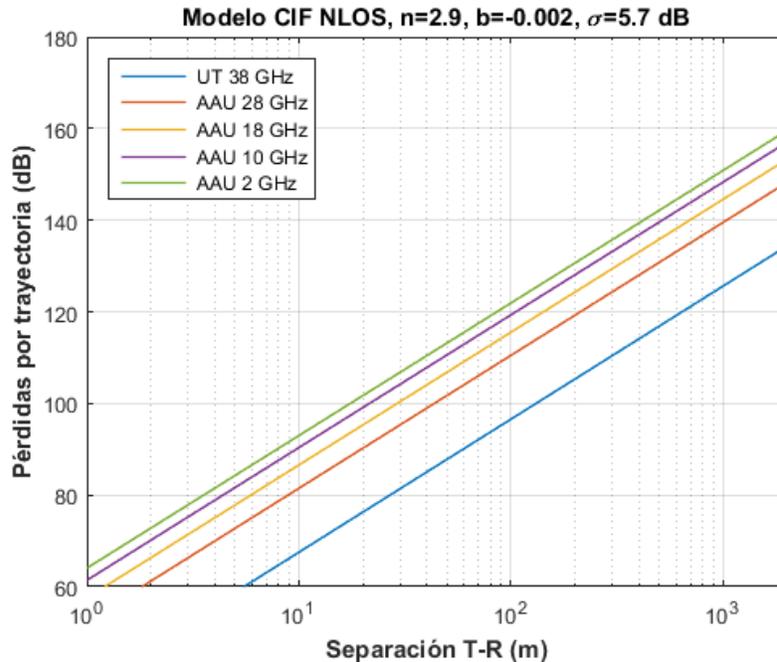


Figura 3.5. Modelo CIF para pérdidas por trayectoria en escenarios UMa para diferentes frecuencias y distancias en ambientes NLOS.

Las figuras 3.3, 3.4 y 3.5 muestran las curvas de las pérdidas por trayectoria en función de la distancia de separación entre el transmisor y el receptor para diferentes frecuencias de todos los conjuntos de datos optimizados para los modelos *ABG*, *CIF* y *CI* en el escenario *UMa* en el entorno *NLOS*, respectivamente.

Tabla 3.5. Parámetros para los modelos *ABG* y *CI* (*CIF* cuando $b=0$) para diferentes escenarios y diferentes ambientes obtenidos a través de las mediciones.

Escenario	Ambiente	f (GHz)	# de datos	d (m)	n	α	β (dB)	γ	σ_{CI}	σ_{ABG}
<i>UMa</i>	<i>NLOS</i>	2	583	74-1238	2.8	3.3	19.6	2	3.5	3.2
		18	468	78-1032	3.0	3.2	28.5	2	4.5	4.4
		28	225	78-634	2.7	2.6	34.0	2	4.9	4.9
		38	12	60-376	2.7	1.0	69.3	2	10.5	9.6
		2-38	1869	60-1238	2.9	3.5	13.6	2.4	5.7	5.3
<i>UMi SC</i>	<i>NLOS</i>	2.9	18	109-235	2.9	3.5	18.9	2	2.9	2.9
		28	18	61-186	3.4	3.3	34.1	2	8.6	8.6
		29	16	109-235	3.1	3.6	21.3	2	4.9	4.9
		73	30	48-190	3.4	2.9	42.6	2	7.4	7.4
		2.9-73	82	48-235	3.2	2.8	31.4	2.7	8.0	6.8

Por último, en la tabla 3.5 muestra los parámetros de los modelos *ABG* y *CI* (*CIF* cuando $b = 0$) a diferentes frecuencias en el entorno *NLOS* para los escenarios

UMa y *UMi*, en la última línea para cada escenario se muestran los parámetros para el modelo multifrecuencia.

La figura 3.6 ilustra un ejemplo útil de los modelos *CI* y *ABG* en comparación con el *FSPL* ideal a 28 GHz para el entorno *UMa NLOS*, utilizando los parámetros para 2-38 GHz mostrados en la tabla 3.5.

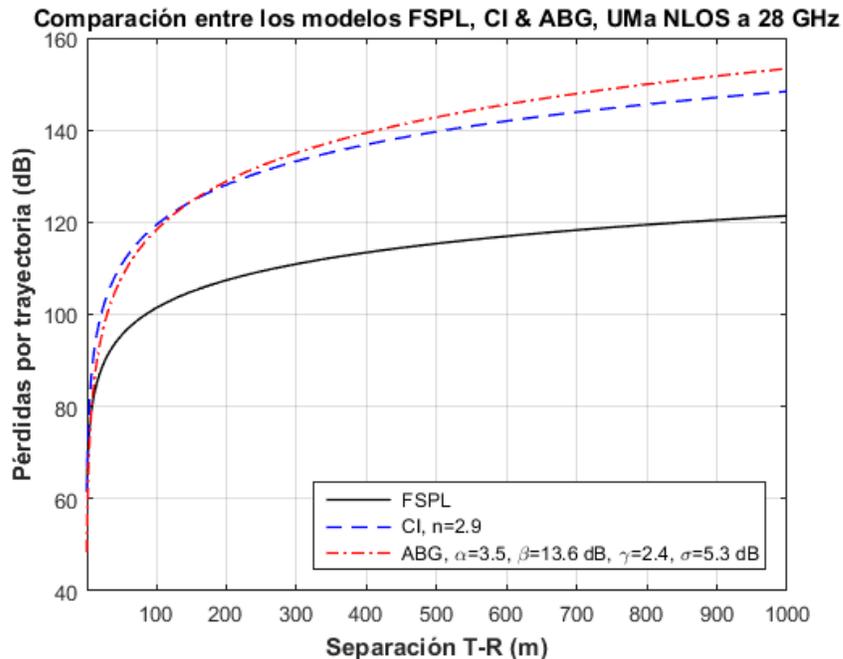


Figura 3.6. Ejemplo de comparación para los modelos FSPL, CI y ABG para escenarios UMa en ambientes NLOS a la frecuencia de 28 GHz.

La figura 2.6 es útil, ya que muestra cómo cualquiera de los tres modelos de pérdidas por trayectoria podría ser usado a una frecuencia única particular en el diseño del sistema inalámbrico, después de que el modelo multifrecuencia se hubiera desarrollado usando un amplio conjunto de datos en una amplia gama de frecuencias.

La aplicación de los modelos *ABG* y *CI* presentados en esta sección están siendo empleados en trabajos recientes como los presentados en [17,18] para la caracterización del canal en las frecuencias de 28 y 73 GHz, y 28 y 38 GHz respectivamente, analizado la capacidad potencial de la banda de frecuencia de

ondas milimétricas, y compararlo con resultados obtenidos con la banda de frecuencia *LTE-A* existente.

3.2.2 Modelos para interiores.

En los últimos años se ha tenido un gran incremento en el tráfico de datos móviles como consecuencia del crecimiento en el uso de teléfonos inteligentes, tabletas y dispositivos que proporcionan, monitorizan, transfieren y registran ZettaBytes (el prefijo Zetta es igual a 1×10^{21}) de datos cada año [3]. La llegada de estos dispositivos habilitados para *Wi-Fi* ha facilitado el incremento de tecnologías y aplicaciones inalámbricas. Las de bandas *Wi-Fi* a 2.4 GHz y 5 GHz han sido ampliamente utilizadas para comunicaciones inalámbricas en interiores desde principios de los años 2000, pero el denso despliegue de puntos de acceso interiores y nuevos dispositivos multimedia inalámbricos ha llevado al aumento de la congestión y el tráfico a través de redes en interiores.

Por lo anterior, se ha propuesto utilizar espectro localizado en la banda milimétrica de frecuencias, de manera que se pueda satisfacer las necesidades crecientes y el despliegue de futuras redes inalámbricas 5G en interiores.

Las mediciones de propagación en entornos de interiores en bandas milimétricas de frecuencia son necesarias para crear modelos de canales estadísticos que apoyen el desarrollo de nuevas normas y tecnologías para sistemas de comunicaciones inalámbricas futuras. Se requiere de modelos de canal que puedan predecir las pérdidas sufridas en la señal y los retrasos ocasionados por multi trayectorias para el diseño adecuado sistemas futuros.

En [16] se reportan mediciones en las bandas de frecuencia de 28 y 78 GHz en un entorno típico de oficina en el centro de Brooklyn, Nueva York, en el campus de la Universidad de Nueva York. Las mediciones proporcionan pérdidas por trayectoria a gran escala y estadísticas temporales que serán útiles para futuras redes inalámbricas ultradensas para interiores en futuras bandas de ondas milimétricas.

El entorno de medición es un escenario de construcción cerrada que incluye un corredor con línea de vista y sin línea de vista, un pasillo, un conjunto de cubículos y enlaces de comunicación adyacentes. Se presentan y evalúan modelos de pérdidas por trayectoria a gran escala direccionales y omnidireccionales de frecuencia única y multi frecuencia. Los modelos de pérdidas por trayectoria omnidireccionales que se presentan son sintetizados a partir de las mediciones direccionales, para el caso de acoplamiento arbitrario de polarización, así como para casos específicos de orientaciones de antenas en copolarización y polarización cruzada.

Tabla 3.6. Especificaciones del sistema de medición [16].

Frecuencia	28 GHz	73.5 GHz
Potencia máxima de salida TX	23.9 dBm	12.1 dBm
Ganancia de antenas TX/RX	15 dBi	20 dBi
Azimut a HPBW TX/RX	28.8°	15°
Elevación a HPBW TX/RX	30°	15°
PIRE Máxima TX	38.9 dBm	32.1 dBm
Altura de antena TX	2.5 m	
Altura de antena RX	1.5 m	
Pérdidas por trayectoria máximas medibles	152 dB	162 dB
Polarización TX	Vertical	
Polarización RX	Vertical/Horizontal	

Para las mediciones la señal se transmitió a través de una antena piramidal giratoria de 15 dBi de ganancia un ancho de haz de 28.8° en azimut y 30° en elevación a HPBW, y de 20 dBi de ganancia con 15°/15° de azimut/elevación a HPBW para las frecuencias de 28 GHz y 73 GHz respectivamente. Las especificaciones completas del sistema de medición se muestran resumidas en la tabla 3.6. Se utilizaron posiciones de TX y RX idénticas tanto para las mediciones a 28 GHz como a 73 GHz con configuraciones de antena de polarización cruzada y copolarización entre el TX y el RX. Para las mediciones de copolarización, las antenas de corneta TX y RX estaban polarizadas verticalmente (V-V), mientras que, para las mediciones de polarización cruzada, la antena TX estaba polarizada verticalmente y la antena RX estaba polarizada horizontalmente (V-H).

Dado que los futuros sistemas inalámbricos de ondas milimétricas serán utilizados por personas y electrodomésticos con diversas orientaciones físicas, aproximadamente la mitad de las mediciones utilizaron antenas en copolarización en el *TX* y *RX*, y la otra mitad usó antenas en polarización cruzada. Las antenas *TX* se colocaron 2.5 m por encima del suelo, muy cerca del techo de 2.7 m para emular ubicaciones comunes de puntos de acceso interiores, y las antenas *RX* se colocaron 1.5 m por encima del piso (altura típica del teléfono).

Se seleccionaron 5 ubicaciones de *TX* y 33 ubicaciones de *RX*, de las cuales se hicieron mediciones en 48 combinaciones de ubicaciones *TX-RX* que tenían distancias de separación *TX-RX* de 3.9 m a 45.9 m, con ubicaciones *RX* elegidas en entornos *LOS* y *NLOS* (las dimensiones del suelo eran 35 m x 65.5 m). Los 10 puntos de medición de *LOS* tenían distancias *TX-RX* que oscilaban entre 4.6 y 21.3 m, y las 38 posiciones de medición de *NLOS* tenían distancias *TX-RX* que oscilaban entre 3.9 m y 45.9 m.

Los ambientes o entornos en los que se llevaron a cabo las mediciones se definen de la siguiente manera:

- *LOS*: Pérdidas por trayectoria determinadas para ambientes cuando las antenas *TX* y *RX* están apuntadas entre sí, alineadas en apuntamiento sin obstrucciones entre ellas.
- *NLOS*: Pérdidas por trayectoria determinada para ambientes cuando las antenas *TX* y *RX* están separadas por obstrucciones y no existe una trayectoria óptica clara entre las antenas. Este escenario también incluye el caso en el que las antenas *TX* y *RX* tienen una trayectoria de línea de vista clara entre sí, pero las antenas no están alineadas en apuntamiento.
- *NLOS-B*: Pérdidas por trayectoria determinada para ángulos de orientación de antena únicos (en los planos de azimut y elevación) que resultan en la potencia recibida más fuerte para cada combinación de ubicación *TX-RX* específica.

A continuación, se definen y estudian los modelos de pérdidas por trayectoria de frecuencia única y multifrecuencia presentados en [16]. Las distancias d en los

modelos son distancias de separación $TX-RX$ basadas en mediciones. Adicionalmente, tanto los modelos de pérdidas por trayectoria en copolarización como en polarización cruzada y los modelos combinados se dan para casos direccionales y omnidireccionales. Para combinar las mediciones de polarización, las mediciones de copolarización y polarización cruzada fueron agrupadas en un conjunto de datos. Para los modelos omnidireccionales, las mediciones con antenas en copolarización y polarización cruzada para las mismas posiciones se consideraron de manera separada, ya que se realizaron barridos completos a través de grandes porciones de los planos azimutal y de elevación para sintetizar las pérdidas por trayectoria omnidireccional en un lugar determinado para una configuración de polarización específica.

Un modelo de pérdidas por trayectoria de frecuencia única es el modelo CI definido por la ecuación (3.9) en la sección anterior, una extensión del modelo CI para el caso especial de propagación de polarización cruzada es añadir un factor de atenuación constante conocido como factor de discriminación de polarización cruzada (XPD). Dicho modelo viene dado por la ecuación (3.13):

$$PL_{CIX}(f, d)[dB] = PL_{FS}(f, d_0) + 10n_{(V-V)} \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + XPD + X_{\sigma} \quad (3.13)$$

Este modelo es conocido como CIX y utiliza el PLE $n_{(V-V)}$ en copolarización en (3.9) para determinar el mejor ajuste del factor XPD causado por el desacoplamiento de la polarización de la antena.

Otro modelo de pérdidas por trayectoria de frecuencia única es el modelo de intercepción flotante (FI) utilizado en los estándares $WINNER II$ [19] y $3GPP$ [20], y trabajos como [2, 7, 9, 14 y 21]. Este modelo requiere únicamente dos parámetros y no considera un ajuste basado físicamente en la energía transmitida, dicho modelo viene dado por la ecuación (3.14):

$$PL_{FI}(f, d)[dB] = \alpha + 10\beta \log_{10}(d) + X_{\sigma} \quad (3.14)$$

Donde α es la interceptación flotante en dB, β es la pendiente de la recta (diferente al *PLE*), también con una variable aleatoria Gaussiana X_σ con media igual a cero que describe las fluctuaciones de la señal a gran escala sobre la media de las pérdidas por trayectoria sobre la distancia.

Por otro lado, un modelo de frecuencias múltiples es el modelo *ABG* definido por la ecuación (3.8) que incluye un término dependiente de la frecuencia y otro dependiente de la distancia para describir las pérdidas por trayectoria a diversas frecuencias. De forma similar al modelo *CIX*, se puede considerar el modelo *ABG* con factor *XPD* (*ABGX*) que se utiliza para el caso específico de mediciones de propagación cruzada. El modelo *ABGX* viene dado por la ecuación 3.15):

$$PL_{ABGX}(f, d)[dB] = 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \beta + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{f}{1 \text{ GHz}}\right) + XPD + X_\sigma \quad (3.15)$$

Donde los valores α , β , y γ óptimos encontrados para las posiciones de medición copolarizadas *ABG* se usan como constantes para resolver el valor de *XPD* utilizando ubicaciones polarizadas idénticas que minimizan σ a través de *MMSE*.

El modelo de pérdidas por trayectoria *CIF* dado por la ecuación (3.11) es un modelo de frecuencias múltiples que emplea la misma referencia física del *FSPL* referenciado a 1 m similar al modelo *CI*. Se puede tener un modelo *CIF* con factor *XPD* (*CIFX*) similar a los modelos *CIX* y *ABGX* para estimar las pérdidas por trayectoria con antenas polarizadas en múltiples frecuencias. La ecuación del modelo *CIFX* se proporciona en la ecuación (3.16):

$$\begin{aligned} & PL_{CIFX}(f, d)[dB] \\ & = PL_{FS}(f, d_0) + 10n \left(1 + b \left(\frac{f - f_0}{f_0} \right) \right) \log_{10}(d) + XPD + X_\sigma \end{aligned} \quad (3.16)$$

Donde los valores n y b son encontrados para el modelo *CIF* en copolarización y el mismo parámetro f_0 se utilizan como constantes para resolver el factor *XPD* que minimiza σ vía *MMSE*.

Tabla 3.7. Parámetros del modelo de pérdidas por trayectoria direccional CI de una sola frecuencia.

Parámetros del modelo direccional CI para una sola frecuencia							
Frecuencia	Polarización	LOS		NLOS		NLOS-B	
		n	σ [dB]	n	σ [dB]	n	σ [dB]
28 GHz	V-V	1.7	2.5	4.4	11.6	3.0	10.8
	V-H	4.1	8.0	5.1	10.9	4.3	9.1
78 GHz	V-V	1.6	3.2	5.3	15.7	3.4	11.8
	V-H	4.7	8.6	6.4	15.9	5.0	11.0

En la tabla 3.7 se muestran los parámetros obtenidos para el modelo CI para ambas polarizaciones y para las frecuencias de 73 GHz y 28 GHz.

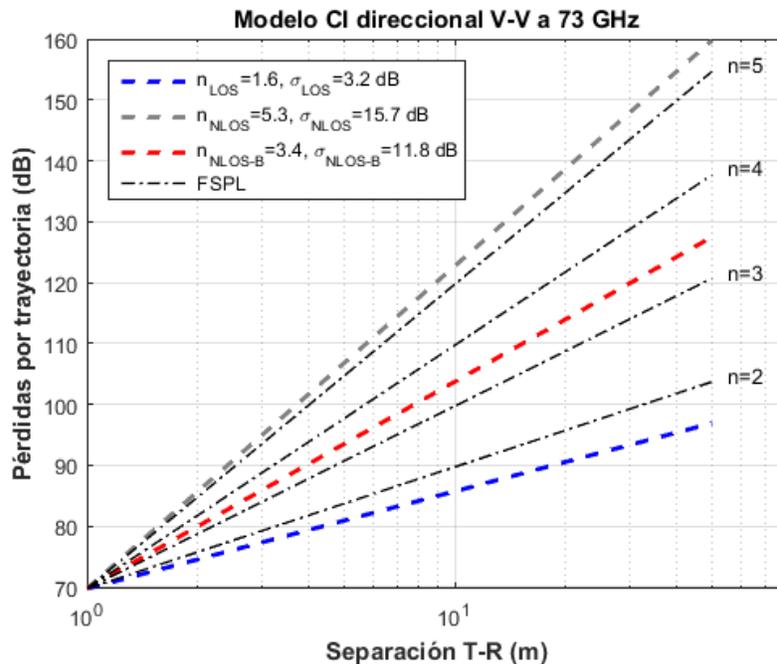


Figura 3.7. Pérdidas por trayectorias para el modelo CI direccional a la frecuencia de 73 GHz en interiores en copolarización.

Las curvas obtenidas de las pérdidas por trayectoria en función de la distancia a la frecuencia de 73 GHz se observan en la figura 3.7.

Un modelo omnidireccional se puede obtener sumando las potencias recibidas (en escala lineal) a partir de mediciones direccionales de ángulos únicos hacia donde estaba apuntada la antena y que no se superponen después de sustraer las ganancias de las antenas, tal como se implementa en [22] y [23]. Los resultados obtenidos se encuentran sinterizados en la tabla 3.8.

Tabla 3.8. Parámetros para los modelos omnidireccionales CI y FI para una sola frecuencia.

Modelos omnidireccionales CI y FI para una sola frecuencia							
Frecuencia	Polarización	Ambiente	CI		FI		
			n	σ [dB]	α [dB]	β	σ [dB]
28 GHz	V-V	LOS	1.1	1.8	60.4	1.2	1.8
		NLOS	2.7	9.6	51.3	3.5	9.3
	V-H	LOS	2.5	3.0	72.9	1.4	1.4
		NLOS	3.6	9.4	61.9	3.6	9.4
73 GHz	V-V	LOS	1.3	2.4	77.9	0.5	1.4
		NLOS	3.2	11.3	76.3	2.7	11.2
	V-H	LOS	3.5	6.3	94.7	1.1	2.3
		NLOS	4.5	9.7	96.1	2.2	7.5

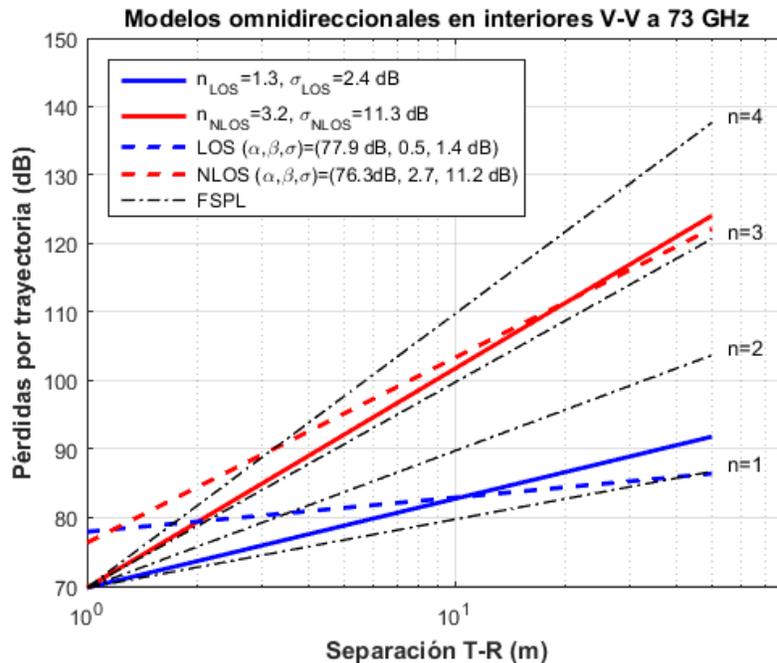


Figura 3.8. Pérdidas por trayectorias para los modelos CI y FI omnidireccionales a la frecuencia de 73 GHz en interiores en copolarización.

En la figura 3.8 se muestra la comparación de las pérdidas por trayectoria en función de la distancia entre los modelos CI y FI omnidireccionales en copolarización a la frecuencia de 73 GHz.

Referencias.

- [1] ITU-R, “*Recommendation ITU-R V.431-8. Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications*”, 2015.
- [2] S. Hur, S. Baek, B. Kim, Y. Chang, A. F. Molisch, T. S. Rappaport, K. Haneda, and J. Park, “*Proposal on Millimeter-Wave Channel Modeling for 5G Cellular System*”, IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 10, Págs. 454-469, febrero, 2016.
- [3] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi and F. Gutierrez, “*Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: ¡It Will work!*”, IEEE Access, vol. 1, págs. 335-349, mayo, 2013.
- [4] D. Liu, L. Wang, Y. Chen, M. ElKashlan, Kai-Kit Wong, R. Schober, L. Hanzo, “*User Association in 5G Networks: A Survey and an-Outlook*”, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 18, págs. 1018-1044, enero, 2016.
- [5] S. Jaeckel, M. Peter, K. Sakaguchi, W. Keusgen, J. Medbo, “*5G Channel Models in mm-Wave Frequency Bands*”, 22th European Wireless Conference, mayo, 2016.
- [6] A. I. Sulyman, A. T. Nassar, M. K. Samimi, G. R. MacCartney Jr., T. S. Rappaport, and A. Abdulhameed Alsanie, “*Radio Propagation Path Loss Models for 5G Cellular Networks in the 28 GHz and 38 GHz Millimeter-Wave Bands*”, IEEE Communications Magazine, vol. 52, págs.78-86, septiembre, 2014.
- [7] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, “*Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 63, págs. 3029-3056, septiembre, 2015.
- [8] A. Awada, A. Lobinger, A. Enqvist, A. Talukdar, and I. Viering, “*A Simplified Deterministic Channel Model for User Mobility Investigations in 5G Networks*”, 2017 IEEE International Conference on Communications (ICC), págs. 1-7, mayo, 2017.
- [9] J. Ko, Y.-Jea Cho, S. Hur, T. Kim, J. Park, A. F. Molisch, K. Haneda, M. Peter, D.-Jo Park, and D.-Ho Cho, “*Millimeter-Wave Channel Measurements and Analysis*

for Statistical Spatial Channel Model in In-Building and Urban Environments at 28 GHz”, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 16, págs. 5853-5868, septiembre, 2017.

[10] V. Kristem, C. U. Bas, R. Wang, and A. F. Molisch, “*Outdoor Macro-Cellular Channel Measurements and Modeling in the 3-18 GHz Band*”, 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), págs. 1-7, diciembre, 2017.

[11] J.-Hyun Lee, J.-Sik Choi, J.-Yong Lee, and S.-Cheol Kim, “*28 GHz Millimeter-Wave Channel Models in Urban Microcell Environment Using Three-Dimensional Ray Tracing*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, págs. 426-429, enero, 2018.

[12] M. Khatun, H. Mehrpouyan, D. Matolak, and I. Guvenc, “*Millimeter Wave Systems for Airports and Short-Range Aviation Communications: A Survey of the Current Channel Models at mmWave Frequencies*”, 2017 IEEE/AIAA 36th Digital Avionics Systems Conference (DASC), págs. 1-8, septiembre, 2017.

[13] S. Sun, T. S. Rappaport, T. A. Thomas, A. Ghosh, H. C. Nguyen, I. Z. Kovács, I. Rodriguez, O. Koymen and A. Partyka, “*Investigation of Prediction Accuracy, Sensitivity, and Parameter Stability of Large-Scale Propagation Path Loss Models for 5G Wireless Communications*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, págs. 2843-2860, marzo, 2016.

[14] S. Sun, G. R. MacCartney, and T. S. Rappaport, “*Millimeter-Wave Distance-Dependent Large-Scale Propagation Measurements and Path Loss Models for Outdoor and Indoor 5G Systems*”, 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), págs. 1-5, junio, 2016.

[15] K. Haneda, J. Zhang, L. Tan, G. Liu, Y. Zheng, H. Asplund, J. Li, Y. Wang, D. Steer, C. Li, T. Balercia, S. Lee, T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, S. Sun, O. Koymen, S. Hur, J. Park, C. Zhang, and E. Mellios, “*5G 3GPP-like Channel Models for Outdoor Urban Microcellular and Macrocellular Environments*”, 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), págs. 1-7, julio, 2016.

- [16] G. R. MacCartney Jr., T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, “*Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 GHz and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks (Invited Paper)*”, IEEE Access, vol. 3, págs. 2388-2424, octubre, 2015.
- [17] T. Abbas, F. Qamar, I. Ahmed, K. Dimyati, and M. B. Majed, “*Propagation Channel Characterization for 28 and 73 GHz Millimeter-Wave 5G Frequency Band*”, 2017 IEEE 15th Student Conference on Research and Development (SCOREd), págs. 297-302, diciembre, 2017.
- [18] F. Qamar, M. H. S. Siddiqui, K. Dimyati, K. A. B. Noordin, and M. B. Majed, “*Channel Characterization of 28 and 38 GHz MMWave Frequency Band Spectrum for the Future 5G Network*”, 2017 IEEE 15th Student Conference on Research and Development (SCOREd), págs. 291-296, diciembre, 2017.
- [19] P. Kyösti, “*WINNER II channel models*”, Europe Commission, IST-WINNER, Tech. Rep. D1.1.2.
- [20] 3GPP, “*Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations*”, 3rd Generat Partnership Project, Tech. Rep. TR 25.996. [Online]. Available: <http://www.3gpp.org>, septiembre, 2003.
- [21] X. Zhao, S. Li, Q. Wang, M. Wang, S. Sun, and W. Hong, “*Channel Measurements, Modeling, Simulation and Validation at 32 GHz in Outdoor Microcells for 5G Radio Systems*”, IEEE Access, vol. 5, págs. 1062-1072, enero, 2017.
- [22] S. Sun, G. R. MacCartney, Jr., M. K. Samimi, and T. S. Rappaport, “*Synthesizing omnidirectional antenna patterns, received power and path loss from directional antennas for 5G millimeter-wave communications*”, IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), págs. 1-7, diciembre, 2015.
- [23] M. K. Samimi, T. S. Rappaport, and G. R. MacCartney, “*Probabilistic Omnidirectional Path Loss Models for Millimeter-Wave Outdoor Communications*”, IEEE Wireless Communications Letters, vol. 4, págs. 357-360, agosto, 2015.

CAPÍTULO 4. ACCESO MÚLTIPLE.

En el presente capítulo se estudia el principio de operación del acceso múltiple no ortogonal, *NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access)* por sus siglas en inglés, como una técnica prometedora para el futuro del acceso múltiple en las redes inalámbricas de quinta generación. Además, se describen las principales características y ventajas que presenta respecto a los esquemas de acceso múltiple ortogonales, *OMA (Orthogonal Multiple Access)* que existen en la actualidad. También se presentan los dos principales esquemas de acceso múltiple no ortogonal: multiplexaje en el dominio de código, así como los diferentes tipos que existe, y multiplexaje en el dominio de la potencia, centrándonos en esta segunda categoría. Se muestra el desempeño del acceso múltiple no ortogonal, primeramente, haciendo una comparación con un acceso múltiple ortogonal actualmente usado en cuanto a capacidad de canal, y posteriormente tomando en cuenta dos criterios para su evaluación: la probabilidad de *outage* y la suma ergódica de tasa de datos.

Por último, se presenta la técnica de cancelación sucesiva de interferencia, *SIC (Successive Interference Cancellation)* por sus siglas en inglés, como una técnica capaz de mitigar las interferencias para mejorar el rendimiento en las futuras redes inalámbricas. Se describe principio básico de operación y, por último, se presenta una evaluación de dicha técnica cuando se aplica en redes inalámbricas con una distribución aleatoria de los usuarios.

4.1 Acceso Múltiple No Ortogonal (*NOMA*).

Las técnicas de acceso múltiple pueden clasificarse en dos enfoques diferentes, ortogonales y no ortogonales. En el acceso múltiple ortogonal, las señales de diferentes usuarios no se superponen entre sí, lo que puede lograrse, principalmente, mediante acceso múltiple por división de tiempo (*TDMA*), acceso múltiple por división de frecuencia (*FDMA*), acceso múltiple por división de código (*CDMA*) y acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (*OFDMA*) [1]. Por otro lado, los esquemas no ortogonales permiten la superposición entre las señales

de diferentes usuarios mediante la explotación del dominio de potencia, de código, entre otros, es decir, permiten la asignación de un mismo recurso a usuarios múltiples al mismo tiempo, y por lo tanto puede proporcionar un mejor rendimiento que las contrapartes ortogonales ofreciendo una serie de ventajas, incluida una eficiencia espectral, un mayor rendimiento de los canales celulares, retroalimentación de canal mínima y baja latencia en la transmisión [2].

El acceso múltiple ortogonal es una opción razonable para lograr un buen rendimiento del sistema con un diseño simple del receptor de receptor [3]. Sin embargo, la demanda creciente de internet móvil e internet de las cosas (*IoT Internet of Things*), entre otras aplicaciones, plantea requisitos exigentes para los futuros sistemas 5G, tales como la eficiencia espectral alta, baja latencia y la conectividad masiva [4]. Por lo que *NOMA* es una tecnología prometedora que puede abordar algunos de estos desafíos para 5G.

Como se mencionó anteriormente, en los esquemas de *OMA* convencionales se asignan a los usuarios recursos de radio que son ortogonales en tiempo, frecuencia o dominio de código. Idealmente, no existe interferencia entre los usuarios debido a la asignación ortogonal de recursos de *OMA*. Además, el número máximo de usuarios que pueden atenderse está limitado por la cantidad total de los recursos ortogonales disponibles y su calendarización.

A diferencia de las tecnologías convencionales de *OMA*, *NOMA* permite interferencias controlables debido a que puede acomodar a muchos más usuarios a través de la asignación no ortogonal de recursos, con un aumento tolerable en la complejidad del receptor [5].

En comparación con *OMA*, las principales ventajas de *NOMA* son las siguientes [5, 6]:

- Mejora de la eficiencia espectral. Esto se logra debido a la asignación no ortogonal de recursos, por lo que el número de usuarios o dispositivos conectados es mayor en comparación con los esquemas de *OMA*. Esto se debe a que cada usuario de *NOMA* puede disfrutar de todo el ancho de

banda, mientras que los usuarios de *OMA* están limitados a una fracción más pequeña del espectro que es inversamente proporcional a la cantidad de usuarios. Además, *NOMA* también se puede combinar con otras tecnologías emergentes, como *MIMO* y el empleo de la banda de ondas milimétricas.

- Conectividad masiva. La asignación en *NOMA* de recursos no ortogonales permite que el número de usuarios o dispositivos que pueden atenderse no esté estrictamente limitado por la cantidad de recursos disponibles y su calendarización, ya que la cantidad de usuarios atendidos en todas las técnicas de *OMA* está intrínsecamente limitada por estos. En contraste, *NOMA* teóricamente puede servir a una mayor cantidad de usuarios en cada bloque de recursos mediante la superposición de las señales de los usuarios. En este sentido, *NOMA* se puede adaptar a las aplicaciones típicas de *IoT* donde una gran cantidad de dispositivos intenta esporádicamente transmitir paquetes pequeños.
- Baja latencia de transmisión y bajo costo de señalización. En *OMA* convencional con transmisión basada en concesión, un usuario tiene que enviar una solicitud de calendarización a la estación base (*BS*). Entonces, basándose en la petición recibida, la *BS* realiza la calendarización para la transmisión en enlace ascendente (*UL*) y envía una concesión sobre el canal de enlace descendente (*DL*). Este procedimiento resulta en una latencia relativamente grande y un alto coste de señalización que empeora o incluso es inaceptable en escenarios de conectividad masiva tales como los previstos para 5G. Por el contrario, dicha calendarización dinámica no es necesaria en algunos esquemas de *NOMA*, lo que permite tener una transmisión de enlace ascendente libre de concesiones, de manera que se pueda reducir drásticamente la latencia de transmisión y la sobrecarga de señalización.

Aunque *NOMA* puede proporcionar ventajas atractivas, algunos problemas desafiantes deben ser resueltos, tales como el diseño avanzado del transmisor y el equilibrio entre el rendimiento y la complejidad del receptor [5].

Los esquemas de *NOMA* dominantes existentes se pueden dividir en dos categorías: multiplexaje en el dominio de código en donde se emplean secuencias dispersas o de baja correlación sobre múltiples subportadoras para realizar la transmisión, y multiplexaje en el dominio de la potencia en el cual se multiplexa simultáneamente usuarios múltiples en la misma subportadora con diferentes niveles de potencia en el transmisor [7]. A continuación, se describirán con mayor detalle ambas categorías, pero cabe resaltar que en esta tesis nos centramos en esta última categoría.

4.1.1 *NOMA* por multiplexaje en el dominio de código.

El multiplexaje en el dominio de código es similar a *CDMA* o *CDMA* multi portadora, es decir, se asignan diferentes códigos a diferentes usuarios y se multiplexan a lo largo de los mismos recursos de frecuencia y tiempo. La diferencia entre multiplexaje en el dominio de la potencia y multiplexaje en el dominio de código es que el multiplexaje en el dominio de código puede lograr cierta ganancia de dispersión y ganancia de conformación a costa de un aumento del ancho de banda de la señal [5]. Algunas de estas técnicas se describen a continuación.

***CDMA* Disperso de baja densidad (*LDS-CDMA*):** La idea detrás de *LDS-CDMA* es utilizar secuencias de dispersión poco densas en lugar de las secuencias de dispersión densas convencionales utilizadas en *CDMA*, de manera que se pueda reducir la interferencia en cada *chip*. Por lo tanto, *LDS-CDMA* puede mejorar el rendimiento del sistema mediante la explotación de secuencias de dispersión de baja densidad en *CDMA*, además de reducir eficientemente la interferencia entre los múltiples usuarios con el diseño apropiado de la secuencia de dispersión [4, 5].

***OFDM* Disperso de baja densidad (*LDS-OFDM*):** *LDS-OFDM* puede considerarse como una versión combinada de *LDS-CDMA* y *OFDM*, en la que los *chips* son subportadoras de *OFDM*, de manera, que se puedan combatir los desvanecimientos multi trayectoria. En *LDS-OFDM*, los símbolos transmitidos primero se correlacionan con ciertas secuencias de *LDS* y luego se transmiten en diferentes subportadoras de *OFDM*. El número de símbolos puede ser mayor que el número de

subportadoras, por lo que se permite mejorar la eficiencia espectral. Esencialmente, *LDS-OFDM* se puede ver como una forma mejorada de *CDMA* multi portadora, reemplazando las secuencias de dispersión densas con secuencias *LDS* [8].

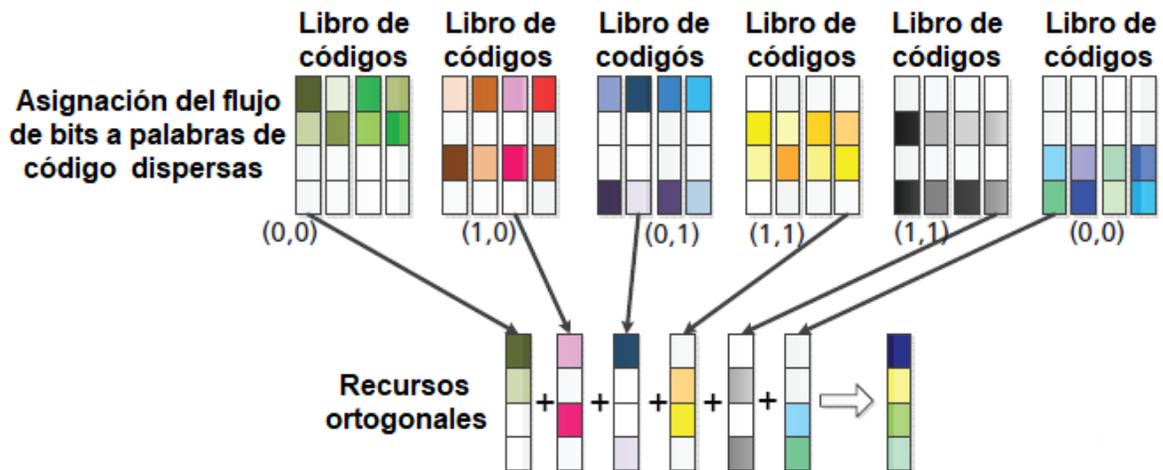


Figura 4.1. Codificación y multiplexaje en SCMA [5].

Acceso múltiple por códigos dispersos (SCMA): La propuesta de SCMA es una versión mejorada de *LDS-CDMA*. A diferencia de *LDS-CDMA*, SCMA mapea directamente diferentes flujos de bits a palabras diferentes de código dispersas, donde cada usuario tiene un libro de códigos predefinido (ver figura 4.1). Todas las palabras de código en el mismo libro de códigos contienen ceros en las mismas dos dimensiones, y las posiciones de los ceros en los diferentes libros de códigos son distintas para evitar la colisión de dos usuarios. Para cada usuario, dos bits son asignados a una palabra de código compleja. Las palabras de código para todos los usuarios se multiplexan sobre recursos ortogonales compartidos (por ejemplo, subportadoras *OFDM*). La diferencia clave entre *LDS-CDMA* y SCMA es que una constelación multidimensional para SCMA está diseñada para generar libros de códigos, lo que trae una ganancia en la energía promedio del símbolo cuando se cambia la forma de una constelación, lo cual no es posible para *LDS-CDMA* [9].

En general, dicha ganancia es mayor cuando la forma de una constelación es cercana a la forma de una esfera, y la ganancia de conformación máxima alcanzable por la optimización de una constelación multidimensional es de 1.53 dB [4, 9]. Sin

embargo, el problema más complicado en SCMA es el diseño de los libros de códigos, ya que las diferentes capas se multiplexan con diferentes códigos [5].

Acceso compartido multiusuario (MUSA): En un sistema *MUSA* de enlace ascendente, los símbolos de cada usuario se propagan mediante una secuencia de dispersión. Las secuencias múltiples de dispersión constituyen una agrupación desde la cual cada usuario puede seleccionar aleatoriamente una de estas secuencias. También se pueden usar diferentes secuencias de dispersión para diferentes símbolos, lo que puede mejorar aún más el rendimiento mediante el establecimiento de una interferencia promedio. Todos los símbolos de dispersión se transmiten sobre los mismos recursos de tiempo y frecuencia. Algo importante a tener en cuenta es que las secuencias de dispersión deben tener una baja correlación cruzada entre ellas [10].

En *MUSA* de enlace descendente, los usuarios se dividen en k grupos. En cada grupo, los símbolos de diferentes usuarios se asignan a diferentes constelaciones de una manera que se pueda asegurar el mapeo *Gray* en la constelación combinada de señales superpuestas. La constelación combinada se determina no sólo por el orden de modulación de cada usuario, sino también por la distribución de potencia de transmisión entre los usuarios multiplexados. Se pueden usar secuencias ortogonales para extender los símbolos superpuestos para obtener ganancia de diversidad de tiempo o frecuencia [5].

La diferencia entre *MUSA* y *CDMA* multi portadora es que *MUSA* supone que es básicamente síncrono cuando las señales de los usuarios llegan a la *BS*, por lo que es más fácil aplicar *SIC*, mientras que *CDMA* multi portadora no requiere dicha sincronización en el enlace ascendente.

4.1.2 NOMA por multiplexaje en el dominio de la potencia.

El multiplexaje en el dominio de la potencia significa que a usuarios diferentes se les asignan niveles diferentes de potencia según sus condiciones de canal para obtener la ganancia máxima en el rendimiento del sistema. Dicha asignación de

potencia también es beneficiosa para separar diferentes usuarios, en los que *SIC* que se describirá en la sección 4.3, se utiliza a menudo para cancelar la interferencia de usuarios múltiples. Nos referiremos de ahora en adelante a *NOMA* en el dominio de la potencia simplemente como *NOMA*.

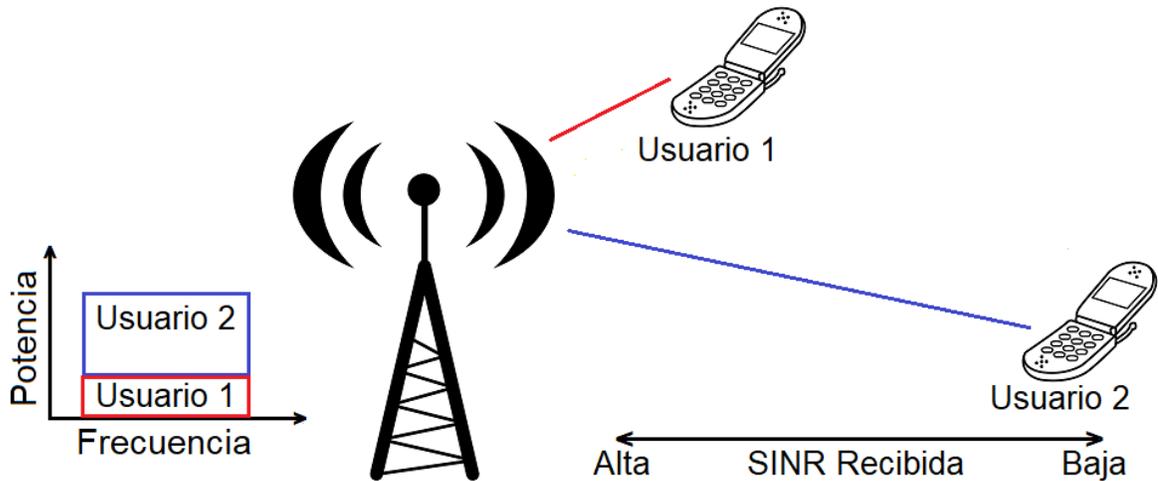


Figura 4.2. NOMA por multiplexaje en el dominio de la potencia.

NOMA es uno de los esquemas más prometedor para el futuro del acceso múltiple y se puede aplicar para el enlace ascendente como para el enlace descendente. En teoría, *NOMA* junto con *SIC* puede lograr la capacidad multiusuario tanto en *UL* como en *DL*. En *NOMA*, las señales de usuarios múltiples se superponen en el dominio de la potencia y, la diferencia de ganancia de los canales entre los usuarios multiplexados y el empleo de un receptor avanzado, por ejemplo, un receptor *SIC* se utiliza para la separación de cada uno de los usuarios. Para el usuario con baja relación señal a interferencia más ruido (*SINR*), se detecta la señal deseada mientras que la señal de los demás usuarios se trata como interferencia, por otro lado, para el usuario con *SINR* alta, la señal de los usuarios con *SINR* inferior es detectada y eliminada por *SIC*, y luego la señal del usuario deseado se detecta con una *SINR* mejorada.

La Figura 4.2 muestra la transmisión y recepción de señales de *NOMA* en enlace descendente con dos usuarios.

Suponemos que el usuario 1 se encuentra más cerca de la *BS* y el usuario 2 se encuentra mucho más alejado. Para la transmisión de las señales, la *BS* transmite una señal superpuesta con diferente potencia de transmisión para el usuario 1 y el usuario 2. Debido a que el usuario 2 tiene una *SINR* baja, generalmente su capacidad pertenece a una región limitada de potencia. Por lo tanto, en la asignación de potencia de transmisión, se asigna más potencia al usuario 2. Por el contrario, el usuario 1 tiene un *SINR* más alta y por lo general su capacidad es limitada en ancho de banda. Por lo tanto, se asigna menos potencia al usuario 1. La suma de potencia de transmisión para el usuario 1 P_1 y el usuario 2 P_2 es igual a la potencia total de la *BS*, P_{BS} . Para la detección de sus señales, el usuario 1 y el usuario 2 tienen procesamientos diferentes. En el usuario 2, no hay aplicación de *SIC*, por lo que se realiza directamente la detección de la señal para detectar su señal deseada, tomando a la señal del usuario 1 como interferencia. En el usuario 1, la aplicación de *SIC* es necesario, debido a que la interferencia (señal del usuario 2) tiene una potencia mayor que la potencia de su señal deseada. Por lo tanto, en primer lugar, el usuario 1 realiza la detección de señal para detectar la señal del usuario 2. En segundo lugar, la *SIC* se lleva a cabo con el fin de eliminar la interferencia (señal del usuario 2). Después de esto, el usuario1 lleva a cabo la detección de señal para detectar su señal deseada.

En [3,11-13] se presenta un esquema de *NOMA* básico que aplica *SIC* en los receptores de los usuarios para el enlace descendente, tal como se ilustra en la figura 4.2, en donde por simplicidad se asumen dos usuarios receptores, los cuales denotaremos como *UE* y un solo transmisor (*BS*). Además, se supone que el ancho de banda total de transmisión del sistema es de 1 Hz. La *BS* transmite una señal x_i para los *UE*- i ($i=1,2$), donde $E[|x_i|^2] = 1$, con potencia de transmisión P_i , donde la suma de las potencias de cada usuario es igual a la potencia total de la *BS*, es decir, $P_{BS} = P_1 + P_2$. En *NOMA* x_1 y x_2 están superpuestas de la siguiente manera:

$$x = \sqrt{P_1}x_1 + \sqrt{P_2}x_2 \quad (4.1)$$

La señal recibida en *UE*- i se representa como:

$$y_i = h_i x + w_i \quad (4.2)$$

Donde h_i es el coeficiente del canal entre UE- i y la BS. El término w_i denota el ruido gaussiano del receptor incluyendo la interferencia entre celdas, la densidad de potencia de w_i es igual a $N_{0,i}$. En el enlace descendente NOMA, el proceso SIC se implementa en el receptor UE. El orden óptimo para la decodificación está en el orden creciente de la ganancia de canal normalizada por el ruido y la potencia de interferencia entre celdas, $|h_i|^2/N_{0,i}$. Basándose en este orden, cualquier usuario puede decodificar correctamente las señales de otros usuarios cuyo orden de decodificación para la cancelación de interferencia viene antes que el usuario deseado. Por lo tanto, UE- i puede eliminar la interferencia proveniente del j -ésimo usuario cuyo $|h_j|^2/N_{0,j}$ es menor que $|h_i|^2/N_{0,i}$. En un caso de 2 UE, suponiendo que $|h_2|^2/N_{0,2}$ es menor que $|h_1|^2/N_{0,1}$, el UE-2 no realiza la cancelación de interferencias mediante SIC puesto que viene primero en el orden de decodificación. UE-1 decodifica primero x_2 y resta su componente a la señal recibida y_1 . Por lo tanto, UE-1 puede decodificar x_1 sin interferencia de x_2 . Asumiendo la detección libre de errores de x_2 en UE-1, el rendimiento de UE- i , R_i , tal como se presenta en la ecuación (4.3) [11,13]:

$$R_1 = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{N_{0,1}} \right), R_2 = \log_2 \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{P_1 |h_2|^2 + N_{0,2}} \right) \quad (4.3)$$

En OMA como se tienen usuarios ortogonales, un ancho de banda de α ($0 < \alpha < 1$) Hz se asigna a UE-1 y el ancho de banda restante, $1 - \alpha$ Hz, se asigna al UE-2, el rendimiento R_i , se representa en la ecuación (4.4) como [11,13]:

$$R_1 = \alpha \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{\alpha N_{0,1}} \right), R_2 = (1 - \alpha) \log_2 \left(1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{(1 - \alpha) N_{0,2}} \right) \quad (4.4)$$

En NOMA, la ganancia de rendimiento en comparación con OMA aumenta cuando la diferencia en ganancias de canal (las pérdidas por trayectoria entre UEs) es grande [11].

Si bien en [3, 11-13] se ha estudiado el esquema *NOMA* en los usuarios receptores en el enlace descendente también se puede estudiar en el enlace ascendente, tal como se estudia en [14].

Tabla 4.1. Comparación entre esquemas *OMA* y *NOMA* [3,11].

Parámetros	<i>OMA</i>	<i>NOMA</i>
$ h_1 ^2/N_{0,1}$	20 dB	20 dB
$ h_2 ^2/N_{0,2}$	0 dB	0 dB
P_1	$1/2P$	$1/5P$
P_2	$1/2P$	$4/5P$
α	0.5 Hz	-
Rendimiento		
R_1	3.33 bps/Hz	4.39 bps/Hz
R_2	0.40 bps/Hz	0.74 bps/Hz

En la tabla 4.1 se muestra la comparación entre los esquemas *OMA* y *NOMA* presentada en [3] y [11], las ganancias correspondientes de *NOMA* sobre *OMA* son de 32% y 48% aproximadamente para *UE-1* y *UE-2*, respectivamente. De acuerdo con el ejemplo anterior de 2 *UE*, *NOMA* proporciona un rendimiento mayor que *OMA*.

Por lo anterior, podemos concluir que *NOMA* es una tecnología fundamental para mejorar la eficiencia en el uso del espectro y la capacidad del sistema mediante la explotación del dominio de potencia, y puede traer muchos beneficios, algunos de estos son los siguientes [3]:

- Explotación de la diferencia de ganancia de canal entre los usuarios: En *NOMA* la diferencia de ganancia de canal se traduce en ganancia de multiplexaje, superponiendo en el dominio de potencia las señales de transmisión de usuarios múltiples con ganancias diferentes de canal. Como se muestra en el ejemplo de la figura 4.2 y los resultados de la tabla 4.1, explotando las diferencias de ganancia de canal en *NOMA*, para ambos usuarios con ganancias de canal alta y baja se tiene una mejora en el rendimiento respecto a *OMA*. Por lo que podemos concluir que la ganancia de *NOMA* respecto a *OMA* aumenta cuando la diferencia de ganancia de canal entre los usuarios aumenta.

- La no ortogonalidad intencional a través del multiplexaje de usuarios en el dominio de potencia y el procesamiento avanzado del receptor: *NOMA* es un esquema de multiplexaje que utiliza un nuevo dominio adicional, es decir, el dominio de la potencia, que no se había utilizado ampliamente en sistemas anteriores. La no ortogonalidad se introduce intencionalmente a través del multiplexaje de usuarios en el dominio de la potencia, por lo que la detección del usuario se asegura mediante la asignación de una gran diferencia de potencia entre los usuarios y la aplicación de *SIC* en el dominio de potencia. Por otro lado, *NOMA* captura bien la evolución de las capacidades de procesamiento de los dispositivos, generalmente siguiendo la ley de Moore, al confiar en un procesamiento más avanzado del receptor.
- Ganancia de rendimiento en despliegues prácticos en áreas amplias: El multiplexaje de usuarios en *NOMA* no depende del conocimiento del transmisor tanto de los desvanecimientos del canal selectivos en frecuencia instantáneos, como del indicador de calidad de canal (*CQI*) o la información del estado de canal (*CSI*), que requieren señalización de retroalimentación precisa en los receptores. En *NOMA*, la información del *CSI* se utiliza en el receptor para la decodificación del usuario y principalmente en el transmisor para decidir sobre el emparejamiento de usuarios y la asignación de potencias multiusuario. Por lo tanto, se puede esperar una ganancia de rendimiento robusta en despliegues en áreas amplias, independientemente de la movilidad de los usuarios o la latencia de retroalimentación.

4.2 Desempeño de *NOMA* en redes 5G.

Como se ha venido tratando anteriormente la investigación para definir la próxima generación de redes móviles está recibiendo una atención considerable, particularmente *NOMA* se ha reconocido como una técnica de acceso múltiple prometedora para las redes 5G debido a su rendimiento espectral superior [15]. En [16] se investiga el desempeño de *NOMA* en un escenario de enlace descendente celular con usuarios desplegados aleatoriamente. En particular, el desempeño de

NOMA se evalúa en dos tipos de situaciones. En primer lugar, se considera el caso en el que cada usuario tiene una tasa de datos específica que está determinada por su calidad de servicio (QoS). En esta situación, la probabilidad de *outage* es una métrica ideal para la evaluación del desempeño, ya que mide la capacidad de *NOMA* para cumplir con los requisitos de QoS de los usuarios. En segundo lugar, consideramos el caso en el que las tasas de datos de los usuarios se asignan de forma oportunista de acuerdo con sus condiciones de canal. En esta situación se estudia la suma ergódica de tasas de datos obtenida por *NOMA*.

Se considera un escenario de transmisión del enlace descendente celular, en el que la *BS* está situada en el centro de un disco, denotada por \mathcal{D} , con radio \mathcal{R}_D , y M usuarios se encuentran distribuidos uniformemente dentro del disco. El canal entre el m -ésimo usuario y la estación base está denotado por la ecuación (4.5) [16]:

$$h_m = \frac{\tilde{g}_m}{\sqrt{1 + d_m^\alpha}} \quad (4.5)$$

Donde \tilde{g}_m denota el desvanecimiento Rayleigh, α es el exponente de las pérdidas por trayectoria, y d_m denota la distancia desde el usuario a la *BS*. Sin pérdida de generalidad, los canales se ordenan como $|h_1|^2 \geq \dots \geq |h_M|^2$. La *BS* enviara $\sum_{m=1}^M \sqrt{a_m P} s_m$, donde s_m es el mensaje para el m -ésimo usuario, P es la potencia de transmisión, y a_m es el coeficiente de asignación de potencia. Por lo tanto, la observación en el usuario m -ésimo está dada por la ecuación (4.6) [2,16]:

$$y_m = h_m \sum_{i=1}^M \sqrt{a_i P} s_i + n_m \quad (4.6)$$

Donde n_m , denota ruido aditivo. La cancelación sucesiva de interferencias se llevará a cabo en los usuarios. Por lo tanto, el m -ésimo usuario detectará el i -ésimo mensaje del usuario, para $i > m$, y luego eliminará el mensaje de su observación, de una manera sucesiva. El mensaje para el i -ésimo usuario, para $i < m$, será tratado como ruido en el m -ésimo usuario. Como resultado, la velocidad de datos

alcanzable para el m -ésimo usuario, cuando $1 \leq m \leq M - 1$, está dada por la ecuación (4.7) [2,16]:

$$R_m = \log \left(1 + \frac{\rho |h_m|^2 a_m}{\rho |h_m|^2 \sum_{i=m+1}^M a_i + 1} \right) \quad (4.7)$$

Por consiguiente, la suma de las tasas de datos obtenida por *NOMA* viene dada por la ecuación (4.8) [16]:

$$R_{sum} = \sum_{m=1}^{M-1} \log \left(1 + \frac{\rho |h_m|^2 a_m}{\rho |h_m|^2 \tilde{a}_m + 1} \right) \quad (4.8)$$

Donde $\tilde{a}_m = \sum_{i=m+1}^M a_i$, y ρ denota la *SNR* de transmisión. Por lo tanto, es importante encontrar la suma de tasa de velocidad lograda por *NOMA*.

La evaluación de la probabilidad de *outage* y de las tasas ergódicas requiere las funciones de densidad de las ganancias del canal. Se denota por \tilde{h} la ganancia de canal no ordenada. Condicionada por el hecho de que los usuarios están uniformemente ubicados en el disco, \mathcal{D} , y el desvanecimiento a pequeña escala tiene una distribución *Rayleigh*, la función de distribución acumulativa (*CDF*), de la ganancia de canal no ordenada, $|\tilde{h}|^2$, está dada por [17] en la ecuación (4.9):

$$F_{|\tilde{h}|^2}(y) = \frac{2}{\mathcal{R}_{\mathcal{D}}} \int_0^{\mathcal{R}_{\mathcal{D}}} (1 - e^{-(1+z^\alpha)y}) z dz \quad (4.9)$$

La integral en (4.9) es fácil de resolver cuando $\alpha = 2$, tal como se muestra en [13]. Sin embargo, para muchos de los escenarios de comunicaciones, como son los ambientes en interiores, generalmente $\alpha > 2$, lo que hace que sea difícil obtener una expresión directa para la *CDF* de $|\tilde{h}|^2$. Sin embargo, se utilizará la cuadratura Gaussiana-Chebyshev para encontrar una aproximación para la integral anterior tal como se aplica en [18]. Aplicando la cuadratura Gaussiana-Chebyshev, (4.9) se puede simplificar en la ecuación (4.10) de la siguiente forma [16]:

$$F_{|\tilde{h}|^2}(y) \approx \frac{1}{\mathcal{R}_D} \sum_{n=1}^N \omega_n g(\theta_n) \quad (4.10)$$

Donde $g(x) = \sqrt{1-x^2}(1-e^{-c_n y})\left(\frac{\mathcal{R}_D}{2}x + \frac{\mathcal{R}_D}{2}\right)$, N es un parámetro para asegurar una precisión de complejidad, $c_n = \left(\frac{\mathcal{R}_D}{2}\theta_n + \frac{\mathcal{R}_D}{2}\right)^\alpha$, $\omega_n = \frac{\pi}{N}$, y $\theta_n = \cos\left(\frac{2n-1}{N}\pi\right)$. En consecuencia, la función de densidad de probabilidad (*PDF*) de la ganancia de canal no ordenada puede aproximarse como se muestra en la ecuación (4.11):

$$f_{|\tilde{h}|^2}(y) \approx \frac{1}{\mathcal{R}_D} \sum_{n=1}^N \beta_n e^{-c_n y} \quad (4.11)$$

Donde $\beta_n = \omega_n \sqrt{1-\theta_n^2} \left(\frac{\mathcal{R}_D}{2}\theta_n + \frac{\mathcal{R}_D}{2}\right) c_n$. En comparación con la forma original en (4.9), las que se muestran en (4.10) y (4.11) se pueden utilizar para simplificar significativamente el análisis, ya que son combinaciones lineales de funciones exponenciales.

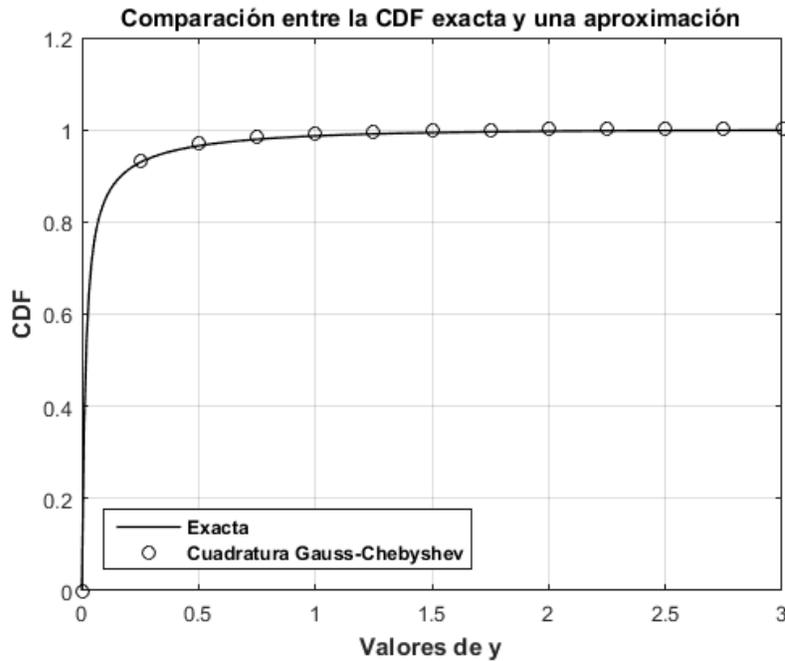


Figura 4.3. Comparación entre la CDF exacta evaluada numéricamente y la aproximación aplicando cuadratura de Gauss-Chebyshev.

En la figura 4.3 se observa la comparación entre la *CDF* obtenida tras evaluar (4.9) numéricamente y tras evaluar (4.10). Se puede observar que la aproximación aplicando la cuadratura *Gaussiana-Chebyshev*, es bastante aceptable, por lo que se puede emplear la aproximación para realizar una evaluación más rápida.

Con todo lo anterior, la ecuación (4.12) propuesta en [16] obtenida tras el análisis de estadísticas de orden nos da la probabilidad de *outage*, la cual se encuentra expresada de la siguiente manera:

$$P_m^{out} = \int_0^{\psi_m^*} \frac{M! \left(F_{|\tilde{h}|^2}(x) \right)^{m-1} \left(1 - F_{|\tilde{h}|^2}(x) \right)^{M-m} f_{|\tilde{h}|^2}(x)}{(m-1)! (M-m)!} dx \quad (4.12)$$

Donde $\psi_j \triangleq \frac{\phi_j}{\rho(a_j - \phi_j \sum_{i=j+1}^M a_i)}$, para $j < M$, $\psi_m^* = \max(\psi_1, \dots, \psi_m)$, $\psi_M \triangleq \frac{\phi_M}{a_M}$, para $j = M$; $\phi_j = 2^{\tilde{R}_j} - 1$ y \tilde{R}_j es la tasa de datos que se desea alcanzar. Para que la ecuación en (4.12) sea válida, se debe cumplir la condición $a_j > \sum_{i=j+1}^M a_i$. Por otro lado, se observa que cuando $y \rightarrow 0$, la *CDF* de las ganancias no ordenadas del canal se puede aproximar a la ecuación (4.13) [16]:

$$F_{|\tilde{h}|^2}(y) \approx \frac{1}{\mathcal{R}_D} \sum_{n=1}^N \beta_n y \quad (4.13)$$

Y la aproximación de la *PDF* dada en la ecuación (4.11) está dada por la ecuación (4.14) [16]:

$$f_{|\tilde{h}|^2}(y) \approx \frac{1}{\mathcal{R}_D} \sum_{n=1}^N \beta_n e^{-c_n y} \quad (4.14)$$

Entonces, cuando $\rho \rightarrow \infty$, y $\psi_m^* \rightarrow 0$, se tiene una aproximación de probabilidad de *outage* para *SNR* altas, dada por la ecuación (4.15) [2,16]:

$$P_m^{out} \approx \frac{\tau_m}{m} \eta^m (\psi_m^*)^m \quad (4.15)$$

Donde $\eta = \frac{1}{R_D} \sum_{n=1}^N \beta_n$, y $\tau_m = \frac{M!}{(m-1)!(M-m)!}$. En la figura 4.4 se observa la probabilidad de outage en función de la SNR mediante la aproximación (4.15).

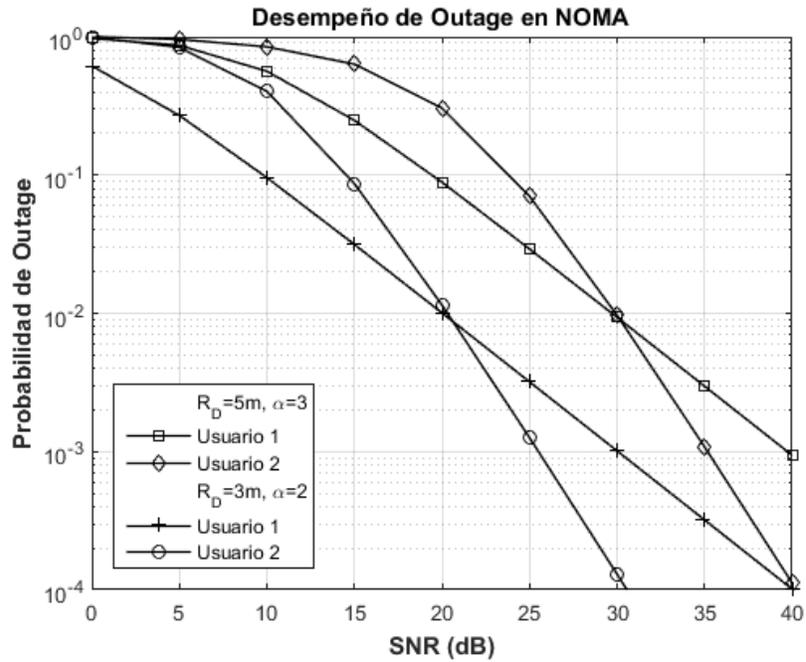


Figura 4.4. Desempeño de outage en NOMA para $\tilde{R}_1 = 0.1$ BPCU, $\tilde{R}_2 = 0.5$ BPCU.

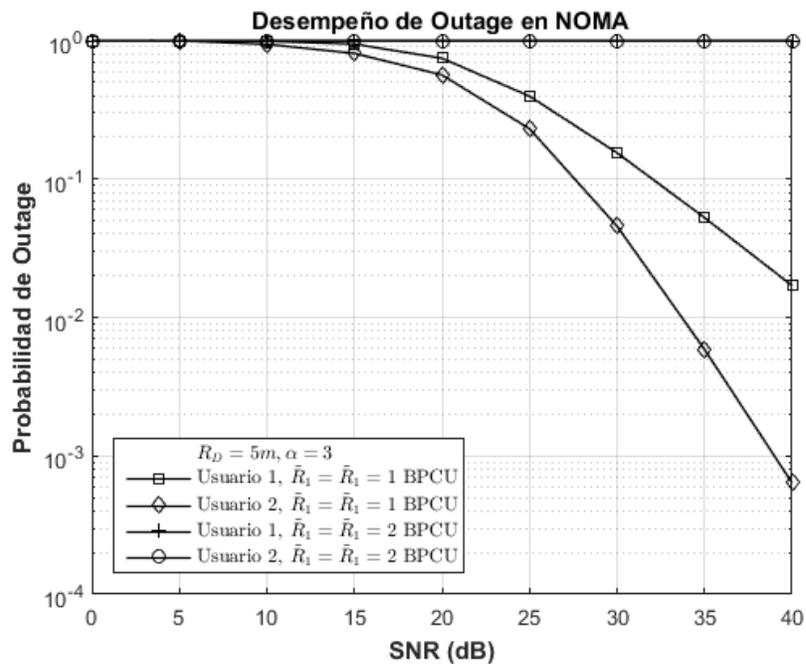


Figura 4.5. Probabilidad de outage para diferentes valores de \tilde{R}_m , para $R_D = 5m$ y $\alpha = 3$.

Cabe señalar que el rendimiento superior de *outage* logrado por *NOMA* está condicionado a la restricción en (4.13). Cuando tal condición no se satisface, la probabilidad de interrupción del usuario es siempre 1, es decir, $P_m^{out} = 1$ [16]. Tal como se muestra en la figura 4.5.

Posteriormente, cuando $R_j = \tilde{R}_j$, la suma promedio de tasas de velocidades, viene dada por la ecuación (4.16) [16]:

$$R_{ave} = \left[\sum_{m=1}^{M-1} \int_0^{\infty} \log \left(1 + \frac{x\rho a_m}{x\rho \tilde{a}_m + 1} \right) f_{|h_m|^2} + \int_0^{\infty} \log(1 + x\rho a_M) f_{|h_M|^2} \right] dx \quad (4.16)$$

Incluso con las aproximaciones en (4.10) y (4.11), es difícil obtener una expresión exacta para la suma de tasas, tomando una aproximación para una *SNR* alta, cuando $\rho \rightarrow \infty$, la suma ergódica de tasas de datos está dada por la ecuación (4.17) [16]:

$$R_{ave} \approx \sum_{m=1}^{M-1} \log \left(1 + \frac{a_m}{\tilde{a}_m} \right) + \frac{\rho a_M}{\ln 2} \int_0^{\infty} \frac{1 - F_{|h_M|^2}(x)}{1 + x\rho a_M} dx \quad (4.17)$$

Donde $F_{|h_M|^2}(x) = \left(F_{|\tilde{h}|^2}(x) \right)^M$, además, se puede reescribir $F_{|\tilde{h}|^2}(x)$ de la siguiente forma tal como lo muestra la ecuación (4.18) [16]:

$$F_{|\tilde{h}|^2}(x) = \frac{1}{\mathcal{R}_D} \sum_{n=0}^N b_n e^{-c_n x} \quad (4.18)$$

Donde $b_n = -\omega_n \sqrt{1 - \theta_n^2 \left(\frac{\mathcal{R}_D}{2} \theta_n + \frac{\mathcal{R}_D}{2} \right)}$, para $1 \leq n \leq N$, $b_0 = -\sum_{n=1}^N b_n$, y $c_0 = 0$.

En la figura 5.6 se muestra la suma promedio de tasas de velocidades alcanzada con *NOMA* evaluando numéricamente la expresión (4.16) comparada con los resultados obtenidos mediante simulación. De dicha figura se puede observar que la aproximación es bastante aceptable a partir de valores de *SNR* mayores a 28 dB. Por lo que la ecuación (4.17) puede ser de bastante ayuda para darnos una aproximación de la suma promedio de tasas de datos en una red cuando se tienen valores de *SNR* altos.

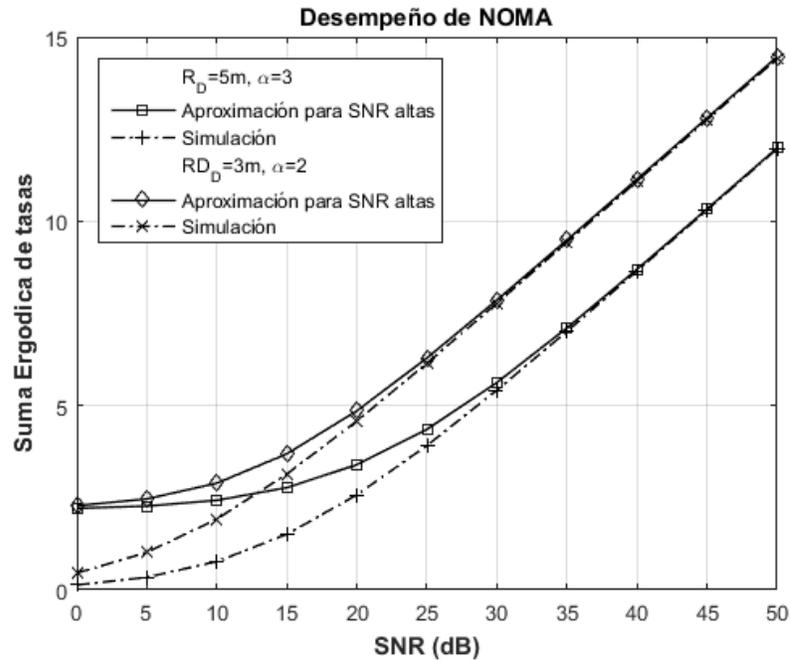


Figura 4.6. Suma ergódica de tasas alcanzada en NOMA para $M = 2$.

4.3 Cancelación Sucesiva de Interferencia (SIC).

A medida que los sistemas inalámbricos contemporáneos son cada vez más limitados por interferencia, existe un interés creciente en utilizar técnicas avanzadas de mitigación de interferencias para mejorar el rendimiento de la red, además del enfoque convencional de tratar la interferencia como ruido de fondo. Un enfoque importante es la cancelación sucesiva de interferencias.

La idea básica de SIC es que las señales de usuario son decodificadas sucesivamente. Después de decodificar la señal de un usuario, se resta de la señal combinada antes de que se descodifique la señal del siguiente usuario. Cuando se aplica SIC, una de las señales de usuario es decodificada, tratando la otra señal de usuario como un interferente, pero esta última se decodifica con el beneficio de que la señal de la primera ya se ha eliminado. Sin embargo, antes de SIC, los usuarios son ordenados de acuerdo con sus intensidades de señal, de modo que el receptor puede decodificar primero la señal más fuerte, restarla de la señal combinada y aislar la más débil del residuo. Nótese que cada usuario es decodificado tratando a los otros usuarios interferentes como ruido en la recepción de la señal [2].

En la figura 4.7 se muestra un ejemplo de SIC en un sistema NOMA para dos usuarios.

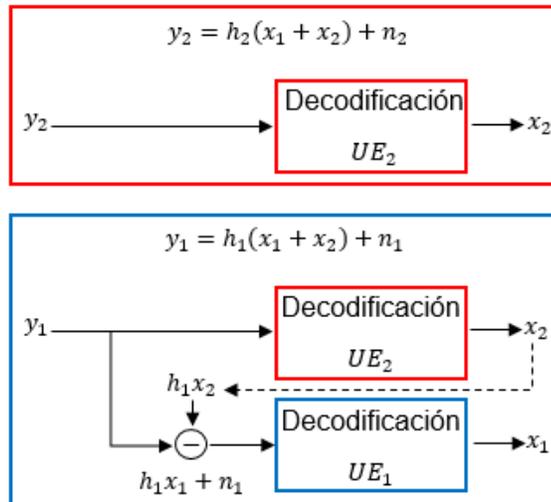


Figura 4.7. Ejemplo de UE receptores en NOMA para 2 usuarios (Orden de ganancias del canal $UE_1 > UE_2$) [16].

Además de SIC, hay muchas otras técnicas que pueden potencialmente mitigar significativamente la interferencia en redes inalámbricas, incluyendo la alineación de interferencia. A pesar de la promesa enorme en términos de ganancia de rendimiento, estas técnicas suelen depender en gran medida de la información exacta del estado del canal en los transmisores y por lo tanto son menos probables de aplicarse en los sistemas inalámbricos actuales y futuros.

4.4 Desempeño de SIC.

En [19] se presenta una metodología para evaluar el desempeño de SIC en redes inalámbricas de d dimensionales con distribución arbitraria de los desvanecimientos y pérdidas por trayectoria. El rendimiento de SIC se da mediante una caracterización analítica de la misma en función de los diferentes parámetros del sistema.

El modelado de los transmisores activos en la red está representado por un proceso de puntos de Poisson (*PPP*) con función de densidad de ley de potencia (que incluye el *PPP* uniforme como caso especial).

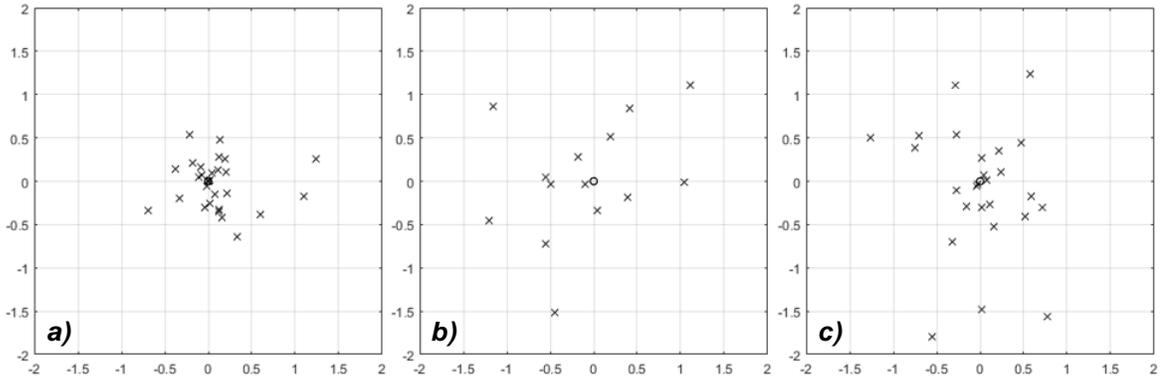


Figura 4.8. Realización de 3 PPP con diferentes valores de a) $b < 0$, b) $b = 0$ y c) $b > 0$.

El receptor se encuentra localizado en el origen o y los transmisores activos (usuarios) están representados por una marca de PPP $\hat{\Phi} = \{(x_i, h_{x_i})\} \subset \mathbb{R}^d \times \mathbb{R}^+$, donde x es la localización del usuario, h_x es el coeficiente del desvanecimiento independiente e idénticamente distribuido asociado con el enlace de x a o , y d es el número de dimensiones. Cuando el proceso Φ es un PPP homogéneo, la red se denomina una red de Poisson homogénea, dicha red de Poisson con desvanecimientos (PPNF) presenta una función de densidad $\lambda(x) = a\|x\|^b$, para $a > 0$, $b \in (-d, \alpha - d)$, donde $\|x\|$ es la distancia desde $x \in \mathbb{R}^d$ al origen y α es el exponente de pérdidas por trayectoria. En la figura 4.8 se muestran diferentes realizaciones de PPP para diferentes valores de b , con el caso particular de $b = 0$, que representa una red uniforme.

Teniendo en cuenta el caso en el que todos los nodos (usuarios) transmiten con una potencia igual a la unidad, consideramos la siguiente condición de decodificación de un solo usuario basada en la relación señal a interferencia (SIR), en la que una red limitada por interferencia, un usuario particular en $x \in \Phi$ puede ser decodificado con éxito (sin SIC) si se cumple la condición de la ecuación 4.19 [19]:

$$SIR = \frac{h_x \|x\|^{-\alpha}}{\sum_{y \in \Phi \setminus \{x\}} h_y \|y\|^{-\alpha}} > \theta \quad (4.19)$$

Donde $h_x \|x\|^{-\alpha}$ es la potencia de la señal recibida desde x , $\sum_{y \in \Phi \setminus \{x\}} h_y \|y\|^{-\alpha}$ es la interferencia generada por los otros transmisores activos, y θ es el umbral de SIR

para la decodificación. De forma similar, en el caso de una cancelación de interferencia perfecta, una vez que un usuario se decodifica con éxito, su componente de señal puede ser completamente sustraído de la señal recibida. Suponiendo que el orden de decodificación es siempre de los usuarios más fuertes a los usuarios más débiles, obtenemos la siguiente condición de decodificación para el caso de SIC. Con SIC, un usuario x puede decodificarse si todos los usuarios en $\mathcal{J}_c = \{y \in \Phi : h_y \|y\|^{-\alpha} > h_x \|x\|^{-\alpha}\}$ se decodifican satisfactoriamente y la relación señal a interferencia residual ($SrIR$) en x esta dada por la ecuación (4.20) [19]:

$$SrIR = \frac{h_x \|x\|^{-\alpha}}{\sum_{y \in \Phi \setminus \{x\} \setminus \mathcal{J}_c} h_y \|y\|^{-\alpha}} > \theta \quad (4.20)$$

En consecuencia, consideramos el ordenamiento de todos los nodos en Φ tal que $h_{x_i} \|x_i\|^{-\alpha} > h_{x_j} \|x_j\|^{-\alpha}, \forall i < j$. El número de usuarios que pueden ser decodificados sucesivamente es N si $h_{x_i} \|x_i\|^{-\alpha} > \theta \sum_{j=i+1}^{\infty} h_{x_j} \|x_j\|^{-\alpha}, \forall j \leq N$ y $h_{x_{N+1}} \|x_{N+1}\|^{-\alpha} \leq \theta \sum_{j=N+2}^{\infty} h_{x_j} \|x_j\|^{-\alpha}$. Se debe tener en cuenta que el orden de la potencia recibida se introduce solamente para fines de análisis. Como es innecesario, no asumimos que el orden de potencia recibido se conoce a priori en el receptor. Por lo anterior, la probabilidad de decodificar de manera sucesiva al menos k usuarios en el origen viene dada por la ecuación (4.21) [19]:

$$p_k \triangleq \mathbb{P}(N \geq k) \quad (4.21)$$

Ahora definimos un proceso de pérdidas por trayectoria con desvanecimientos ($PLPF$) como $\Xi \triangleq \left\{ \xi_i = \frac{\|x_i\|^\alpha}{h_{x_i}}, x_i \in \Phi \right\}$, donde el índice i se introduce de tal manera que $\xi_i > \xi_j, \forall i < j$. Puesto que para todo $\xi_i \in \Xi \subset \mathbb{R}^+$, ξ_i^{-1} puede considerarse como la i -ésima componente de potencia recibida más fuerte (en o) de los usuarios en Φ , cuando se estudia el efecto de SIC, basta con considerar el $PLPF$ Ξ .

Posteriormente, se establecen los límites superior e inferior básicos en p_k en términos de la probabilidad de decodificar el k -ésimo usuario más fuerte asumiendo que los $k - 1$ usuarios más fuertes no existen. Aunque no son límites en forma

cerrada, los límites forman la base para los límites que se obtendrán más adelante. En una *PPNF*, la probabilidad de decodificar sucesivamente k usuarios está limitada por las ecuaciones (4.22) y (4.23) dadas en [19]:

$$p_k \geq (1 + \theta)^{-\frac{\beta k(k-1)}{2}} \mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k) \quad (4.22)$$

$$p_k \leq \theta^{-\frac{\beta k(k-1)}{2}} \mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k) \quad (4.23)$$

Donde $\beta = (d + b)/\alpha$ con $\beta \in (0,1)$, y $I_k \triangleq \sum_{j=k+1}^{\infty} \xi_j^{-1}$. A continuación, se presenta el límite inferior, el límite superior y el límite de decodificación secuencial multiusuario (*SMUD*). El límite inferior de $\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k)$ en una *PPNF* viene dado por la ecuación (4.24) [19]:

$$p_k \geq (1 + \theta)^{-\frac{\beta k(k-1)}{2}} \Delta_1(k) \quad (4.24)$$

Donde $\Delta_1(k)$ esta dada por la ecuación (4.25):

$$\Delta_1(k) \triangleq \frac{1}{\Gamma(k)} \left(\gamma\left(k, \frac{1-\beta}{\theta\beta}\right) - \frac{\theta\beta}{1-\beta} \gamma\left(k+1, \frac{1-\beta}{\theta\beta}\right) \right) \quad (4.25)$$

Donde $\Gamma(\cdot)$ es la función gamma, y $\gamma(\cdot, \cdot)$ es la función gamma inferior incompleta. Puesto que $\Delta_1(k)$ es monótonamente decreciente con k , el límite inferior en la ecuación (3.23) decae super exponencialmente con k^2 . El límite superior de $\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k)$ para tasas de datos altos viene dado por la ecuación (4.26) [19]:

$$p_k \leq \bar{\theta}^{-\frac{\beta k(k-1)}{2}} \Delta_2(k) \quad (4.26)$$

Donde $\Delta_2(k)$ esta determinada por la ecuación (4.27):

$$\Delta_2(k) \triangleq \bar{\gamma}\left(k, \frac{1}{c}\right) + \frac{e}{(1+c)^k} \bar{\Gamma}\left(k, 1 + \frac{1}{c}\right) \quad (4.27)$$

Donde $\bar{\theta} = \max\{\theta, 1\}$, $c = \theta^\beta \gamma(1 - \beta, \theta) - 1 + e^{-\theta}$, $\bar{\gamma}(z, x) = \frac{\gamma(z, x)}{\Gamma(z)}$ y $\bar{\Gamma}(z, x) = \frac{\Gamma(z, x)}{\Gamma(z)}$ son la función gamma inferior y superior incompleta normalizada, y $\Gamma(\cdot, \cdot)$ es la función gamma superior incompleta. Al igual que en la ecuación (4.23), (4.25) decae

super exponencialmente con k^2 , lo que sugiere que, en este régimen, la ganancia marginal de añadir capacidad SIC (es decir, la capacidad de cancelar sucesivamente más usuarios) disminuye muy rápidamente.

Los límites inferior y superior presentados en (4.23) y (4.25), respectivamente, se aplican a todos los valores de $\theta > 0$, sin embargo, a continuación, se proporciona un conjunto alternativo de límites construidos sobre la base de una idea diferente, dichos límites son típicamente mucho más estrictos que los límites anteriores en el régimen de *SMUD* definido como: Un receptor con capacidad SIC está en el régimen de *SMUD* si el umbral de decodificación está dado por $\theta \geq 1$.

Se debe observar que en el régimen *SMUD* la recepción de paquetes múltiples (*MPR*) sólo puede llevarse a cabo con la ayuda de SIC, mientras que fuera de este régimen, es decir, $\theta < 1$, *MPR* es posible sin SIC, es decir, por decodificación en paralelo [19].

Esta importante propiedad del régimen *SMUD* nos permite mostrar el siguiente resultado presentado en la ecuación (4.28) que da una expresión de forma cerrada para $\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k)$:

$$\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k) = \frac{1}{\theta^{k\beta} \Gamma(1 + k\beta) (\Gamma(1 - \beta))^k} \quad (4.28)$$

Donde $\Gamma(\cdot)$ es la función gamma. La idea principal de (4.28) se encuentra en la observación de que en el régimen *SMUD* puede haber como máximo un conjunto de usuarios de k elementos, donde la potencia recibida de cualquiera de los k usuarios es mayor que θ veces la interferencia del resto de la red, dicha observación nos permite separar los k usuarios previstos del resto de la red.

En la figura 4.9 se observa la comparación de las curvas de los límites inferior, superior y *SMUD* obtenidas de la evaluación de las ecuaciones (4.24), (4.26) y (4.28), así como los resultados obtenidos por simulación cuando se tiene $k = 2$ y $\alpha = 3$ en función del umbral θ . De dicha figura podemos observar que p_k decae muy

rápidamente con forme θ incrementa, lo que sugiere que el beneficio de decodificar muchos usuarios sucesivamente puede ser muy bajo.

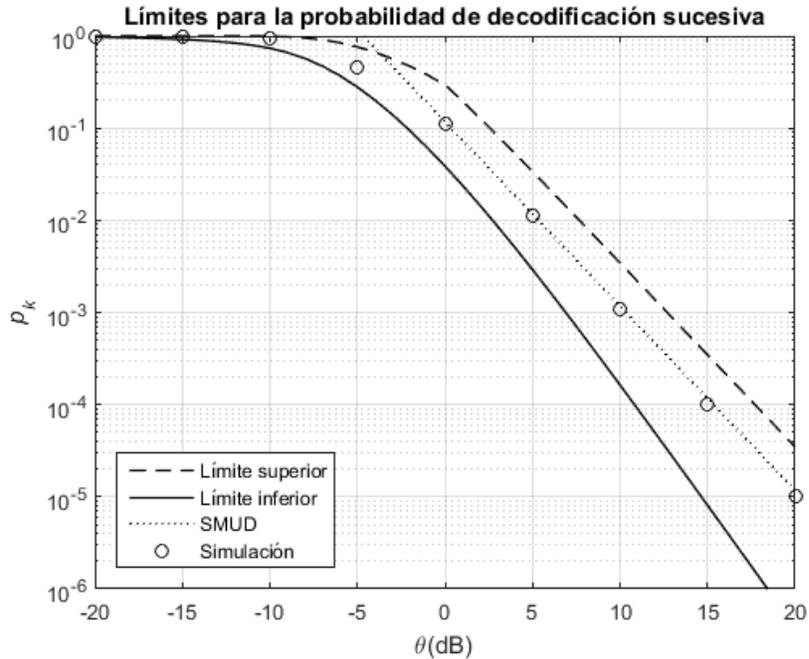


Figura 4.9. Comparación entre los límites obtenidos en la ecuación (4.23), (4.25) y (4.27) y los resultados obtenidos en simulación para $k = 2$ y $\alpha = 3$.

Posteriormente, cuando se tiene que $\beta = 1/2$, la ecuación (4.28) se puede simplificar en la ecuación (4.29):

$$\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k) = \frac{1}{(\pi\theta)^2 \Gamma\left(\frac{k}{2} + 1\right)} \quad (4.29)$$

En la figura 4.10 se muestra la comparación entre probabilidad $\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k)$ de decodificar al menos $k = 1, 2, 3, 4, 5$ usuarios obtenida de la evaluación la simplificación de la ecuación (4.28) presentada en la ecuación (4.29) y la probabilidad $\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k)$ obtenida a través de simulación, cuando se desea decodificar al menos $k = 1, 2, 3, 4, 5$ usuarios.

De las curvas presentadas en la figura 4.10 podemos observar que para valores de $\theta > -4$ dB se tiene una muy buena aproximación entre la simulación y los resultados obtenidos mediante la evaluación analítica de la ecuación (4.28).

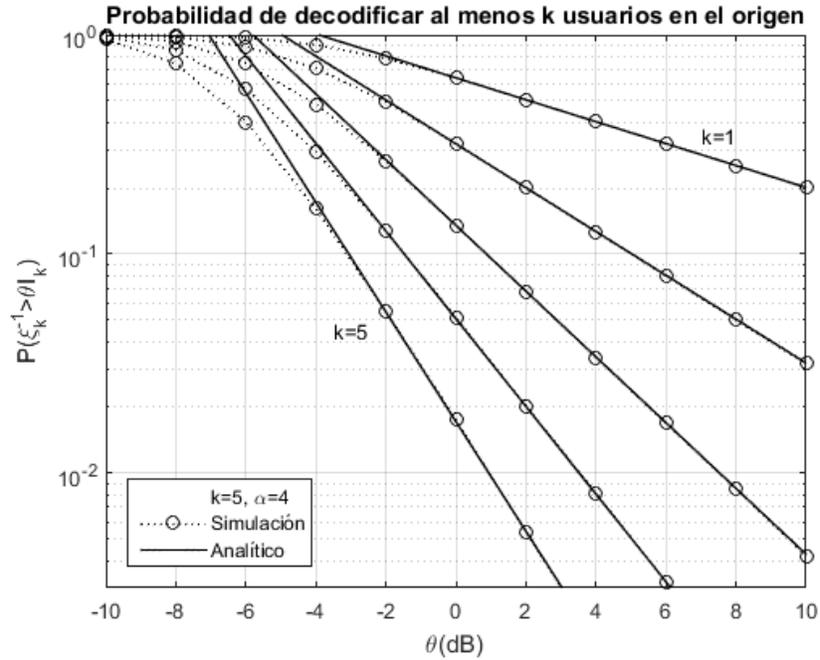


Figura 4.10. Comparación para entre la simulación y la evaluación dada por la ecuación (4.29) cuando se desean decodificar al menos $k = 1, 2, 3, 4, 5$ usuarios.

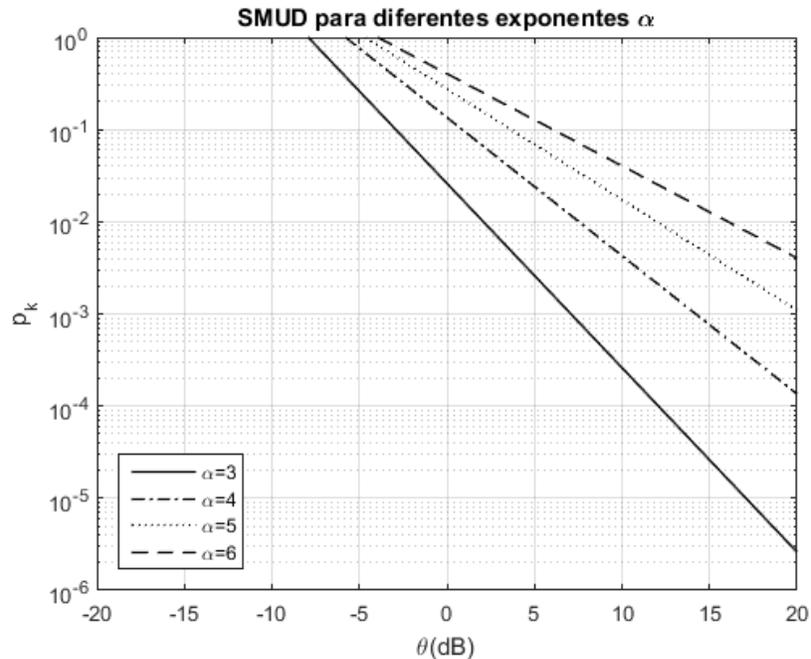


Figura 4.11. Comparación de $\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k)$ cuando $k = 3$ para diferentes valores de exponente de pérdidas por trayectoria α .

Por último, en la figura 4.11 se muestra los resultados de la evaluación de la ecuación (4.27) para la probabilidad $\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k)$ en el régimen SMUD con

diferentes valores de exponente α y cuando $k = 3$, para poder observar los efectos que tiene el exponente de pérdidas por trayectoria en la probabilidad de decodificar al menos k usuarios.

La figura 4.11 muestra que se tiene una mayor ganancia en la probabilidad $\mathbb{P}(\xi_k^{-1} > \theta I_k)$ dada por SIC cuando el exponente de pérdidas por trayectoria es mayor ($\alpha = 6$), por lo que en ambientes con mayores pérdidas por trayectoria SIC presenta una mayor ganancia, y permite tener una probabilidad mucho mayor de decodificar al menos k usuarios.

Referencias.

- [1] L. Anxin, L. Yang, C. Xiaohang, and J. Huiling, “*Non-orthogonal Multiple Access (NOMA) for Future Downlink Radio Access of 5G*”, China Communications, vol. 12, págs. 28-37, diciembre, 2015.
- [2] S. M. Riazul Islam, N. Avazov, O. A. Dobre, and K.-sup Kwak, “*Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges*”, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 19, págs. 721-742, mayo, 2017.
- [3] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, and A. Li, K. Higuchi, “*Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access*”, IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), págs. 1-5, enero, 2013.
- [4] Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, R. Schober, J. Yuan, and V. K. Bhargava, “*A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends*”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 35, págs. 2181-2195, octubre, 2017.
- [5] L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, Chih-Lin I, and Z. Wang, “*Non-Orthogonal Multiple Access for 5G: Solutions, Challenges, Opportunities, and Future Research Trends*”, IEEE Communications Magazine, vol. 53, págs. 74-81, septiembre, 2015.

- [6] W. Shin, M. Vaezi, B. Lee, D. J. Love, J. Lee, and H. V. Poor, “*Non-Orthogonal Multiple Access in Multi-Cell Networks: Theory, Performance, and Practical Challenges*”, IEEE Communications Magazine, vol. 55, págs. 176-183, octubre, 2017.
- [7] L. Song, Y. Li, Z. Ding, and H. V. Poor, “*Resource Management in Non-Orthogonal Multiple Access Networks for 5G and Beyond*”, IEEE Network, vol. 31, págs. 8-14, julio, 2017.
- [8] M. Al-Imari, P. Xiao, M. Ali-Imran, and R. Tafazolli, “*Uplink non-orthogonal multiple access for 5G wireless networks*”, 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS), págs. 781-785, agosto, 2014.
- [9] H. Nikopour and H. Baligh, “*Sparse Code Multiple Access*”, IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), págs. 332-336, septiembre, 2013.
- [10] Z. Yuan, G. Yu, W. Li, Y. Yuan, X. Wang, and J. Xu, “*Multi-User Shared Access for Internet of Things*”, IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), págs. 1-5, mayo, 2016.
- [11] A. Benjebbour, Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Li, A. Harada, and T. Nakamura, “*Concept and Practical Considerations of Non-orthogonal Multiple Access (NOMA) for Future Radio Access*”, 2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, págs. 770-774, noviembre, 2013.
- [12] A. S. Marcano, and H. L. Christiansen, “*Performance of Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in mmWave Wireless communications for 5G networks*”, 2017 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC), págs. 969-974, enero, 2017.
- [13] A. S. Marcano, and H. L. Christiansen, “*Impact of NOMA on network capacity dimensioning for 5G HetNets*”, IEEE Access, págs. 13587-13603, febrero, 2018.

- [14] M. Al-Imari, P. Xiao, M. Ali-Imran, and R. Tafazolli, “*Uplink Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Wireless Networks*”, 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS), págs. 781-785, agosto, 2014.
- [15] Y. Saito, A. Benjebbour, Y. Kishiyama, and T. Nakamura, “*System-Level Performance Evaluation of Downlink Non-orthogonal Multiple Access (NOMA)*”, 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), págs. 611-615, septiembre, 2013.
- [16] Z. Ding, Z. Yang, P. Fan, and H. V. Poor, “*On the Performance of Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems with Randomly Deployed Users*”, IEEE Signal Processing Letters, vol. 21, págs. 1501-1505, julio, 2014.
- [17] Z. Ding, and H. V. Poor, “*Cooperative energy harvesting networks with spatially random users*”, IEEE Signal Processing Letters, vol. 20, págs. 1211-1214, octubre, 2013.
- [18] F. B. Hildebrand, “*Introduction to Numerical Analysis*”, Dover Publications, New York, USA, 1987
- [19] X. Zhang, and M. Haenggi, “*The Performance of Successive Interference Cancellation in Random Wireless Networks*”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 60, págs. 6368-6388, octubre, 2014.

CAPÍTULO 5. EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LAS COMUNICACIONES *D2D* EN REDES CELULARES.

En este capítulo se presenta una revisión de los trabajos relacionados con la propuesta que se presenta en esta tesis respecto al desempeño de las redes celulares habilitadas para soportar comunicaciones *D2D*. Posteriormente se presenta el modelo del sistema que se estudiará, de manera que se describa la naturaleza de este, así como los casos que se abordan. Nos centraremos en el enlace ascendente y se presentarán tres casos propuestos para establecer tanto el enlace celular como el enlace *D2D*. Se obtendrán las *PDF* necesarias para obtener la *SIR* y se desarrollarán las expresiones simplificadas para la probabilidad de transmisión exitosa con la que se evaluará el desempeño de la red. Por último, se presentarán los resultados para diferentes escenarios y criterios obtenidos mediante evaluación numérica y su comparación con los obtenidos por simulación.

5.1 Trabajo relacionado.

Los trabajos que existen en la literatura sobre comunicaciones *D2D* se pueden dividir principalmente en dos tipos:

- Aquellos que usan el espectro celular para las comunicaciones celulares y las comunicaciones *D2D*, es decir, comunicaciones *D2D* subyacentes.
- Los que dedican cierta parte de los recursos celulares solo a las comunicaciones *D2D*, es decir, comunicaciones *D2D* sobrepuestas.

Debido que los problemas de interferencia en las comunicaciones *D2D* sobrepuestas son más fáciles de tratar que en las comunicaciones *D2D* subyacentes, gran cantidad de trabajos se centran en el segundo caso. Sin embargo, dado que uno de los principales puntos clave de las comunicaciones *D2D* es la eficiencia espectral, y con las comunicaciones *D2D* subyacentes se explota

esta capacidad, en esta tesis nos centramos en el primero tipo. Algunos trabajos recientes relacionados con esta tesis se describen brevemente a continuación.

En [1] se desarrolla un modelo espacial realista para las redes *D2D* agrupadas subyacentes a la red celular, modelando la ubicación de los dispositivos como un proceso de puntos de Poisson (*PPP*). En este modelo, el contenido de interés para un dispositivo típico está disponible en un dispositivo elegido uniformemente al azar del mismo grupo. Bajo esta condición, dicho trabajo deriva una expresión exacta y una aproximación para la probabilidad de cobertura y la eficiencia espectral por área (*ASE*). Además, mediante resultados de simulación obtienen el impacto del número de interferentes en un dispositivo típico. Por otro lado, mediante análisis, obtienen la relación entre la asignación de recursos, el control de potencia y el rendimiento de la red *D2D* subyacente agrupada. Bajo la misma idea de modelar las redes *D2D* agrupadas, en [2] se estudian las estadísticas de interferencia en una red *D2D* grupada, donde los centros de los grupos se modelan como un *PPP*. En este caso los autores consideran que cada dispositivo receptor activo elige aleatoriamente su transmisor siguiendo una distribución uniforme. Primeramente, se caracterizan las estadísticas del número de interferentes intra/inter-grupos y se desarrollan las expresiones simplificadas para varios casos especiales. Con la ayuda de las distribuciones de probabilidad derivadas para el número de fuentes de interferencia, se formulan las transformadas de *Laplace* de la interferencia intra/inter-grupos y también se logran las aproximaciones simplificadas para los casos especiales. Finalmente, se muestran varias aplicaciones de las estadísticas de interferencia derivadas para ilustrar la diferencia de rendimiento entre el modelo de interferencia propuesto y los encontrados en la literatura.

De forma similar en [3] se emplea la geometría estocástica y el proceso de agrupación de *Poisson* para analizar en enlace ascendente de las redes celulares. En primer lugar, la ubicación de las *BS* se trata como puntos distribuidos de acuerdo con un *PPP* homogéneo, y se utiliza el proceso de agrupación de Thomas para modelar a los usuarios celulares (*CU*) y usuarios *D2D* (*DU*). En segundo lugar, se toma en consideración el hecho de que el rendimiento de las redes celulares puede

ser diferente para diversos exponentes de pérdidas por trayectoria, densidades de los nodos y potencia de transmisión. Luego, consideran las redes celulares y redes *D2D* heterogéneas, investigando la probabilidad de cobertura, la tasa promedio alcanzable para tales redes, y comparan el rendimiento de las redes heterogéneas cuando se incluyen los *DU* y cuando no se incluyen. Finalmente, cuantifican el mejor y peor desempeño de las redes heterogéneas en términos de probabilidad de cobertura.

Por otro lado, en [4] se propone un esquema de selección del modo de transmisión para comunicaciones de *D2D* subyacentes a las redes celulares, donde los *DU* potenciales reutilizan el espectro de los *CU* del enlace ascendente. Dicho marco desarrollado se utiliza para analizar y comprender cómo la comunicación *D2D* subyacente afecta el rendimiento de la red celular. A diferencia de gran parte de los trabajos existentes que solo consideran el rendimiento de la red *D2D full-duplex (FD)* o *half-duplex (HD)*, en dicho trabajo se investiga el rendimiento de las comunicaciones híbridas *FD/HD-D2D* y se propone un nuevo esquema de selección de modo para *DU*. En particular, presenta un marco analítico manejable para una red celular híbrida-dúplex habilitada para comunicaciones *D2D*, y se presentan el desempeño de *outage* del receptor *FD/HD-D2D* y de *CU* típico. Además, se evalúa la *EE* de las redes celulares habilitadas para *D2D* híbrido-dúplex. Finalmente, se presentan resultados numéricos para verificar el esquema propuesto. Tanto los transmisores *DU*, los *CU* y las *BSs* están distribuidos aleatoriamente mediante un *PPP*, mientras que el receptor *DU* se distribuye uniformemente en un disco centrado en el transmisor correspondiente.

En [5] se caracteriza el rendimiento de la retransmisión asistida por *D2D* en el contexto de un escenario de enlace celular ascendente, donde los usuarios cercanos a la *BS* pueden actuar como retransmisores de *FD*. Se obtiene la métrica de rendimiento del sistema definida como la probabilidad de acceso a la red, se derivan las expresiones de la probabilidad de cobertura para el modo de retransmisión asistida *D2D* y la probabilidad de *outage* para el modo de acceso directo, respectivamente. Los resultados que obtuvieron mediante simulación

muestran que los resultados analíticos derivados se encuentran emparejados con los simulados. Se observa que el modo de retransmisión asistida por *D2D* puede proporcionar un mejor servicio de conexión en comparación con el modo de acceso directo cuando el requisito de *SINR* recibido es alto y la distancia de transmisión del usuario en el borde de la celda es grande. Al igual que los trabajos anteriores, la distribución de los usuarios obedece un *PPP*. Empleando también la retransmisión asistida por *D2D*, los autores en [6] consideran tal escenario, donde las comunicaciones *D2D* son asistidas por retransmisores *FD* de ubicación fija en circunstancias de interferencia. Al igual que otros trabajos, suponen que hay dos tipos de usuarios, *CU* y los *DU*. Investigan el problema de control de potencia y el rendimiento a través de la probabilidad de cobertura en la situación previamente asumida. Por lo tanto, un esquema de control de potencia efectivo es de gran importancia para suprimir la interferencia entre comunicaciones *D2D* y celulares, lo que puede mejorar el rendimiento total del sistema y la eficiencia espectral. Para describirlo, formulan un problema de optimización del control de potencia para la comunicación celular y proponen un algoritmo simple de control de encendido y apagado para la comunicación *D2D*. También obtienen una expresión analítica para la probabilidad de cobertura del enlace celular utilizando la geometría estocástica de acuerdo con el algoritmo propuesto. Por último, presentan los resultados de la simulación para mostrar las velocidades de los enlaces celulares y *D2D* para diversos números de transceptores *D2D*.

Debido a la gran demanda creciente de servicios que requieren datos de alta velocidad, se han propuesto las comunicaciones *D2D* para descargar datos mediante comunicaciones directas y así descongestionar las *BSs*. Con base en esto, en [7] se analiza el rendimiento de las comunicaciones *FD-D2D* de banda ancha para la distribución inalámbrica de video al considerar la cancelación imperfecta de auto interferencia. De igual manera se emplean herramientas de geometría estocástica, y se analizan la probabilidad de *outage* y la *SE*. Los resultados analíticos y de simulación se usan para demostrar la ganancia alcanzable bajo este esquema *FD* en comparación con su equivalente *HD*. El modelo propuesto para caracterizar el desempeño del sistema se basa en los *PPP*.

En [8] se investiga el impacto de la emisión de interferencia dentro de banda (*IEI* por las siglas en inglés de *In-band Emission Interference*) en las redes celulares habilitadas para comunicaciones *D2D* mediante el uso del esquema de superposición en banda *D2D* y la herramienta de geometría estocástica. Donde los *CU* y *DU* transmisores son modelados como *PPP* homogéneos. La red se modela considerando la *IEI* junto con la interferencia del canal para diferentes cargas del sistema. Se obtiene una forma cerrada de la probabilidad de cobertura para diferentes factores de control de potencia para así evaluar el rendimiento del sistema celular. Los resultados analíticos muestran que el impacto de la *IEI* degrada significativamente la cobertura. Esto implica que la *IEI* se debe tener en cuenta para evaluar con precisión el rendimiento del sistema celular, especialmente en escenarios con una alta densidad de *DU*.

Por último, en [9] se investiga el rendimiento de las comunicaciones de onda milimétrica en redes *D2D* agrupadas. Las ubicaciones de los transceptores *D2D* se modelan como una agrupación de *PPP*. En cada grupo, los dispositivos están equipados con antenas múltiples, y el transmisor *D2D* activo (*D2D-Tx*) utiliza la banda milimétrica para servir a uno de los receptores *D2D* próximos. Se presentan tres estrategias de asociación de usuarios:

- Modelo *D2D-Tx* uniformemente distribuido.
- Modelo *D2D-Tx* más cercano.
- Modelo *D2D-Tx* más cercano con *LOS*.

Para caracterizar el desempeño de los escenarios considerados, se derivan nuevas expresiones analíticas para la probabilidad de cobertura y la *ASE*. Además, para ilustrar de manera eficiente las tendencias generales de dicho sistema, se deriva un límite inferior de forma cerrada para el caso especial interferido por enlaces en *LOS* intra-grupos. También se proporcionan simulaciones realizadas mediante el método de Monte Carlo para corroborar los resultados teóricos y se muestra que:

- La probabilidad de cobertura se ve afectada principalmente por la interferencia intra-grupos con los enlaces en *LOS*.

- Existe un número óptimo de $D2D-Tx$ activos simultáneamente en cada grupo para maximizar la ASE .
- El modelo LOS más cercano supera a los otros dos escenarios, pero a costa de una sobrecarga adicional del sistema.

Cabe resaltar que la mayoría de los trabajos emplean la geometría estocástica, en particular el PPP como un modelo para describir la distribución de usuarios en la red, la teoría sobre geometría estocástica y sus aplicaciones en redes inalámbricas se puede encontrar a detalle en [10], [11] y [12].

La principal contribución de esta tesis es analizar y evaluar el desempeño de las comunicaciones $D2D$ subyacentes a una red celular para tres casos propuestos, empleando la geometría estocástica para modelar la distribución de los usuarios. Los detalles, así como las contribuciones principales, en contraste con los trabajos relacionados, son las siguientes:

- Se propone un nuevo modelo del sistema basado en PPP para modelar de manera aleatoria la distribución de la BS , los CUs y DUs (transmisor y receptor) y considerando que las distancias entre BS , CUs y DUs tienen una distribución Rayleigh.
- Se estudia el enlace ascendente, y se considera una red limitada en interferencia, centrándonos solo en la interferencia intracelular causada por la coexistencia de un CU y los pares $D2D$.
- A diferencia de los trabajos antes descritos, en donde cada $DU-Tx$ elige aleatoriamente $DU-Rx$, en esta tesis el enlace $D2D$ se estudia tomando en cuenta que las pérdidas entre el $DU-Tx$ y el $DU-Rx$ son menores en comparación con las pérdidas que existen entre el $DU-Tx$ y la BS , de manera que la comunicación $D2D$ sea más adecuada en comparación con el modo normal celular, mejorando la probabilidad de transmisión exitosa y por tanto incrementando el desempeño de la red.
- Estableciendo lo anterior se proponen tres casos para establecer el enlace celular y el enlace $D2D$, para el primer caso la comunicación $D2D$ se lleva a cabo asegurando que es la más adecuada considerando de la ganancia del

canal entre el *DU* transmisor y el *DU* receptor para establecer el enlace, mientras que el enlace celular se establece sin ninguna condición. En el segundo caso tanto la comunicación celular como la comunicación *D2D* se llevan a cabo asegurando que cada una de ellas es la más adecuada, considerando de igual manera las ganancias del canal entre el *CU* y la *BS*, y el *DU* transmisor y el *DU* receptor para establecer dichos enlaces. En el tercer caso, que sirve como punto de referencia, tanto la comunicación celular como la comunicación *D2D* se llevan a cabo sin ninguna condición por lo que no se puede asegurar que sean la más adecuada.

- Con base en lo anterior se obtendrá de manera analítica, en términos de expresiones de forma cerrada, la probabilidad de transmisión exitosa para el enlace celular y el enlace *D2D* cuando se tiene un par *D2D* y un *CU* reutilizando los mismos recursos dentro de la celda. Posteriormente, mediante simulación se estudiará el efecto que tiene el incremento de pares *D2D* y así observar cómo se ve afectada la probabilidad de transmisión exitosa, a diferencia de los trabajos relacionados, en donde las métricas de desempeño las obtienen en función de un promedio de pares *D2D*.
- Además, se estudiará el efecto que tiene tanto la densidad de distribución de los *DU* y *CU*, así como el efecto de la potencia de transmisión en el desempeño de la red.

5.2 Modelo del sistema.

Consideremos un escenario de interferencia de una sola celda que involucra tres usuarios, un *CU*, un usuario *D2D* transmisor (*DU-Tx*) y un usuario *D2D* receptor (*DU-Rx*) y nos centramos en la transmisión de *UL* tal como se ilustra en la figura 5.1. Suponemos que la interferencia entre celdas se gestiona de manera eficiente con el control de interferencia entre celdas (*ICIC* por las siglas en inglés de *Inter-Cell Interference Control*) así como mecanismos basados en control de potencia o programación de recursos. Por lo tanto, nos centramos solo en la interferencia

intracelular causada por la coexistencia de un *CU* y los pares *D2D*. Además, se hacen las siguientes suposiciones:

- Se considera que el *CU* se encuentra distribuido espacialmente en el plano \mathbb{R}^2 como un *PPP* homogéneo Φ_c con densidad λ_c , y su potencia de transmisión está denotada por P_c .
- Se considera que la *BS* se ubica en el plano \mathbb{R}^2 de acuerdo con algún proceso puntual Φ_b estacionario e independiente. Además, se supone que la *BS* tiene programado solo un *CU* activo de *UL*. El área de cobertura de la *BS* se puede considerar como la celda de Poisson-Voronoi de acuerdo con [12].
- Se considera que el *DU-Tx* se encuentran distribuido espacialmente en el plano \mathbb{R}^2 como un *PPP* homogéneo Φ_d con densidad λ_d , con potencia de transmisión P_d .
- Para tratabilidad analítica, suponemos que los procesos puntuales del *CU*, *DUs* y la *BS* son independientes.

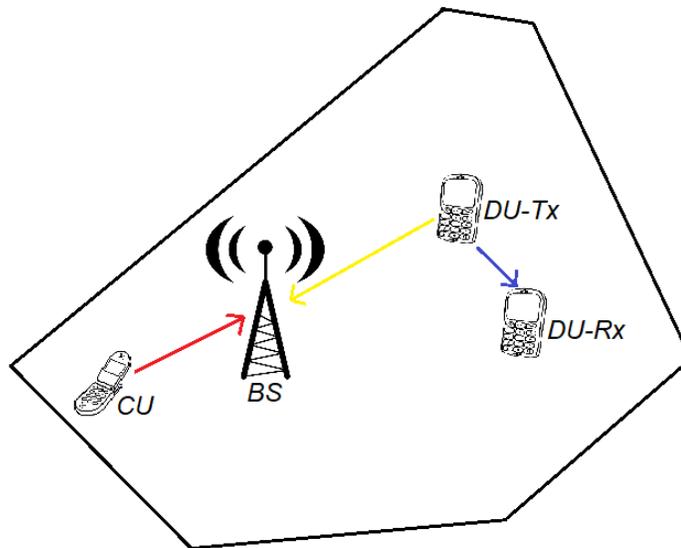


Figura 5.1. Modelo del sistema de comunicación D2D subyacente en el que un *CU* y un par *D2D* comparten recursos de *UL*.

Para el *DU-Tx*, se supone que su receptor asociado *DU-Rx* está ubicado a una distancia l con dirección isotrópica, donde l tiene una distribución *Rayleigh* dada por la ecuación (5.1):

$$f_l(l) = 2\pi\lambda_d l e^{-\pi\lambda_d l^2} \quad (5.1)$$

Esta suposición es de interés práctico y se emplea en muchos trabajos recientes [1], [3], [8], [9] y anteriores [13]- [17]. A diferencia de [1], [3], [8] y [9] que consideran que la distancia d que existe entre el $DU-Tx$ y la BS se encuentra distribuida uniformemente en todo el área de cobertura de la celda, en esta tesis se considera que dicha distancia también sigue una distribución Rayleigh ya que como se demuestra en [13] bajo la política de asociación a la BS más cercana, esta distancia presenta dicha distribución, tal como se presenta en la ecuación (5.2):

$$f_d(d) = 2\pi\lambda_d d e^{-\pi\lambda_d d^2} \quad (5.2)$$

El enlace celular comprende una BS típica localizada en el origen y su CU asociado, el cual se encuentra ubicado a una distancia aleatoria r . Siguiendo la política de asociación del CU a la BS más cercana [13], la variable aleatoria r presenta una distribución Rayleigh y su PDF viene dada por la ecuación (5.3):

$$f_r(r) = 2\pi\lambda_c r e^{-\pi\lambda_c r^2} \quad (5.3)$$

La ganancia del canal γ entre el CU y la BS que comprende las pérdidas por trayectoria y los desvanecimientos rápidos se muestra en la ecuación (5.4):

$$\gamma = g_0 r^{-\alpha} \quad (5.4)$$

Donde g_0 es el factor de desvanecimiento, que es una variable i.i.d. con los desvanecimientos de los demás canales y presenta una distribución exponencial con parámetro μ , y α es el exponente de pérdidas por trayectoria. La ganancia del canal ζ entre el $DU-Tx$ y el $DU-Rx$ está dada por la ecuación (5.5):

$$\zeta = h_0 l^{-\alpha} \quad (5.5)$$

Donde h_0 es el factor de desvanecimiento, con distribución exponencial y parámetro μ . Por último, la ganancia del canal ξ entre el *DU-Tx* y la *BS* está dada por la ecuación (5.6):

$$\xi = k_0 d^{-\alpha} \quad (5.6)$$

Donde k_0 es el factor de desvanecimiento, con distribución exponencial y parámetro μ . Además, considerando las ganancias de los respectivos canales, en el modelo del sistema propuesto se estudiarán tres casos para la comunicación celular y la comunicación *D2D*, los cuales se describen a continuación:

- En el primer caso suponemos que en la celda se encuentra activo un enlace celular para un *CU*. En el recurso asignado a dicho enlace se establece una comunicación *D2D*, dicha comunicación se establece considerando que la ganancia del canal ζ es mayor a la ganancia del canal ξ . De esta manera se asegura que la comunicación *D2D* es la más adecuada debido a que las pérdidas son menores en comparación con las pérdidas que se tienen hacia la *BS*, y se lleva a cabo en el modo de reutilización de recursos con enlace directo.
- Para el segundo caso suponemos que en la celda se establece un enlace celular, dicho enlace se establece considerando la ganancia del canal γ es mayor que la ganancia del canal que existe entre el *CU* y su receptor con el que se desea comunicar (que se puede encontrar en la celda bajo estudio o en alguna otra celda), de manera que la comunicación *D2D* no es factible. En el recurso asignado a dicho *CU* se establece una comunicación *D2D*, dicha comunicación se establece considerando que la ganancia del canal ζ es mayor a la ganancia del canal ξ , asegurando que la comunicación *D2D* es factible y se lleva a cabo en el modo de reutilización de recursos con enlace directo.
- Para el tercer caso suponemos que en la celda se encuentra activo un enlace celular para un *CU*. En el recurso asignado a dicho enlace se establece una comunicación *D2D*. Tanto la comunicación celular como la comunicación

D2D se lleva a cabo sin tener en cuenta ninguna condición para establecer dichos enlaces, por lo que no se asegura que la comunicación *D2D* sea la más adecuada. Este caso servirá para comparar los dos casos antes descritos.

5.3 Distribución de la ganancia del canal.

Dado que la ganancia del canal viene dada por el cociente de una variable aleatoria con distribución exponencial y una variable aleatoria Rayleigh elevada a la α , para obtener la *PDF* de γ , ζ y ξ primeramente obtendremos la *PDF* de una variable aleatoria con distribución Rayleigh elevada a la α . Sea una variable aleatoria x con *PDF* $f_X(x)$ y dominio $[0, \infty)$, si se tiene una transformación de la forma $y = g(x) = x^\alpha$, la ecuación anterior tiene α raíces. Como el dominio de la función solo comprende valores reales positivos en el intervalo $[0, \infty)$, solo es válida la primera raíz positiva y real dada por $x_0 = y^{1/\alpha}$. Ahora derivamos la función $g(x)$ respecto a x y tenemos $g'(x) = \alpha x^{\alpha-1}$. Recordando el teorema fundamental de la probabilidad de la ecuación (5.7):

$$f_Y(y) = \frac{f_X(x_0)}{|g'(x_0)|} \quad (5.7)$$

Si x es una variable aleatoria con distribución Rayleigh $f_X(x) = 2\pi\lambda x e^{-\pi\lambda x^2}$. Entonces $f_Y(y)$ se obtiene tal como se muestra en la ecuación (5.8):

$$f_Y(y) = \frac{2\pi\lambda y^{1/\alpha} e^{-\pi\lambda y^{2/\alpha}}}{\alpha y^{\alpha-1/\alpha}} \quad (5.8)$$

Reacomodando términos y simplificando, la ecuación (5.8) se reduce a la ecuación (5.9):

$$f_Y(y) = \frac{2\pi\lambda}{\alpha} (y^{1/\alpha})(y^{1-\alpha/\alpha}) e^{-\pi\lambda y^{2/\alpha}} = \frac{2\pi\lambda}{\alpha} (y^{2-\alpha/\alpha}) e^{-\pi\lambda y^{2/\alpha}} \quad (5.9)$$

Haciendo $\delta = 2/\alpha$, y sustituyendo en (5.9) finalmente $f_Y(y)$ viene dada por la ecuación (5.10):

$$f_Y(y) = \delta\pi\lambda y^{\delta-1} e^{-\pi\lambda y^\delta} \quad (5.10)$$

Ahora obtendremos la *PDF* del cociente entre una variable aleatoria x con distribución exponencial y la nueva variable y con distribución dada por la ecuación (5.10), denotado como $z = x/y$. En [18] se presenta el resultado conocido para la *PDF* resultante del cociente de dos variables, el cual se muestra en la ecuación (5.11):

$$f_Z(z) = \int_0^\infty w f_{XY}(zw, w) dw \quad (5.11)$$

Dado que x y y son variables aleatorias independientes, la función de distribución conjunta $f_{XY}(x, y)$ esta dada por $f_{XY}(x, y) = f_X(x)f_Y(y)$ por lo tanto $f_Z(z)$ tiene la forma de la ecuación (5.12):

$$f_Z(z) = \int_0^\infty w f_X(zw) f_Y(w) dw \quad (5.12)$$

Recordando que x tiene una distribución exponencial, con función $f_X(x) = \mu e^{-x\mu}$ y sustituyendo junto con (5.10) en (5.12) tenemos (5.13):

$$f_Z(z) = \int_0^\infty w (\mu e^{-zw\mu}) (\delta\pi\lambda w^{\delta-1} e^{-\pi\lambda w^\delta}) dw \quad (5.13)$$

Reduciendo y agrupando términos tenemos de forma general la ecuación (5.14):

$$f_Z(z) = \delta\pi\lambda\mu \int_0^\infty w^\delta (e^{-zw\mu - \pi\lambda w^\delta}) dw \quad (5.14)$$

Con base a los resultados mostrados en los modelos de canal presentados en el capítulo 2 donde se muestra que para algunos entornos se tienen valores de exponente de pérdidas por trayectoria de aproximadamente 2, por lo tanto, se toma un valor de $\alpha = 2$ ($\delta = 1$) para obtener la función $f_Z(z)$ de forma cerrada, por lo tanto (5.14) se puede reducir en (5.15):

$$f_Z(z) = \pi\lambda\mu \int_0^{\infty} w e^{-w(z\mu+\pi\lambda)} dw \quad (5.15)$$

Resolviendo la ecuación (5.15) (ver apéndice A) se obtiene la función $f_Z(z)$ dada por la ecuación (5.16):

$$f_Z(z) = \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (5.16)$$

Posteriormente se realizó una simulación de las variables aleatorias implicadas para obtener (5.16).

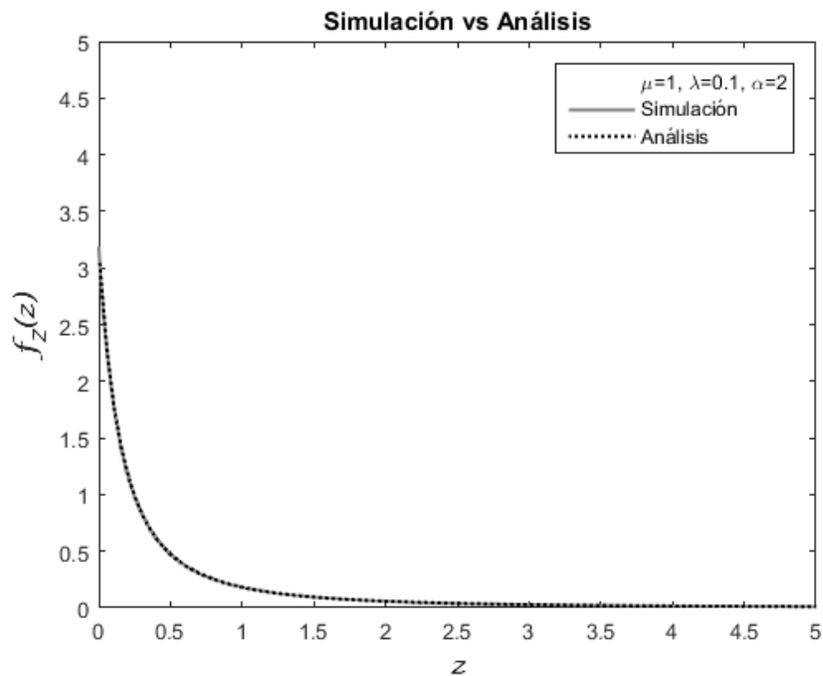


Figura 5.2. Simulación vs evaluación de la función dada por la ecuación (5.10).

En la figura 5.2 se muestra la comparación entre la evaluación de la función dada por la ecuación (5.16) y los resultados obtenidos mediante simulación.

Para el enlace celular, el canal γ no se ve afectado por ninguna condición, por lo que haciendo los cambios de variable $\lambda = \lambda_c$ y $z = \gamma$ obtenemos la *PDF* para γ descrita por la ecuación (5.17):

$$f_Y(\gamma) = \frac{\pi\lambda_c\mu}{(\mu\gamma + \pi\lambda_c)^2} \quad (5.17)$$

Sin embargo, para dicho enlace el canal ξ se ve afectado por la condición $\zeta > \xi$ por lo que su *PDF* se encuentra condicionada. Partimos del hecho de que ξ antes de la condición tiene una distribución $f_Z(z)$ presentada en (5.16) y que ζ tiene una distribución $f_W(w)$ como la mostrada en la ecuación (5.18):

$$f_W(w) = \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \quad (5.18)$$

La *PDF* condicionada de ξ se puede obtener a partir de la ecuación (5.19):

$$F_Z(Z \leq z | Z < W) = \int_0^\infty \frac{P(Z \leq z, Z < W)}{P(Z < W)} f_W(w) dw \quad (5.19)$$

De la intersección que cumple que $Z \leq z$ y $Z < W$ (ver apéndice B) tenemos que la probabilidad $P(Z \leq z, Z < W)$ viene dada por la ecuación (5.20):

$$P(Z \leq z, Z < W) = \int_0^\infty \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' - \int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' \quad (5.20)$$

Resolviendo la primera integral de (5.20) y debido a la independencia de Z y W , sabemos que la función de distribución conjunta de dos variables independientes viene dada por $f_{ZW}(z', w') = f_Z(z')f_W(w')$, obteniendo la ecuación (5.21):

$$\int_0^\infty \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_0^\infty f_Z(z') dz' \right] \left[\int_0^z f_W(w') dw' \right] \quad (5.21)$$

Recordando que $\int_0^\infty f_Z(z') dz' = 1$, y sustituyendo $f_W(w')$ en (5.21) obtenemos la ecuación (5.22):

$$\int_0^\infty \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \int_0^z \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w' + \pi\lambda)^2} dw' \quad (5.22)$$

Resolviendo (ver apéndice B) y evaluando en los límites de integración se obtiene la ecuación (5.23):

$$\int_0^{\infty} \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \frac{\mu z}{(\mu z + \pi \lambda)} \quad (5.23)$$

Para resolver la segunda integral dada en la ecuación (5.20), considerando la independencia entre Z y W y sustituyendo $f_Z(z')$ y $f_W(w')$, tenemos la ecuación (5.24):

$$\int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_w^z \frac{\pi \lambda \mu}{(\mu z' + \pi \lambda)^2} dz' \right] \left[\int_0^z \frac{\pi \lambda \mu}{(\mu w' + \pi \lambda)^2} dw' \right] \quad (5.24)$$

Resolviendo cada integral (ver apéndice B) obtenemos la ecuación (5.25):

$$\int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[-\frac{\pi \lambda}{(\mu z' + \pi \lambda)} \Big|_w^z \right] \left[-\frac{\pi \lambda}{(\mu w' + \pi \lambda)} \Big|_0^z \right] \quad (5.25)$$

Evaluando en los límites de integración y reduciendo términos se tiene la ecuación (5.26):

$$\int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = (\pi \lambda)^2 \left\{ \left[\frac{\mu(w - z)}{(\mu z + \pi \lambda)(\mu w + \pi \lambda)} \right] \left[\frac{-\mu z}{(\pi \lambda)(\mu z + \pi \lambda)} \right] \right\} \quad (5.26)$$

Realizando el producto de los términos dentro de los corchetes en (5.26) y reduciendo obtenemos (5.27):

$$\int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \pi \lambda \mu^2 \left[\frac{z^2 - wz}{(\mu z + \pi \lambda)^2 (\mu w + \pi \lambda)} \right] \quad (5.27)$$

Sustituyendo (5.23) y (5.27) en (5.20) obtenemos $P(Z \leq z, Z < W)$ dada por la ecuación (5.28):

$$P(Z \leq z, Z < W) = \frac{\mu z}{(\mu z + \pi \lambda)} - \pi \lambda \mu^2 \left[\frac{z^2 - wz}{(\mu z + \pi \lambda)^2 (\mu w + \pi \lambda)} \right] \quad (5.28)$$

Desarrollando y reduciendo términos en (5.28) obtenemos (5.29):

$$P(Z \leq z, Z < W) = \frac{\mu^3 z^2 w + 2\pi \lambda \mu^2 wz + \pi^2 \lambda^2 \mu z}{(\mu z + \pi \lambda)^2 (\mu w + \pi \lambda)} \quad (5.29)$$

Ahora proseguimos a obtener la expresión para $P(Z < W)$ tal como se muestra en la ecuación (5.30):

$$P(Z < W) = \int_0^{\infty} \int_0^w f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_0^w f_Z(z') dz' \right] \left[\int_0^{\infty} f_W(w') dw' \right] \quad (5.30)$$

Teniendo en cuenta que $\int_0^{\infty} f_W(w') dw' = 1$, y sustituyendo $f_Z(z')$ en (5.30) obtenemos la ecuación (5.31):

$$P(Z < W) = \int_0^w \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu z' + \pi\lambda)^2} dz' = \frac{\mu w}{(\mu w + \pi\lambda)} \quad (5.31)$$

Realizando el cociente entre (5.29) y (5.31), y reduciendo términos tenemos la ecuación (5.32):

$$\frac{P(Z \leq z, Z < W)}{P(Z < W)} = \frac{\mu^2 z^2 + 2\pi\lambda\mu z + \pi^2 \lambda^2 (z/w)}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (5.32)$$

Sustituyendo (5.32) y (5.18) en (5.19) para obtener $F_Z(Z \leq z | Z < W)$ tenemos:

$$F_Z(Z \leq z | Z < W) = \int_0^{\infty} \left[\frac{\mu^2 z^2 + 2\pi\lambda\mu z + \pi^2 \lambda^2 (z/w)}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \right] \left[\frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \right] dw \quad (5.33)$$

Resolviendo (5.33) (ver apéndice B) obtenemos (5.34):

$$F_Z(Z \leq z | Z < W) = \frac{\mu^2 z^2 + 2\pi\lambda\mu z}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (5.34)$$

Derivando (5.34) respecto a z para obtener la *PDF* condicional $f_Z(Z \leq z | Z < W)$ dada por la ecuación (5.35):

$$f_Z(Z \leq z | Z < W) = \frac{2\pi^2 \lambda^2 \mu}{(\mu z + \pi\lambda)^3} \quad (5.35)$$

Por último, haciendo cambio de variable $\lambda = \lambda_d$, $Z = \xi$ y $W = \zeta$ obtenemos la *PDF* condicional de ξ dada por la ecuación (5.36):

$$f_{\xi}(\xi|\xi < \gamma) = \frac{2\pi^2\lambda_d^2\mu}{(\mu\xi + \pi\lambda_d)^3} \quad (5.36)$$

Para comprobar la *PDF* dada por la ecuación (5.35) se llevó a cabo una simulación de los que cumplieran la condición establecida, la comparación entre los resultados de dicha simulación y la evaluación de la función dada por la ecuación (5.35) se muestran en la figura 5.3.

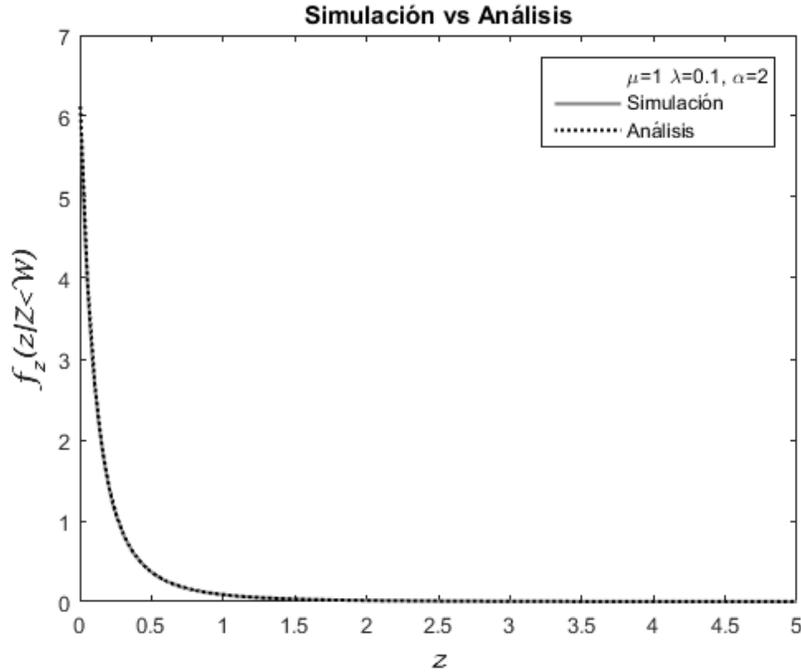


Figura 5.3. Simulación vs evaluación de la función dada por la ecuación (5.36).

Para el enlace *D2D* el canal ζ también se ve afectado por la condición $\zeta > \xi$ por lo que su *PDF* se encuentra condicionada. De igual manera, partimos del hecho de que ξ antes de la condición tiene una distribución $f_z(z)$ presentada en (5.16) y que ζ tiene una distribución $f_w(w)$ como la mostrada en la ecuación (5.18), la *PDF* condicionada de ζ se puede obtener a partir de la ecuación (5.37):

$$F_w(W \leq w|W > Z) = \int_0^{\infty} \frac{P(W \leq w, W > Z)}{P(W > Z)} f_z(z) dz \quad (5.37)$$

De la intersección que cumple que $W \leq w$ y $W > Z$ (ver apéndice C) tenemos que la probabilidad $P(W \leq w, W > Z)$ viene dada por la ecuación (5.38):

$$P(W \leq w, W > Z) = \int_z^w \int_0^w f_{ZW}(z', w') dz' dw' \quad (5.38)$$

Debido a la independencia de Z y W y sustituyendo $f_Z(z')$ y $f_W(w')$, tenemos la ecuación (5.39):

$$P(W \leq w, W > Z) = \left[\int_0^w \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu z' + \pi\lambda)^2} dz' \right] \left[\int_z^w \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w' + \pi\lambda)^2} dw' \right] \quad (5.39)$$

Resolviendo cada integral (ver apéndice C) y antes de evaluar los límites obtenemos la ecuación (5.40):

$$P(W \leq w, W > Z) = \left[-\frac{\pi\lambda}{(\mu z' + \pi\lambda)} \Big|_0^w \right] \left[-\frac{\pi\lambda}{(\mu w' + \pi\lambda)} \Big|_z^w \right] \quad (5.40)$$

Evaluando en los límites de integración y reduciendo términos se tiene la ecuación (5.41):

$$P(W \leq w, W > Z) = (\pi\lambda)^2 \left\{ \left[\frac{-\mu w}{(\pi\lambda)(\mu w + \pi\lambda)} \right] \left[\frac{\mu(z - w)}{(\mu w + \pi\lambda)(\mu z + \pi\lambda)} \right] \right\} \quad (5.41)$$

Realizando el producto de los términos dentro de los corchetes en (5.41) y reduciendo obtenemos (5.42):

$$P(W \leq w, W > Z) = \pi\lambda\mu^2 \left[\frac{w^2 - wz}{(\mu w + \pi\lambda)^2(\mu z + \pi\lambda)} \right] \quad (5.42)$$

Obtenemos la expresión para $P(W > Z)$ tal como se muestra en la ecuación (5.43):

$$P(W > Z) = \int_z^\infty \int_0^\infty f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_0^\infty f_Z(z') dz' \right] \left[\int_z^\infty f_W(w') dw' \right] \quad (5.43)$$

Teniendo en cuenta que $\int_0^\infty f_Z(z') dz' = 1$, y sustituyendo $f_W(w')$ en (5.43) obtenemos la ecuación (5.44):

$$P(W > Z) = \int_z^\infty \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w' + \pi\lambda)^2} dw' = \frac{\pi\lambda}{(\mu z + \pi\lambda)} \quad (5.44)$$

Realizando el cociente entre (5.42) y (5.44), y reduciendo términos tenemos la ecuación (5.45):

$$\frac{P(W \leq w, W > Z)}{P(W > Z)} = \frac{\mu^2(w^2 - zw)}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \quad (5.45)$$

Sustituyendo (5.45) y (5.16) en (5.37) para obtener $F_W(W \leq w|W > Z)$ obtenemos (5.46):

$$F_W(W \leq w|W > Z) = \int_0^\infty \left[\frac{\mu^2(w^2 - zw)}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \right] \left[\frac{\pi\lambda\mu}{(\mu z + \pi\lambda)} \right] dz \quad (5.46)$$

Resolviendo (5.46) (ver apéndice C) obtenemos la *CDF* dada por (5.47):

$$F_W(W \leq w|W > Z) = \frac{\mu^2 w^2}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \quad (5.47)$$

Derivando (5.47) respecto a w para obtener la *PDF* mostrada en la ecuación (5.48):

$$f_w(W \leq w|W > Z) = \frac{2\pi\lambda\mu^2 w}{(\mu w + \pi\lambda)^3} \quad (5.48)$$

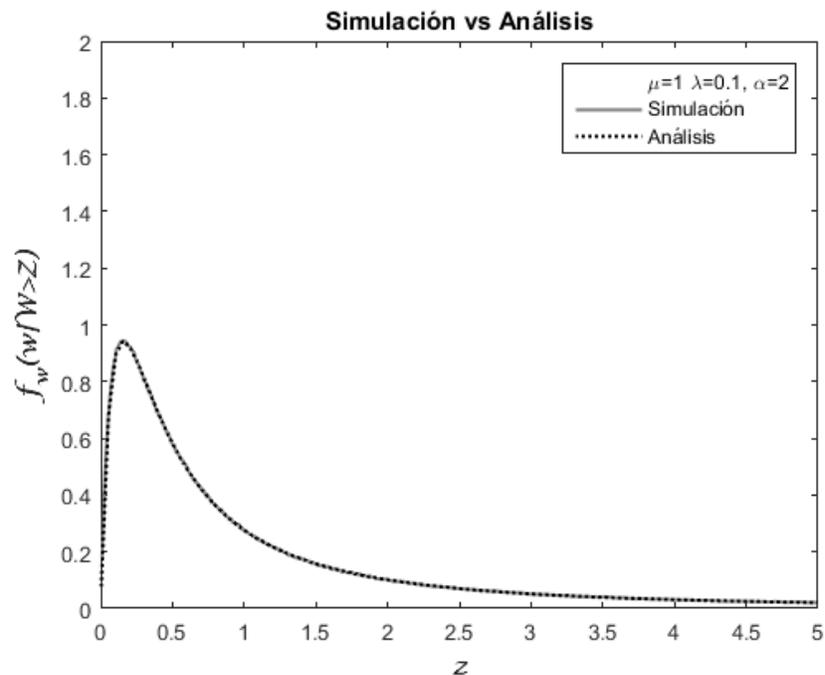


Figura 5.4. Simulación vs evaluación de la función dada por la ecuación (5.48).

En la figura 5.4 se muestra la comparación entre la evaluación de la función dada por (5.48) y la *PDF* obtenida mediante simulación. Por último, haciendo cambio de variable $\lambda = \lambda_d$, $Z = \xi$ y $W = \zeta$ obtenemos la *PDF* condicional de ζ dada por la ecuación (5.49):

$$f_{\zeta}(\zeta|\zeta > \xi) = \frac{2\pi\lambda_d\mu^2\zeta}{(\mu\zeta + \pi\lambda_d)^3} \quad (5.49)$$

Además, en el enlace celular, el canal γ se ve afectado por la condición $\gamma > \varphi$ siendo φ la ganancia del canal del receptor con el que se desea comunicar a través de la *BS*, por lo que la *PDF* γ también se encuentra condicionada. Partimos del hecho de que γ antes de la condición tiene una distribución $f_z(z)$ presentada en (5.16) y que φ tiene una distribución $f_w(w)$ como la mostrada en la ecuación (5.18). La *PDF* condicionada de γ se puede obtener a partir de la ecuación (5.50):

$$F_Z(Z \leq z|Z > W) = \int_0^{\infty} \frac{P(Z \leq z, Z > W)}{P(Z > W)} f_w(w) dw \quad (5.50)$$

Debido a la intersección de la probabilidad $P(Z \leq z, Z > W)$ la variable aleatoria Z se encuentra acotadas por $w < Z \leq z$, por otro lado, la variable aleatoria W se encuentra acotada por $0 \leq W < z$ (ver apéndice D). Por lo tanto, la probabilidad $P(Z \leq z, Z > W)$ viene dada por la ecuación (5.51):

$$P(Z \leq z, Z > W) = \int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' \quad (5.51)$$

La integral de la ecuación (5.51) es la misma integral que la ecuación (5.27) por lo que la probabilidad $P(Z \leq z, Z > W)$ viene dada por la ecuación (5.52):

$$P(Z \leq z, Z > W) = \pi\lambda\mu^2 \left[\frac{z^2 - wz}{(\mu z + \pi\lambda)^2(\mu w + \pi\lambda)} \right] \quad (5.52)$$

Ahora obtenemos la expresión para $P(Z > W)$ tal como se muestra en la ecuación (5.53):

$$P(Z > W) = \int_0^{\infty} \int_w^{\infty} f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_w^{\infty} f_Z(z') dz' \right] \left[\int_0^{\infty} f_W(w') dw' \right] \quad (5.53)$$

Teniendo en cuenta que $\int_0^{\infty} f_W(w') dw' = 1$, y sustituyendo $f_Z(z')$ en (5.53) obtenemos la ecuación (5.54):

$$P(Z > W) = \int_w^{\infty} \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu z' + \pi\lambda)^2} dz' = \frac{\pi\lambda}{(\mu w + \pi\lambda)} \quad (5.54)$$

Realizando el cociente entre (5.52) y (5.54), y reduciendo términos tenemos la ecuación (5.55):

$$\frac{P(Z \leq z, Z > W)}{P(Z < W)} = \frac{\mu^2(z^2 - wz)}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (5.55)$$

Sustituyendo (5.55) y (5.18) en (5.50) para obtener $F_Z(Z \leq z | Z < W)$ tenemos (5.56):

$$F_Z(Z \leq z | Z > W) = \int_0^{\infty} \left[\frac{\mu^2(z^2 - wz)}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \right] \left[\frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \right] dw \quad (5.56)$$

Resolviendo (5.56) (ver apéndice D) obtenemos la *CDF* dada por (5.57):

$$F_Z(Z \leq z | Z > W) = \frac{\mu^2 z^2}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (5.57)$$

Derivando (5.57) respecto a z para obtener la *PDF* mostrada en la ecuación (5.58):

$$f_Z(Z \leq z | Z > W) = \frac{2\pi\lambda\mu^2 z}{(\mu z + \pi\lambda)^3} \quad (5.58)$$

En la figura 5.5 se muestra la comparación entre la evaluación de la función dada por (5.58) y la *PDF* obtenida mediante simulación. Por último, haciendo cambio de variable $\lambda = \lambda_c$, $Z = \gamma$ y $W = \varphi$ obtenemos la *PDF* condicional de γ dada por la ecuación (5.59):

$$f_{\gamma}(\gamma | \gamma > \varphi) = \frac{2\pi\lambda_c\mu^2\gamma}{(\mu\gamma + \pi\lambda_c)^3} \quad (5.59)$$

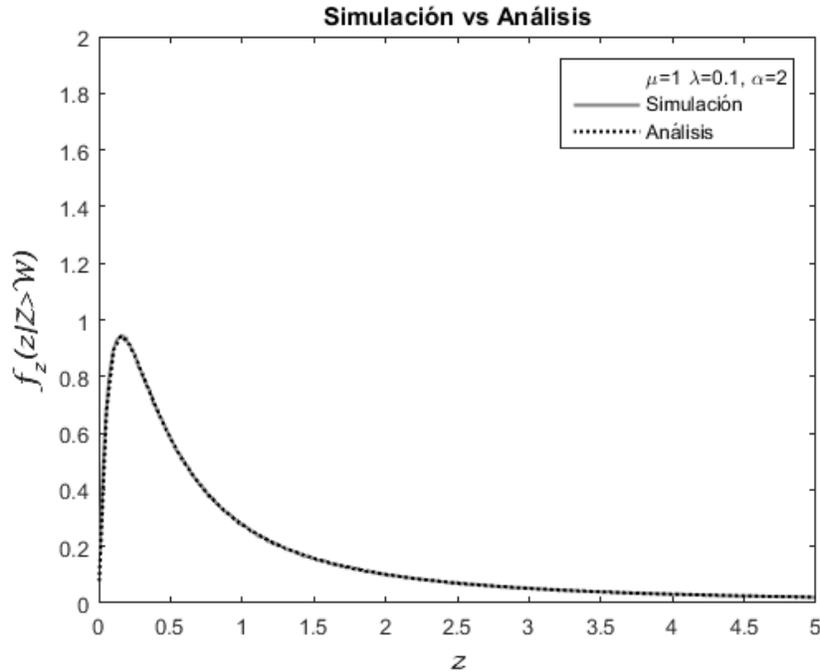


Figura 5.5. Simulación vs evaluación de la función dada por la ecuación (5.58).

Por último, para el enlace celular y *D2D* el canal entre el *CU* y el *DU-Rx*, que denotaremos como ϕ , al no verse afectada por ninguna condición, tiene una distribución igual a la mostrada en la ecuación (5.16), por lo que haciendo cambio de variable $\lambda = \lambda_c$ y $z = \phi$ su *PDF* viene dada por la ecuación (5.60):

$$f_{\phi}(\phi) = \frac{\pi\lambda_c\mu}{(\mu\phi + \pi\lambda_c)^2} \quad (5.60)$$

Con las ecuaciones (5.17), (5.36) y (5.59) para el enlace celular, (5.49) y (5.60) para el enlace *D2D* obtendremos la *SIR* en los receptores (*BS* y *DU-Rx*) y posteriormente desarrollaremos las expresiones para las probabilidades de transmisión exitosa para el *UL* celular y el *UL D2D* tal como se presenta en la siguiente sección para así observar el desempeño de la red para para la comunicación celular y para la comunicación *D2D* considerando los casos 1, 2 y 3 presentados en esta sección.

5.4 Probabilidad de transmisión exitosa.

En esta sección se obtendrá la probabilidad de transmisión exitosa en el enlace celular y en el enlace *D2D* para cada uno de los casos propuestos en el modelo del

sistema y así obtener una métrica que nos permita observar el comportamiento de una red celular cuando se tienen comunicaciones *D2D* subyacentes. Consideramos que la red se encuentra limitada por interferencia, por lo que para facilitar el análisis el ruido se considera despreciable.

Para el primer caso la *SIR* recibida del enlace celular, es decir, la *SIR* recibida en la *BS*, se puede expresar como (5.61):

$$SIR_c = \frac{P_c \gamma}{P_d \xi} = \Delta \rho \quad (5.61)$$

Donde $\Delta = P_c/P_d$ es el factor de potencia y $\rho = \gamma/\xi$ es el cociente de ambos canales (el deseado y el interferente). Para encontrar la distribución de ρ , partimos de la ecuación (5.12), sustituyendo (5.17) evaluada en $f_\gamma(zw)$ y (5.36) evaluada en $f_\xi(w)$ para obtener la ecuación (5.62):

$$f_z(z) = \int_0^\infty w \left[\frac{\pi \lambda_c \mu}{(\mu z w + \pi \lambda_c)^2} \right] \left[\frac{2\pi^2 \lambda_d^2 \mu}{(\mu w + \pi \lambda_d)^3} \right] dw \quad (5.62)$$

Sacando de la integral los terminos constantes tenemos (5.63):

$$f_z(z) = 2\pi^3 \lambda_c \lambda_d^2 \mu^2 \int_0^\infty \frac{w dw}{(\mu z w + \pi \lambda_c)^2 (\mu w + \pi \lambda_d)^3} \quad (5.63)$$

Debido a la dificultad de resolución de (5.63), dicha ecuación se resolvió con ayuda del software matematico *Mathematica*, obteniendo la ecuación (5.64):

$$f_z(z) = \lambda_c \lambda_d \left\{ \frac{[(\lambda_c - \lambda_d z)(\lambda_c + 5\lambda_d z)] + [2\lambda_d z(2\lambda_c + \lambda_d z) \ln(\lambda_d z/\lambda_c)]}{(\lambda_c - \lambda_d z)^4} \right\} \quad (5.64)$$

Haciendo cambio de variable $z = \rho$ obtenemos la PDF de ρ dada por la ecuación (5.65):

$$f_\rho(\rho) = \lambda_c \lambda_d \left\{ \frac{[(\lambda_c - \lambda_d \rho)(\lambda_c + 5\lambda_d \rho)] + [2\lambda_d \rho(2\lambda_c + \lambda_d \rho) \ln(\lambda_d \rho/\lambda_c)]}{(\lambda_c - \lambda_d \rho)^4} \right\} \quad (5.65)$$

Para obtener la probabilidad de transmisión exitosa p_c partimos de la ecuación (5.66):

$$p_c \triangleq \mathbb{P}(SIR_c > T) = \mathbb{P}(\Delta\rho > T) = \mathbb{P}(\rho > T\Delta^{-1}) = \int_{T\Delta^{-1}}^{\infty} f_{\rho}(\rho) d\rho \quad (5.66)$$

Donde T es el umbral de SIR , sustituyendo (5.65) en (5.66) y resolviendo obtenemos la probabilidad de transmisión exitosa p_c dada por la ecuación (5.67):

$$p_c = \lambda_c \left\{ \frac{[(3\lambda_d T\Delta^{-1} - \lambda_c)(\lambda_c - \lambda_d T\Delta^{-1})] + [2(\lambda_d T\Delta^{-1})^2 \ln(\lambda_d T\Delta^{-1}/\lambda_c)]}{(\lambda_d T\Delta^{-1} - \lambda_c)^3} \right\} \quad (5.67)$$

Para el segundo el caso en el enlace celular la SIR recibida en la BS esta dada también por (5.61), pero para este caso la PDF de γ esta dada por (5.59). Así que para obtener la distribución de $\rho = \gamma/\xi$ sustituimos (5.59) y (5.36) en (5.12) y obtenemos (5.68):

$$f_z(z) = \int_0^{\infty} w \left[\frac{2\pi\lambda_c\mu^2zw}{(\mu zw + \pi\lambda_c)^3} \right] \left[\frac{2\pi^2\lambda_d^2\mu}{(\mu w + \pi\lambda_d)^3} \right] dw \quad (5.68)$$

Sacando los terminos constantes fuera de la integral tenemos (5.69):

$$f_z(z) = 4\pi^3\lambda_c\lambda_d^2\mu^3z \int_0^{\infty} \frac{w^2 dw}{(\mu zw + \pi\lambda_c)^3(\mu w + \pi\lambda_d)^3} \quad (5.69)$$

Integrando (5.69) con ayuda de *Mathematica* obtenemos (5.70):

$$f_z(z) = 4\lambda_c\lambda_d^2z \left\{ \frac{(3\lambda_d^2z^2 - 3\lambda_c^2) + [(\lambda_c^2 + 4\lambda_c\lambda_dz + \lambda_d^2z^2) \ln(\lambda_c/\lambda_dz)]}{(\lambda_c - \lambda_dz)^5} \right\} \quad (5.70)$$

Haciendo cambio de variable $z = \rho$ obtenemos la PDF de ρ dada por la ecuación (5.71):

$$f_{\rho}(\rho) = 4\lambda_c\lambda_d^2\rho \left\{ \frac{3\lambda_d^2\rho^2 - 3\lambda_c^2 + [(\lambda_c^2 + 4\lambda_c\lambda_d\rho + \lambda_d^2\rho^2) \ln(\lambda_c/\lambda_d\rho)]}{(\lambda_c - \lambda_d\rho)^5} \right\} \quad (5.71)$$

Sustituyendo (5.71) en (5.76) e integrando obtenemos la probabilidad de transmisión exitosa p_c dada por la ecuación (5.72):

$$p_c = \lambda_c \left\{ \frac{A - B}{(\lambda_c - \lambda_d T \Delta^{-1})^3} \right\} \quad (5.72)$$

Donde A y B viene están dadas por la ecuación (5.73) y (5.74) respectivamente:

$$A = [(\lambda_c - \lambda_d T \Delta^{-1})(\lambda_c^2 - 3\lambda_c \lambda_d T \Delta^{-1} + 8(\lambda_d T \Delta^{-1})^2)] \quad (5.73)$$

$$B = [2(\lambda_d T \Delta^{-1})^2(\lambda_c + 2\lambda_d T \Delta^{-1}) \ln(\lambda_c / \lambda_d T \Delta^{-1})] \quad (5.74)$$

Para tener un punto de comparación se obtiene la *SIR* en la *BS* cuando no se aplica condición respecto a las ganancias de los canales que es el tercer caso. En el enlace celular la *SIR* en la *BS* está dada por la ecuación (5.61), la distribución de la ganancia del canal γ para este caso está dado por la ecuación (5.17), para la *PDF* de la ganancia del canal ξ empleamos la ecuación (5.16) haciendo el cambio de variable $z = \xi$ y $\lambda = \lambda_d$, por la que la función de ξ sin condición viene dada por la ecuación (5.75):

$$f_\xi(\xi) = \frac{\pi \lambda_d \mu}{(\mu \xi + \pi \lambda_d)^2} \quad (5.75)$$

Para obtener la distribución de $\rho = \gamma / \xi$ sustituimos (5.17) y (5.75) en (5.12) y obtenemos (5.76):

$$f_Z(z) = \int_0^\infty w \left[\frac{\pi \lambda_c \mu}{(\mu z w + \pi \lambda_c)^2} \right] \left[\frac{\pi \lambda_d \mu}{(\mu w + \pi \lambda_d)^2} \right] dw \quad (5.76)$$

Resolviendo (5.76) con ayuda de *Mathematica* obtenemos (5.77):

$$f_Z(z) = \lambda_c \lambda_d \left\{ \frac{2\lambda_d z - 2\lambda_c + [(\lambda_c + \lambda_d z) \ln(\lambda_c / \lambda_d z)]}{(\lambda_c - \lambda_d z)^3} \right\} \quad (5.77)$$

Haciendo cambio de variable $z = \rho$, sustituyendo en (5.52) y resolviendo obtenemos la probabilidad de transmisión exitosa p_c dada por la ecuación (5.78):

$$p_c = \lambda_c \left\{ \frac{\lambda_c - \lambda_d T \Delta^{-1} - [\lambda_d T \Delta^{-1} \ln(\lambda_c / \lambda_d T \Delta^{-1})]}{(\lambda_c - \lambda_d T \Delta^{-1})^2} \right\} \quad (5.78)$$

La probabilidad de transmisión exitosa en el enlace *D2D* solo se reduce al primer y tercer caso descritos en el modelo del sistema, ya que el canal interferente ente el *CU* y el *DU-Rx* no se ve afectado por ninguna condición. Por lo tanto, para el primer caso en el enlace *D2D* la *SIR* recibida del enlace *D2D*, es decir, la *SIR* recibida en la *DU-Rx*, viene expresada como se muestra en la ecuación (5.79):

$$SIR_d = \frac{P_d \zeta}{P_c \phi} = \Omega \varrho \quad (5.79)$$

Donde $\Omega = P_d/P_c$ es el factor de potencia y $\varrho = \zeta/\phi$ es el cociente entre el canal del *DU-Tx* al *DU-Rx* dado por la ecuación (5.49) y el canal interferente del *CU* al *DU-Rx* dado por la ecuación (5.60). Para encontrar la distribución de ϱ , partimos de la ecuación (5.12), sustituyendo (5.49) y (5.60) con $f_\zeta(zw)$ y $f_\phi(w)$ para obtener la ecuación (5.80):

$$f_Z(z) = \int_0^\infty w \left[\frac{2\pi\lambda_d\mu^2zw}{(\mu zw + \pi\lambda_d)^3} \right] \left[\frac{\pi\lambda_c\mu}{(\mu zw + \pi\lambda_c)^2} \right] dw \quad (5.80)$$

Sacando de la integral los terminos constantes tenemos (5.81):

$$f_Z(z) = 2\pi^2\lambda_d\lambda_c\mu^3z \int_0^\infty \frac{w^2 dw}{(\mu zw + \pi\lambda_c)^2(\mu w + \pi\lambda_d)^3} \quad (5.81)$$

Debido a la dificultad de resolución de (5.81), dicha ecuación se resolvió con ayuda del software matemático *Mathematica*, obteniendo la ecuación (5.82):

$$f_Z(z) = \lambda_d\lambda_c \left\{ \frac{[(\lambda_d - \lambda_c z)(\lambda_d + 5\lambda_c z)] + [2\lambda_c z(2\lambda_d + \lambda_c z) \ln(\lambda_c z/\lambda_d)]}{(\lambda_d - \lambda_c z)^4} \right\} \quad (5.82)$$

Haciendo cambio de variable $z = \varrho$ obtenemos la *PDF* de ϱ dada por la ecuación (5.83):

$$f_\varrho(\varrho) = \lambda_d\lambda_c \left\{ \frac{[(\lambda_d - \lambda_c \varrho)(\lambda_d + 5\lambda_c \varrho)] + [2\lambda_c \varrho(2\lambda_d + \lambda_c \varrho) \ln(\lambda_c \varrho/\lambda_d)]}{(\lambda_d - \lambda_c \varrho)^4} \right\} \quad (5.83)$$

Para obtener la probabilidad de transmisión exitosa p_d partimos de la ecuación (5.66), obteniendo la ecuación (5.84):

$$p_d \triangleq \mathbb{P}(SIR_d > T) = \mathbb{P}(\Omega q > T) = \mathbb{P}(q > T\Omega^{-1}) = \int_{T\Omega^{-1}}^{\infty} f_q(q) dq \quad (5.84)$$

Donde T es el umbral de SIR , sustituyendo (5.83) en (5.84) y resolviendo obtenemos la probabilidad de transmisión exitosa p_d dada por la ecuación (5.85):

$$p_d = \lambda_d \left\{ \frac{[2(\lambda_c T\Omega^{-1})^2 \ln(\lambda_c T\Omega^{-1}/\lambda_d)] - [(\lambda_d - 3\lambda_c T\Omega^{-1})(\lambda_d - \lambda_c T\Omega^{-1})]}{(\lambda_c T\Omega^{-1} - \lambda_d)^3} \right\} \quad (5.85)$$

De igual manera para tener un punto de comparación consideramos el tercer caso en el enlace $D2D$ y se obtiene la SIR en el $DU-Rx$ cuando no se aplica condición respecto a la ganancia del canal para llevar a cabo la comunicación $D2D$. La SIR en el $DU-Rx$ está dada por la ecuación (5.79), donde la distribución de la ganancia del canal ζ está dado por la ecuación (5.18), cuando se aplican los cambios de variables $w = \zeta$ y $\lambda = \lambda_d$, lo que resulta en la ecuación (5.86):

$$f_\zeta(\zeta) = \frac{\pi\lambda_d\mu}{(\mu\zeta + \pi\lambda_d)^2} \quad (5.86)$$

Posteriormente sustituyendo (5.86) con $f_\zeta(zw)$ y (5.60) con $f_\phi(w)$ en (5.79) obtenemos la ecuación (5.87):

$$f_Z(z) = \int_0^{\infty} w \left[\frac{\pi\lambda_d\mu}{(\mu zw + \pi\lambda_d)^2} \right] \left[\frac{\pi\lambda_c\mu}{(\mu w + \pi\lambda_c)^2} \right] dw \quad (5.87)$$

Sacando las constantes de la integral e integrando obtenemos la ecuación (5.88):

$$f_Z(z) = \lambda_c\lambda_d \left\{ \frac{2\lambda_c z - 2\lambda_d + [(\lambda_d + \lambda_c z) \ln(\lambda_d/\lambda_c z)]}{(\lambda_d - \lambda_c z)^3} \right\} \quad (5.88)$$

Por último, haciendo cambio de variable $z = \vartheta$, sustituyendo en (5.85) y resolviendo con la ayuda de *Mathematica* obtenemos la probabilidad de transmisión exitosa p_d dada por la ecuación (5.89):

$$p_d = \lambda_d \left\{ \frac{\lambda_d - \lambda_c T\Omega^{-1} + [\lambda_c T\Omega^{-1} \ln(\lambda_c T\Omega^{-1}/\lambda_d)]}{(\lambda_d - \lambda_c T\Omega^{-1})^2} \right\} \quad (5.89)$$

En la siguiente sección se realizará una evaluación analítica de la probabilidad de transmisión exitosa considerando los casos 1, 2 y 3 para el enlace celular dada por las ecuaciones (5.67), (5.72) y (5.78) respectivamente, así como la evaluación de la probabilidad de transmisión exitosa para el enlace *D2D* considerando los casos 1 y 3 dadas por la ecuación (5.85) y (5.89).

5.5 Resultados.

En la figura 5.6 se muestra la probabilidad de transmisión exitosa en el enlace celular para los diferentes casos bajo estudio dada por las ecuaciones (5.67), (5.72) y (5.78), también se presentan los resultados obtenidos mediante simulación de manera que se puedan validar los resultados obtenidos analíticamente.

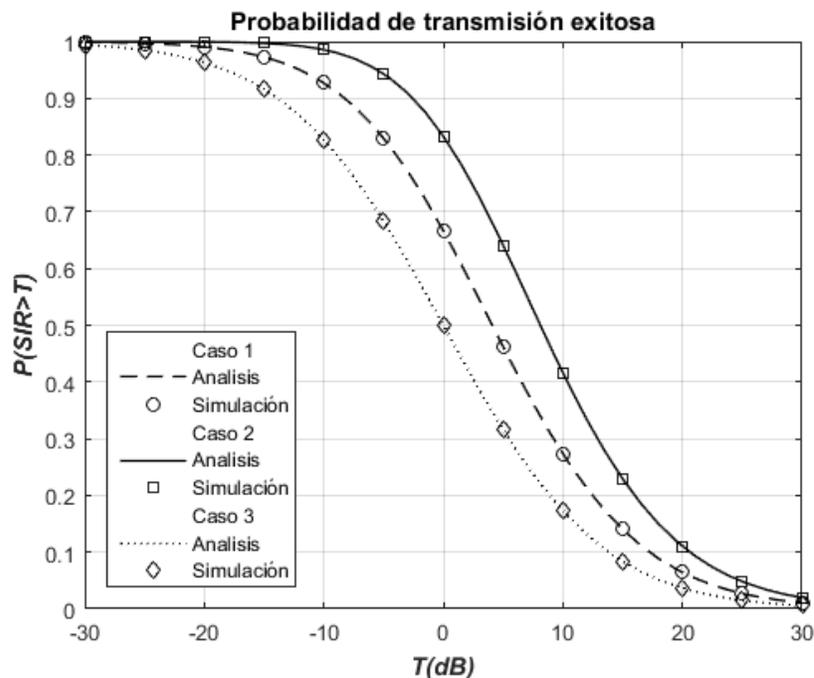


Figura 5.6. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para los tres diferentes casos estudiados.

De las curvas mostradas en la figura 5.6 podemos observar que el segundo caso bajo estudio es aquel que da un mejor desempeño en cuanto a la probabilidad de transmisión exitosa, esto debido a que tanto la comunicación celular como la comunicación *D2D* se establecen tomando las mejores condiciones del canal para

cada uno de ellos, lo que da como resultado en una mayor probabilidad de cobertura. Se logra una mejora del más del 30% respecto al caso en el que las comunicaciones celular y *D2D* se establecen sin ninguna condición o restricción, e incluso el primer caso presenta una mejora de aproximadamente 18% en comparación con lo antes mencionado, para un valor de umbral T de 0 dB.

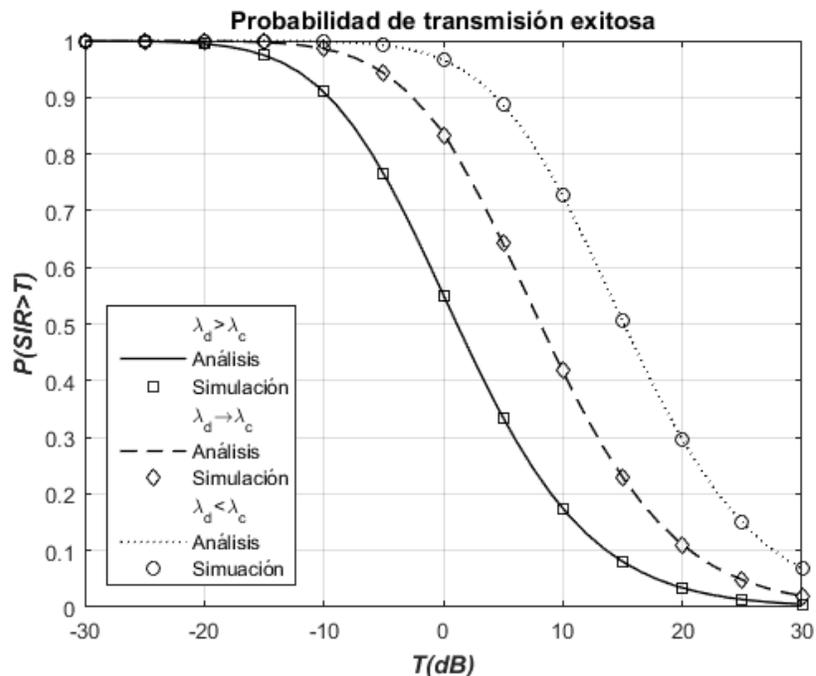


Figura 5.7. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para diferentes valores de densidades de CU y DU.

En la figura 5.7 se muestra la probabilidad de transmisión exitosa para diferentes valores de densidad. Dicha variación se realizó tomando en cuenta el caso 2, debido a que es el caso que presenta una mayor ganancia respecto al tercer caso. La curva continua representa el caso en que la densidad de *DUs* es mayor que la densidad de *CUs*, esto se traduce en que los *DUs* se encuentran más cercanos de la *BS*, lo que se ve reflejado en un mayor efecto de interferencia en la *SIR*, en caso contrario, para la curva punteada la densidad de *CU* es mayor que la densidad de *DUs*, lo que se traduce que los *CU* se encuentran más cerca de la *BS*, por lo que la *SIR* recibida en la *BS* es mejor, teniendo una mayor probabilidad de transmisión exitosa para el enlace celular. Finalmente, la curva en guiones presenta un caso intermedio en que la densidad de *DUs* tiende a ser la misma que la densidad de *CU*. De lo anterior

podemos concluir que la distribución de usuarios en la celda es fundamental y tiene importantes efectos en el desempeño de la red.

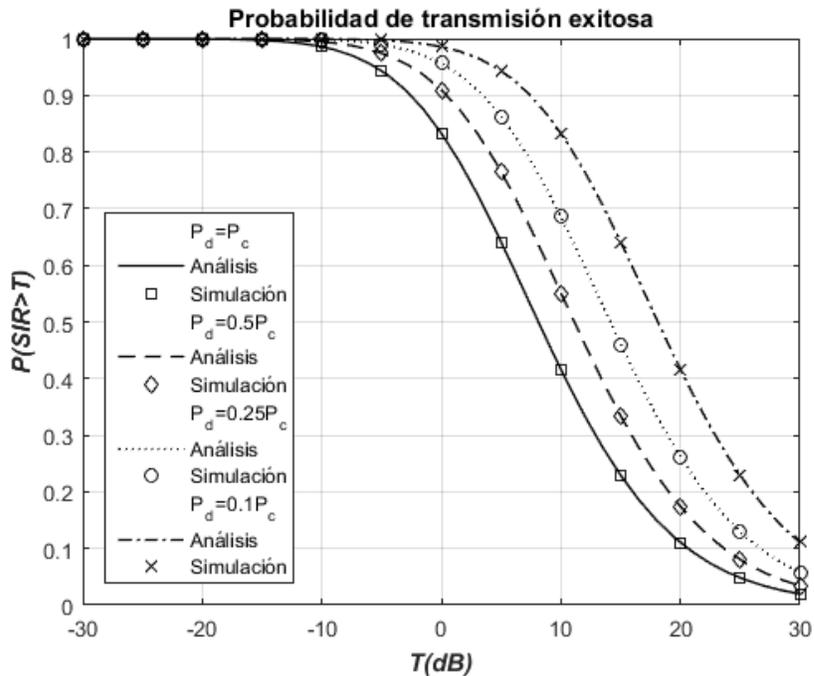


Figura 5.8. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para diferentes valores de potencia de transmisión.

En la figura 5.8 se muestra la comparación de las diferentes probabilidades de transmisión exitosa para diferentes valores de potencia para el caso 2, que es donde se presenta una mayor ganancia. Debido a que el enlace $D2D$ es un enlace de corta distancia (menores pérdidas y mayor ganancia) el $D2D-Tx$ puede transmitir con menor potencia aprovechando la mayor ganancia del canal que se presenta tanto para el caso 1 como para el caso 2, logrando dos beneficios, por un lado, se presenta un mayor ahorro de energía, y, por otro lado, al transmitir con menor potencia la interferencia ocasionada por la comunicación $D2D$ teniendo una mejor SIR en la BS . Esto se puede ver claramente si comparamos la curva continua, respecto a la curva en punto-guion, donde para la primera el $D2D-Tx$ transmite con la misma potencia que el CU , en cambio para la segunda el $D2D-Tx$ transmite con tan solo 10% de la potencia que se transmite en el enlace celular. Con lo anterior se logra una ganancia del más del 40% para un valor de umbral T de 10 dB. De lo anterior podemos concluir que aprovechando la cercanía física de una

comunicación *D2D* y aprovechando esta para tener una mayor ganancia de canal, se pueden ajustar las potencias de transmisión, de manera que se pueda tener una mejora en la *SIR* recibida en la *BS*, y por lo tanto una mayor probabilidad de transmisión exitosa, e incrementar el desempeño de la red.

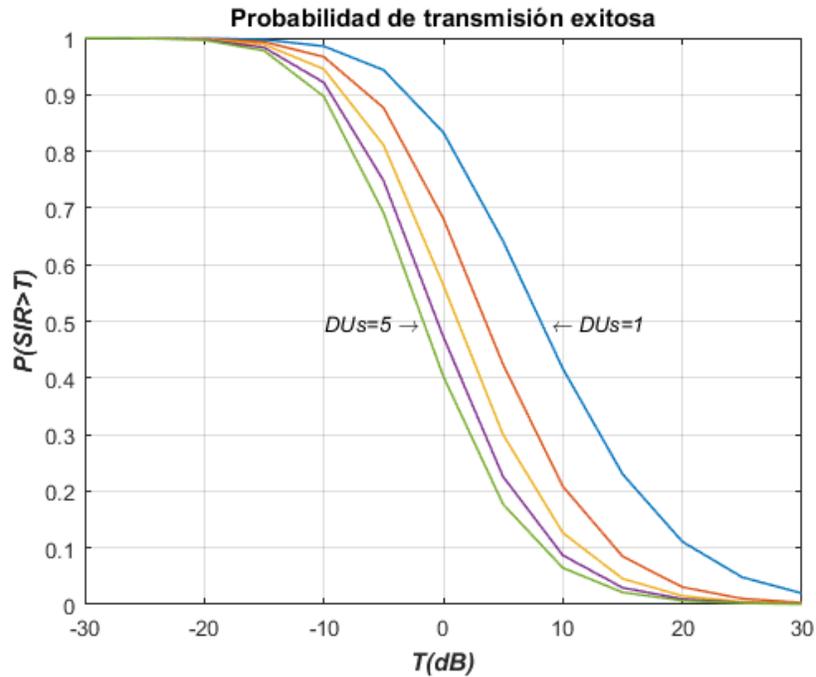


Figura 5.9. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para el caso 2 con diferentes números de *DU-Tx*.

En las figuras 5.9 y 5.10 se muestran las curvas de la probabilidad de transmisión exitosa para diferentes números de *DU-Tx* para el caso 2 y caso 3 respectivamente. Podemos observar que para ambos casos conforme incrementa el número de transmisores la probabilidad de transmisión exitosa decrementa. Además, podemos observar que la contribución más importante de la interferencia se presenta para los primeros dos usuarios con una diferencia del hasta el 20% entre el 2 usuario interferente y el primero. Para el caso de 5 *DUs* transmisores para el caso 2 (figura 5.9) se tiene una probabilidad de transmisión exitosa de aproximadamente 40% para un umbral de *SIR* de 0 dB, a diferencia del caso 3 (figura 5.10) en el que para el mismo número de *DUs* transmisores se tiene una probabilidad de transmisión exitosa de aproximadamente 10% para ese mismo valor de umbral. Por lo que para

el caso 2, se logra una mejora de 4 veces la probabilidad de transmisión exitosa para ese mismo valor de umbral de SIR.

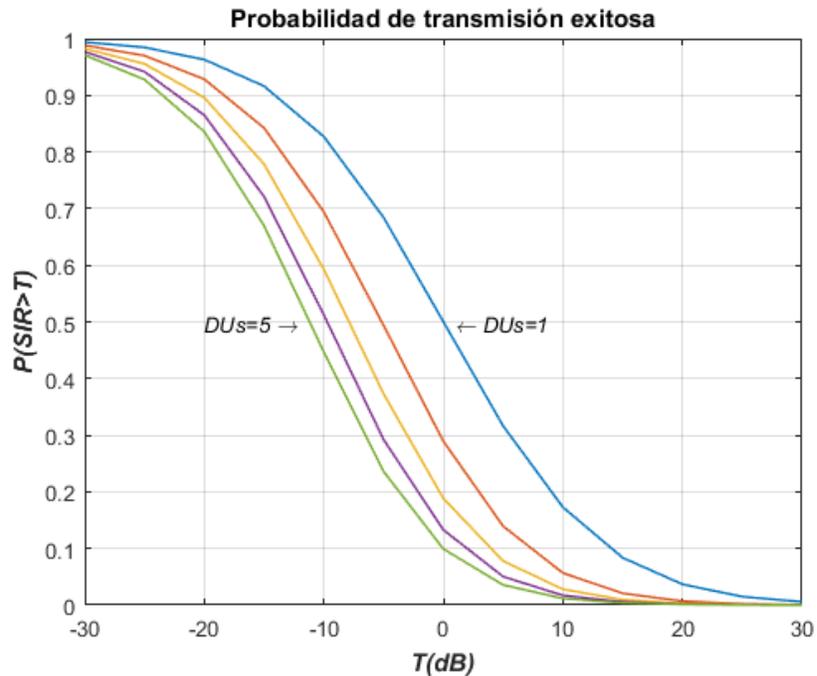


Figura 5.10. Probabilidad de transmisión exitosa p_c para el caso 3 con diferentes números de DU-Tx.

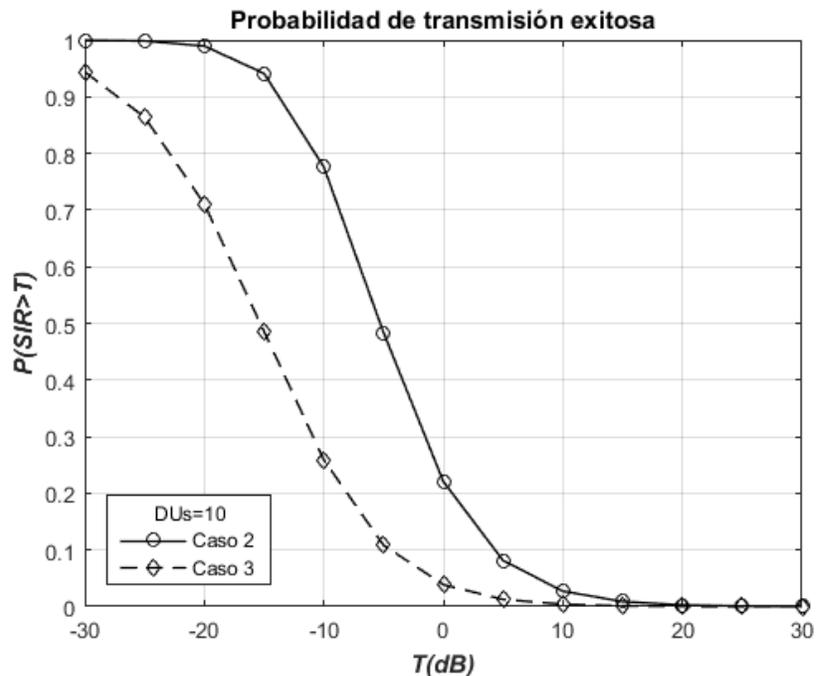


Figura 5.11. Comparación de la probabilidad de transmisión exitosa p_c para el caso 2 y 3 con 10 DUs transmisores.

Posteriormente, se llevó a cabo la simulación para 10 *DUs* transmisores para el caso 2 y caso 3 de manera que se pudiera observar la diferencia entre ambos casos cuando el número de transmisores se incrementa, los resultados de dicha simulación se muestran en la figura 5.11, donde podemos observar que para el caso 2 se tiene una mejora de hasta el 50% en la probabilidad de transmisión exitosa respecto al caso 3.

Una vez obtenidos los resultados de transmisión exitosa en el enlace celular para los diferentes casos y bajo diferentes condiciones, se prosiguió a obtener la probabilidad de transmisión exitosa para el enlace *D2D*, considerando dos casos, el primero que viene dado por la ecuación (5.85) que es cuando se tiene condicionado el canal entre el *DU-Tx* y el *DU-Rx* (condición para llevar a cabo el enlace *D2D* y que se aplica para los casos 1 y 2 del enlace celular), y el segundo caso, que es cuando no se tienen ninguna condición para llevar a cabo el enlace *D2D* (que es el mismo caso que el caso 3 en el enlace celular).

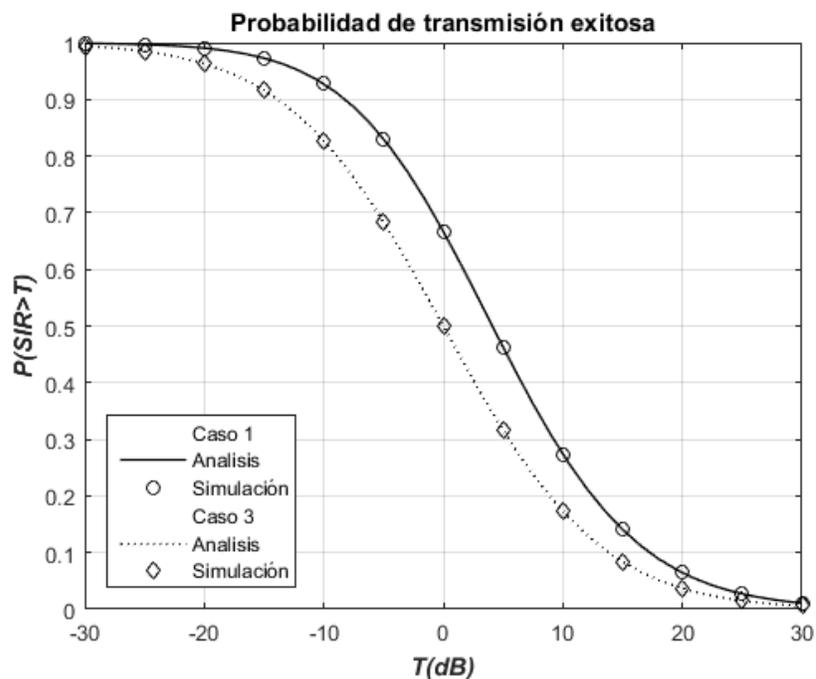


Figura 5.12. Probabilidad de transmisión exitosa p_d para los dos casos estudiados.

En la figura 5.12 se muestran las curvas de la probabilidad de transmisión exitosa para ambos casos, de dichas curvas podemos observar que para el caso 1 se tiene

una mejora de hasta el 18% respecto al caso 2. De lo anterior podemos concluir que tanto para el enlace celular como para el enlace *D2D* se tiene una mejora en cuanto a la probabilidad de transmisión exitosa cuando la comunicación *D2D* se lleva a cabo cuando las condiciones del canal son mejores y el enlace es factible (es decir, las pérdidas son menores).

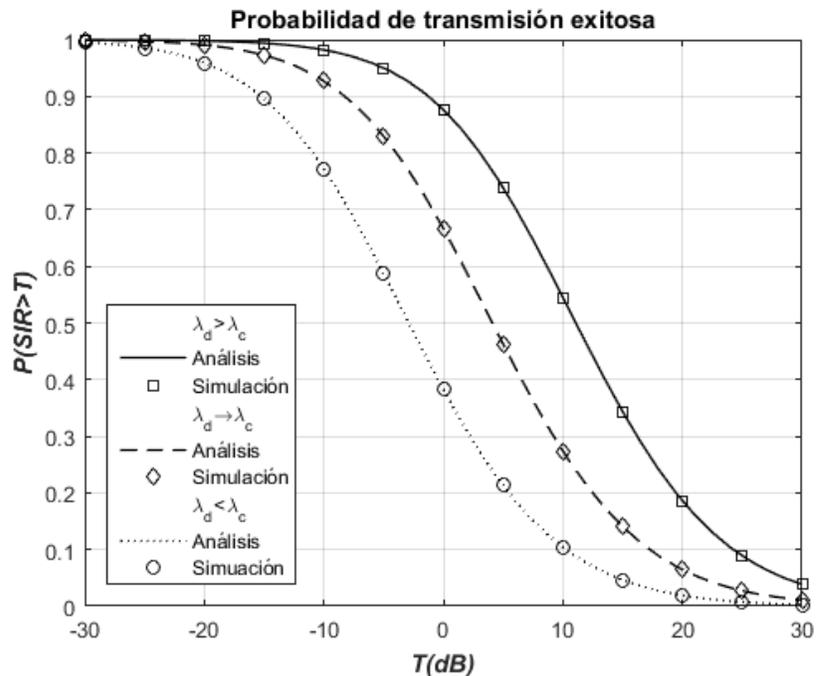


Figura 5.13. Probabilidad de transmisión exitosa p_d para diferentes valores de densidades de CU y DU.

Posteriormente, en la figura 5.13 se muestra la probabilidad de transmisión exitosa (obtenida de manera analítica y mediante simulación) para diferentes valores de densidad de *CU* y *DU* para el caso 1, que es el caso de interés. De la curva continua que representa el caso en que la densidad de *DUs* es mayor que la densidad de *CU*, así como de la curva punteada que representa una densidad de *CU* mayor que la densidad de *DUs*, podemos observar que caso contrario al enlace celular, en el enlace *D2D* cuando la densidad de *CU* es mayor la probabilidad de transmisión exitosa se ve afectada, en cambio cuando la densidad de *DU* es la mayor, la probabilidad de transmisión exitosa presenta una mejora, lo anterior respecto al caso intermedio en que la densidad de *DUs* tiende a ser la misma que la densidad de *CU*, representado por la curva en guiones. De lo anterior podemos concluir que

al igual que en el enlace celular, en el enlace $D2D$ la distribución de usuarios en la celda es fundamental y tiene importantes efectos en el desempeño de la red.

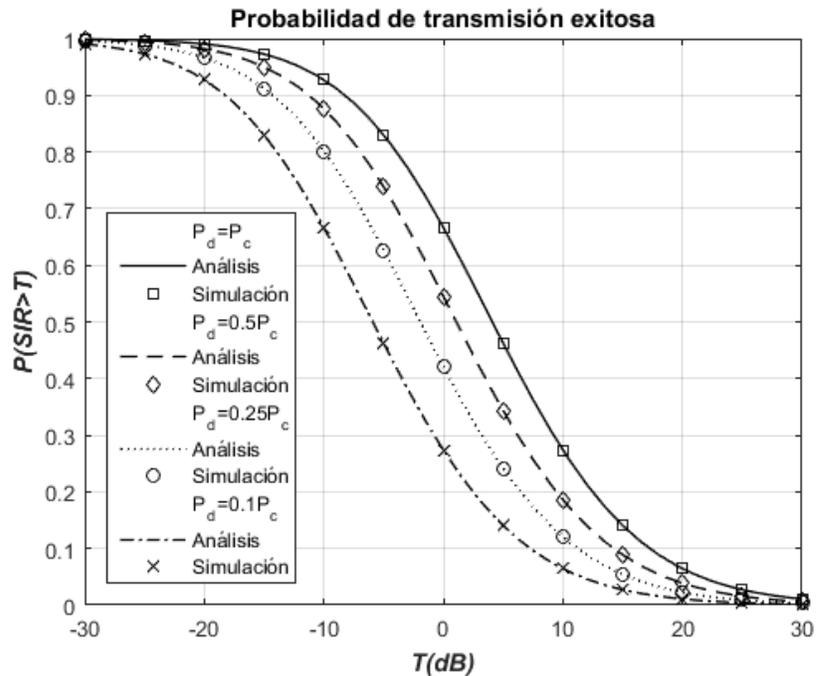


Figura 5.14. Probabilidad de transmisión exitosa p_d para diferentes valores de potencia de transmisión.

En la figura 5.14 se muestra la comparación de la probabilidad de transmisión exitosa para diferentes valores de potencia. De las curvas mostradas en la figura 5.14 podemos observar que caso contrario al enlace celular, en el enlace $D2D$ conforme se decrementa la potencia de transmisión del $DU-Tx$ también se decrementa la probabilidad de transmisión exitosa. Por lo que se debe buscar un punto intermedio, de manera que se obtenga una mejora para ambos enlaces, aunque en la mayoría de los trabajos se le da una prioridad al enlace celular [17].

Posteriormente, en la figura 5.15 se muestra la probabilidad de transmisión exitosa para el caso 1 del enlace $D2D$ deseado cuando se tiene un CU y además cuando se van agregando enlaces $D2D$ interferentes a la celda, como es de esperarse, conforme se agregan nuevos enlaces $D2D$ se decrementa la probabilidad de transmisión exitosa. Además, de forma similar al enlace celular, podemos observar

que la mayor contribución de interferencia en la *SIR* viene dada por el *CU* y por el primero enlace *D2D* agregado, con una diferencia de aproximadamente 20%.

En comparación con la probabilidad de transmisión exitosa para el caso 2 mostrada en la figura 5.16, el caso 1 presenta una mejora, sin embargo, a diferencia del enlace celular, en el enlace *D2D* la mejora es menor.

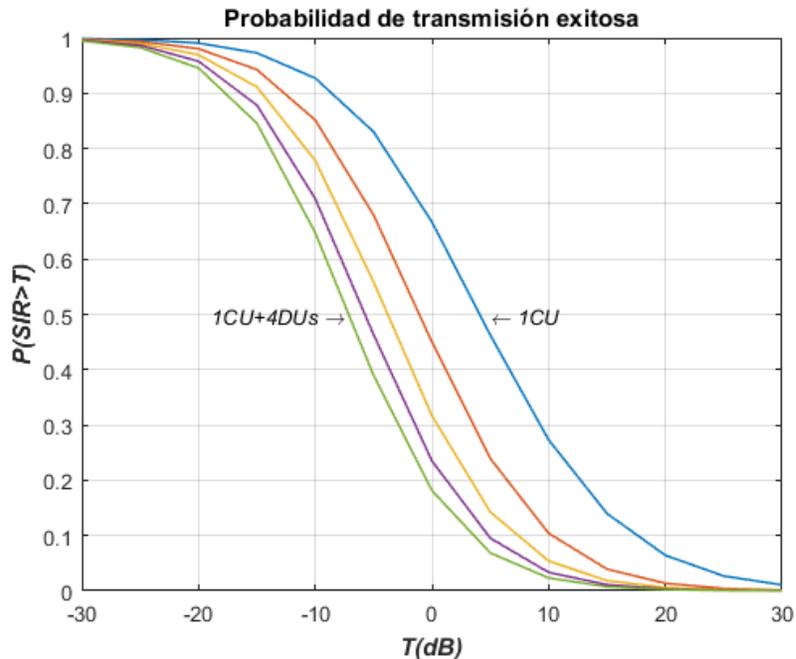


Figura 5.15. Probabilidad de transmisión exitosa p_d para el caso 1 con diferente número de *DU-Tx* y un *CU*.

Por último, en la figura 5.17 se muestra la probabilidad de transmisión exitosa cuando se tienen 9 enlaces *D2D* interferentes más el *CU*. De dichas curvas podemos observar que la mejora máxima del caso 1 respecto al caso 2 es tan solo del 18%, comparada con el 50% del enlace celular. Si bien es menor, al final se tiene una mejora respecto al caso 2, por lo que se ve reflejado en un incremento en la mejora de la red para ambos enlaces cuando el enlace *D2D* se lleva a cabo teniendo en cuenta pérdidas menores y mejores ganancias del canal, en comparación cuando se lleva a cabo el enlace *D2D* sin tomar en cuenta ninguna condición de emparejamiento.

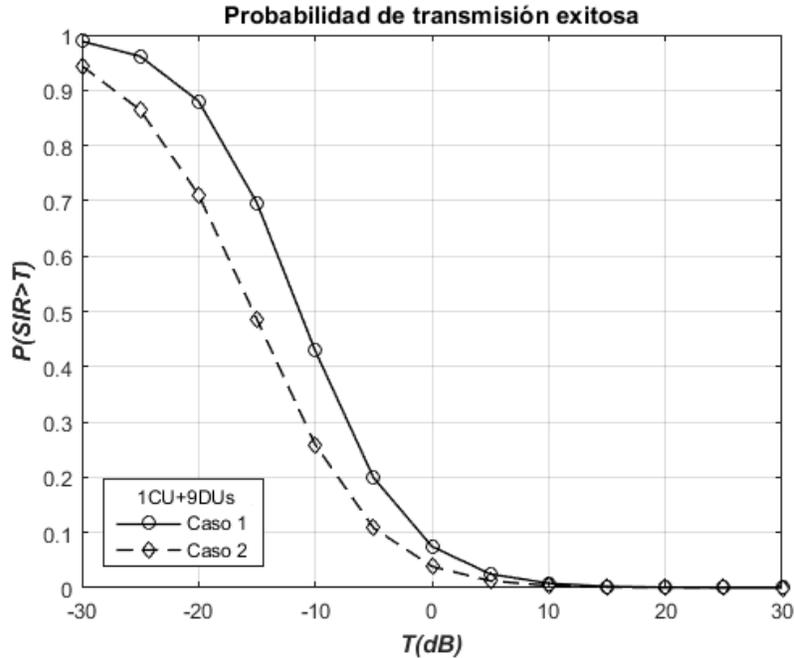


Figura 5.16. Comparación de la probabilidad de transmisión exitosa p_c para el caso 2 y 3 con 9 DUs transmisores y un CU.

Referencias.

- [1] Z. Yuan, L. Wang, X. Zhang, and L. Zhou, “*Clustered Underlay Device-to-Device Network: Modeling and Performance Analysis*”, 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), págs. 1-6, diciembre, 2017.
- [2] H. Ding, X. Wang, D. B. da Costa, and J. Ge, “*Uniform Transmitter Selection in Clustered D2D Networks: An Interference Modeling Analysis*”, 2017 IEEE Global Communications Conference GLOBECOM 2017, págs. 1-5, diciembre, 2017.
- [3] X. Wu, and Z. Ma, “*Modeling and Performance Analysis of Cellular and Device-to-device Heterogeneous Networks*”, 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), págs. 1-6, diciembre, 2017.
- [4] C. Liu, T. Lv, W. Tang, H. Gao, and Y. Lu, “*On the Performance of Mode Selection for Hybrid-Duplex D2D Communications*”, 2017 IEEE Military Communications Conference (MILCOM), págs. 852-857, octubre, 2017.

- [5] Y. Pan, M. Chen, Z. Yang, and H. Xu, “*Performance Analysis for Full-Duplex Relaying D2D Communications in Cellular Networks*”, 2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), págs. 1-6, octubre, 2017.
- [6] J. F. Shi, M. Chen, Z. H. Yang, H. Xu, and Y. Wang, “Power control and performance analysis for full-duplex relay-assisted D2D communication underlying fifth generation cellular networks”, *IET Communications*, vol. 11, págs. 2719-2734, diciembre, 2017.
- [7] M. Naslcheraghi, S. A. Ghorashi, and M. S.-Bahaei, “*Performance Analysis of Inband FD-D2D Communications with Imperfect SI Cancellation for Wireless Video Distribution*”, 2017 8th International Conference on the Network of the Future (NOF), págs. 176-181, noviembre, 2017.
- [8] H. Albasry, “*The Effect of D2D Communication on the Uplink Cellular Network Performance*”, 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), págs. 1-5, septiembre, 2017.
- [9] W. Yi, Y. Liu, and A. Nallanathan, “Modeling and Analysis of D2D Millimeter-Wave Networks With Poisson Cluster Processes”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, págs. 5574-5588, diciembre, 2017.
- [10] M. Haenggi, “*Stochastic Geometry for Wireless Networks*”, Cambridge University Press, 322 págs., 2012.
- [11] F. Baccelli, and B. Błaszczyszyn, “*Stochastic Geometry and Wireless Networks*”, INRIA & Ecole Normale Supérieure, vol. I y II, 2009.
- [12] S. N. Chiu, D. Stoyan, W. S. Kendall, and K. Mecke, “*Stochastic Geometry and its Applications*”, John Wiley & Sons, Ltd, 583 págs., 2013.
- [13] T. Novlan, H. Dhillon, and J. Andrews, “*Analytical modeling of uplink cellular networks*”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, págs. 2669-2679, junio, 2013.

- [14] X. Lin, and J. G. Andrews, “*Optimal spectrum partition and mode selection in device-to-device overlaid cellular networks*”, 2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), págs. 1837-1842, diciembre, 2013.
- [15] X. Lin, R. Ratasuk, A. Ghosh, and J. Andrews, “*Modeling, analysis and optimization of multicast device-to-device transmissions*”, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 14, págs. 4346-4359, agosto, 2014.
- [16] Q. Ye, M. Al-Shalash, C. Caramanis, and J. G. Andrews, “*Deviceto-device modeling and analysis with a modified matern hardcore BS location model*”, IEEE Transactions on Wireless Communications, págs. 1825-1830, diciembre, 2013.
- [17] C. Ma, W. Wu, Y. Cui, and X. Wang, “*On the Performance of Successive Interference Cancellation in D2D-enabled Cellular Networks*”, 2015 IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM), págs. 37-45, abril, 2015.
- [18] H. P. Hsu, “*Theory and Problems of Probability, Random Variables, and Random Processes*”, McGraw-Hill, 320 págs., 1997.

CONCLUSIONES.

En esta tesis se realizó un estudio sobre las redes inalámbricas de quinta generación, centrándonos en las comunicaciones *D2D* subyacentes a las redes celulares por sus principales beneficios y potenciales tales como eficiencia espectral, eficiencia energética, reducción del retraso de transmisión, descarga del tráfico de la estación base y aliviar la congestión en las redes celulares. Se desarrollo un nuevo modelo de operación para analizar y evaluar el desempeño de las comunicaciones *D2D* subyacentes a una red celular, empleando la geometría estocástica para modelar la distribución de los usuarios. Se estudió el enlace ascendente, y nos centramos solo en la interferencia intracelular causada por la coexistencia de un *CU* y los pares *D2D*. El enlace *D2D* se estudió tomando en cuenta que las pérdidas entre el *DU-Tx* y el *DU-Rx* son menores en comparación con las pérdidas que existen entre el *DU-Tx* y la *BS*, de manera que la comunicación *D2D* sea más adecuada en comparación con el modo normal celular, mejorando la probabilidad de transmisión exitosa y por tanto incrementando el desempeño de la red, por lo que dentro de dicho modelo se propusieron tres casos para establecer el enlace celular y el enlace *D2D*, los dos primeros son la aportación de esta tesis, en la que se muestra una mejora importante en la probabilidad de transmisión exitosa respecto al tercer caso, que es el que se propone en los trabajos revisados.

Se obtuvieron de manera analítica, en términos de expresiones de forma cerrada, la probabilidad de transmisión exitosa para el enlace celular y el enlace *D2D* cuando se tiene un par *D2D* y un *CU* reutilizando los mismos recursos dentro de la celda. Además, mediante simulación se observó el efecto que tiene el incremento de pares *D2D* en la probabilidad de transmisión exitosa. Finalmente se compararon los resultados obtenidos mediante el análisis y simulación bajo diferentes escenarios y criterios. A continuación, se establecen las conclusiones de manera más particular.

- Para el enlace celular, de los tres casos estudiados el segundo caso es el que presentó un mejor desempeño en cuanto a la probabilidad de transmisión exitosa, esto debido a que tanto el enlace celular y como el enlace *D2D* se

establece considerando las mejores condiciones del canal, lo que da como resultado en una mejora del más del 30% respecto al tercer caso que sirvió de referencia y como punto de comparación, e incluso el primer caso, en el que solo el enlace *D2D* se establece considerando las mejores condiciones del canal, se obtuvo una mejora de aproximadamente 18% respecto al tercer caso.

- Para el enlace *D2D*, los dos primeros casos se redujeron a uno solo, debido a que el enlace *D2D* se establece considerando las mejores condiciones del canal y el enlace celular interferente (*CU* al *DU-Rx*) no se ve afectado por ninguna condición. Dicho lo anterior se logró una mejora del 18% respecto al tercer caso.
- Para ambos enlaces (celular y *D2D*) se observó que la probabilidad de transmisión exitosa decrece con forme se incrementan el número de interferencias, y donde la mayor contribución de la interferencia viene dada por los dos primeros usuarios. Sin embargo, se sigue teniendo una mejora en la probabilidad de transmisión exitosa respecto al tercer caso.

Se estudió el efecto que tiene tanto la densidad de distribución de los *DU* y *CU*, así como el efecto de la potencia de transmisión en el desempeño de la red, considerando únicamente el segundo caso debido a que es el caso que presenta una mayor mejora respecto al tercer caso. Derivado de estos resultados se pueden hacer los siguientes comentarios.

- Para diferentes valores de densidad de usuarios, en el enlace celular se tiene una mayor probabilidad de transmisión exitosa cuando la densidad de los *CUs* es mayor que la densidad de los *DUs*, y la probabilidad de transmisión exitosa es menor cuando la densidad de los *CUs* es menor que la densidad de los *DUs*, logrando un caso intermedio cuando ambas densidades tienden a ser las mismas. En el enlace *D2D* ocurre lo contrario, la probabilidad de transmisión exitosa es menor cuando la densidad de los *CUs* es mayor que la densidad de los *DUs*, y la probabilidad de transmisión exitosa es mayor cuando la densidad de los *CUs* es menor que la densidad de los *DUs*,

logrando también un caso intermedio cuando ambas densidades tienden a ser las mismas.

- Respecto a los diferentes valores de potencia, en el enlace celular se obtuvo una ganancia de más del 40% cuando el *DU-Tx* transmite con tan solo el 10% de la potencia con la que transmite el *CU*, en comparación cuando el *DU-Tx* transmite con la misma potencia que el *CU*. Por lo que se concluyó que la probabilidad de transmisión exitosa es mayor cuando la potencia de transmisión del *DU-Tx* es menor. Caso contrario sucede en el enlace *D2D*, donde la probabilidad de transmisión es menor cuando la potencia *DU-Tx* se decrementa. Por lo que se debe buscar un balance en cuanto a la potencia de transmisión de *DU-Tx*, de manera que ambos enlaces se vean beneficiados.

Por último, se concluye que los dos casos propuestos en esta tesis logran superar al caso estudiado en la literatura revisada. Además de que el estudio que se realizó tanto para la densidad de distribución de los *DU* y *CU*, así como el efecto de la potencia de transmisión nos da información respecto al desempeño de la red.

Trabajo futuro.

Durante el desarrollo de esta tesis y con base en los resultados obtenidos, se identificaron mejoras potenciales, así como nuevas líneas de estudio que no se pudieron llevar a cabo por cuestiones de tiempo, algunas de ellas se enlistan a continuación:

- Realizar un modelo más generalizado para obtener las expresiones de probabilidad de transmisión exitosa cuando se tienen N número de pares *D2D*, así como cuando se consideran más de una celda.
- Obtener expresiones cerradas para la probabilidad de transmisión exitosa considerando cualquier exponente de pérdidas por trayectoria.
- Realizar una investigación respecto al manejo de potencia para determinar de forma óptima la potencia de transmisión de los *DU-Tx* y los *CU*.
- Realizar el estudio del desempeño de la red cuando se tiene un mayor número de *CUs* compartiendo el mismo recurso con otros pares *D2D*.

- Considerando mayor número de *CUs* y *DUs*, realizar el estudio del desempeño de la red cuando se aplica cuando se emplea *NOMA* descrito en el capítulo 4 como técnica de acceso al medio y la técnica de *SIC* para eliminar las interferencias.

APÉNDICES

A. Prueba de la ecuación (5.16):

$$f_Z(z) = \pi\lambda\mu \int_0^{\infty} w e^{-w(z\mu+\pi\lambda)} dw \quad (90)$$

Integramos por partes la ecuación (1) de la forma $\int u dv = uv - \int v du$:

$$u = w \rightarrow du = dw \quad (91)$$

$$dv = e^{-w(z\mu+\pi\lambda)} dw \rightarrow v = \int e^{-w(z\mu+\pi\lambda)} dw = -\frac{1}{(z\mu + \pi\lambda)} e^{-w(z\mu+\pi\lambda)} \quad (92)$$

Sustituyendo en la forma general tenemos la ecuación (4):

$$f_Z(z) = \pi\lambda\mu \left\{ \left[-\frac{w}{(z\mu + \pi\lambda)} e^{-w(z\mu+\pi\lambda)} \right] \Big|_0^{\infty} + \frac{1}{(z\mu + \pi\lambda)} \left[\int_0^{\infty} e^{-w(z\mu+\pi\lambda)} dw \right] \right\} \quad (93)$$

Evaluando en los límites de integración en el primer término de la suma en (4) y resolviendo la integral tenemos (5):

$$f_Z(z) = \pi\lambda\mu \left\{ [0] + \frac{1}{(z\mu + \pi\lambda)} \left[-\frac{1}{(z\mu + \pi\lambda)} e^{-w(z\mu+\pi\lambda)} \right] \Big|_0^{\infty} \right\} \quad (94)$$

Reduciendo términos y evaluando en los límites de integración tenemos (6):

$$f_Z(z) = -\frac{\pi\lambda\mu}{(z\mu + \pi\lambda)^2} [e^{\infty} - e^0] = \frac{\pi\lambda\mu}{(z\mu + \pi\lambda)^2} \quad (95)$$

Por lo que queda demostrada la ecuación (5.16).

B. Prueba de la ecuación (5.34):

Partimos de la CDF condicional de Z presentada en la ecuación (7):

$$F_Z(Z \leq z | Z < W) = \int_0^{\infty} \frac{P(Z \leq z, Z < W)}{P(Z < W)} f_W(w) dw \quad (96)$$

La intersección para $P(Z \leq z, Z < W)$ se puede obtener de la región de integración mostrada en la figura B.1.

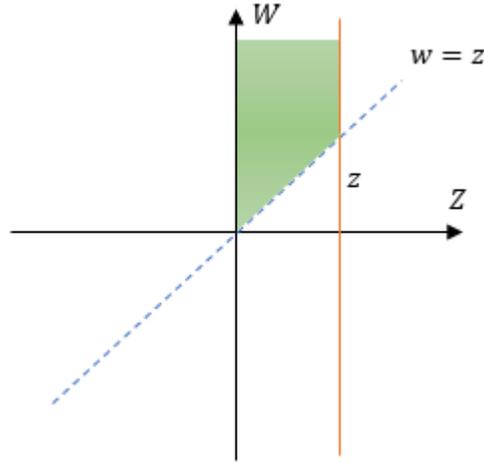


Figura B.1. Región de integración para $P(Z \leq z, Z < W)$.

De dicha región podemos concluir que la probabilidad $P(Z \leq z, Z < W)$ viene dada por la ecuación (8):

$$P(Z \leq z, Z < W) = \int_0^{\infty} \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' - \int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' \quad (97)$$

Resolviendo la primera integral y considerando la independencia entre Z y W tenemos la ecuación (9):

$$\int_0^{\infty} \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_0^{\infty} f_Z(z') dz' \right] \left[\int_0^z f_W(w') dw' \right] \quad (98)$$

Dado que $\int_0^{\infty} f_Z(z') dz' = 1$ y que $f_W(w')$ tiene la forma de la ecuación (6) y sacando las constantes de la integral tenemos la ecuación (10):

$$\int_0^{\infty} \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \pi \lambda \mu \int_0^z \frac{dw'}{(\mu w' + \pi \lambda)^2} \quad (99)$$

Haciendo cambio de variable $u = w' \mu + \pi \lambda \rightarrow du = \mu dw'$ del lado derecho de la igualdad en la ecuación (10) obtenemos la ecuación (11):

$$\int_0^{\infty} \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \pi\lambda\mu \int_0^z \frac{1}{u^2} \frac{du}{\mu} \quad (100)$$

Resolviendo la integral de la forma $\int x^n = \frac{1}{1+n} x^{n+1}$ y sustituyendo $u = \mu w' + \pi\lambda$ obtenemos la ecuación (12):

$$\int_0^{\infty} \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = -\pi\lambda \left[\frac{1}{(\mu w' + \pi\lambda)} \right] \Big|_0^z \quad (101)$$

Evaluando en los límites de integración obtenemos la ecuación (13):

$$\int_0^{\infty} \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = -\pi\lambda \left[\frac{1}{(\mu z + \pi\lambda)} - \frac{1}{\pi\lambda} \right] \quad (102)$$

Aplicando algebra y reduciendo términos finalmente obtenemos la ecuación (14):

$$\int_0^{\infty} \int_0^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \frac{\mu z}{(\mu z + \pi\lambda)} \quad (103)$$

Para resolver la segunda integral y recordando la independencia entre Z y W partimos de la ecuación (15):

$$\int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_0^{\infty} f_Z(z') dz' \right] \left[\int_0^z f_W(w') dw' \right] \quad (104)$$

Dado que $f_z(z')$ y $f_w(w')$ tienen la forma de la ecuación (6) la solución de la integral es la misma que la ecuación (12), por lo que obtenemos la ecuación (16):

$$\int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[-\frac{\pi\lambda}{(\mu z' + \pi\lambda)} \Big|_w^z \right] \left[-\frac{\pi\lambda}{(\mu w' + \pi\lambda)} \Big|_0^z \right] \quad (105)$$

Evaluando en los límites de cada integral y sacando los términos $-\pi\lambda$ de los corchetes, tenemos la ecuación (17):

$$\begin{aligned} & \int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' \quad (106) \\ &= (\pi\lambda)^2 \left\{ \left[\frac{1}{(\mu z + \pi\lambda)} - \frac{1}{(\mu w + \pi\lambda)} \right] \left[\frac{1}{(\mu z + \pi\lambda)} - \frac{1}{\pi\lambda} \right] \right\} \end{aligned}$$

Aplicando algebra en (17) y reduciendo términos obtenemos la ecuación (18):

$$\int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = (\pi\lambda)^2 \left\{ \left[\frac{\mu(w-z)}{(\mu z + \pi\lambda)(\mu w + \pi\lambda)} \right] \left[\frac{-\mu z}{\pi\lambda(\mu z + \pi\lambda)} \right] \right\} \quad (107)$$

Reduciendo nuevamente términos en (18) y aplicando algebra, finalmente obtenemos la ecuación (19):

$$\int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \pi\lambda\mu^2 \left[\frac{z^2 - wz}{(\mu z + \pi\lambda)^2(\mu w + \pi\lambda)} \right] \quad (108)$$

Por lo que sustituyendo (14) y (19) en (8) obtenemos $P(Z \leq z, Z < W)$ dada por la ecuación (20):

$$P(Z \leq z, Z < W) = \frac{\mu z}{(\mu z + \pi\lambda)} - \pi\lambda\mu^2 \left[\frac{z^2 - wz}{(\mu z + \pi\lambda)^2(\mu w + \pi\lambda)} \right] \quad (109)$$

Desarrollando los términos en (20) y aplicando algebra, obtenemos la ecuación (21):

$$P(Z \leq z, Z < W) = \frac{\mu^3 z^2 w + 2\pi\lambda\mu^2 wz + \pi^2 \lambda^2 \mu z}{(\mu z + \pi\lambda)^2(\mu w + \pi\lambda)} \quad (110)$$

Como siguiente paso obtenemos $P(Z < W)$ tal como se muestra en la ecuación (22):

$$P(Z < W) = \int_0^\infty \int_0^w f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_0^w f_Z(z') dz' \right] \left[\int_0^\infty f_W(w') dw' \right] \quad (111)$$

Recordando que $\int_0^\infty f_W(w') dw' = 1$ y sustituyendo $f_Z(z')$ dada por la ecuación (6), tenemos la ecuación (23):

$$P(Z < W) = \int_0^w \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu z' + \pi\lambda)^2} dz' \quad (112)$$

Podemos observar que la integral en (23) es la misma que (10) por lo que la solución viene dada por (14) con un cambio de variable $z = w$ obteniendo la ecuación (24):

$$(Z < W) = \frac{\mu w}{(\mu w + \pi\lambda)} \quad (113)$$

Realizando el cociente entre (21) y (24), y reduciendo términos tenemos la ecuación (25):

$$\frac{P(Z \leq z, Z < W)}{P(Z < W)} = \frac{\mu^2 z^2 + 2\pi\lambda\mu z + \pi^2 \lambda^2 (z/w)}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (114)$$

Sustituyendo (25) y $f_w(w)$ en (7) obtenemos la ecuación (26):

$$F_Z(Z \leq z | Z < W) = \int_0^\infty \left[\frac{\mu^2 z^2 + 2\pi\lambda\mu z + \pi^2 \lambda^2 (z/w)}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \right] \left[\frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \right] dw \quad (115)$$

De la ecuación (26) podemos observar que el único término que involucra a w es el término (z/w) por lo que la ecuación (26) se reduce a la ecuación (27):

$$F_Z(Z \leq z | Z < W) = \frac{1}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \left[\mu^2 z^2 + 2\pi\lambda\mu z + \pi^2 \lambda^2 z \int_0^\infty \frac{dw}{w(\mu w + \pi\lambda)^2} \right] \quad (116)$$

Haciendo los cambios de variable de la ecuación (28):

$$u = \mu w + \pi\lambda \rightarrow w = \frac{u - \pi\lambda}{\mu} \quad (117)$$

$$du = \mu dw \rightarrow dw = \frac{du}{\mu} \quad (118)$$

Sustituyendo (28) y (29) en la integral de la ecuación (27) tenemos la ecuación (30):

$$\int_0^\infty \frac{dw}{w(\mu w + \pi\lambda)^2} = \int_0^\infty \frac{1}{\left(\frac{u - \pi\lambda}{\mu}\right) u^2} \frac{du}{\mu} = \int_0^\infty \frac{du}{u^3 - \pi\lambda u^2} \quad (119)$$

Al resolver la ecuación (30) mediante *Mathematica* obtenemos que el resultado es igual a 0, por lo que la ecuación (27) queda finalmente tal como se presenta en la ecuación (31):

$$F_Z(Z \leq z | Z < W) = \frac{\mu^2 z^2 + 2\pi\lambda\mu z}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (120)$$

Por lo que la ecuación (5.33) finalmente queda demostrada.

C. Prueba de la ecuación (5.47):

Para obtener la *CDF* de W condicionada a que $W > Z$ partimos de la ecuación (32):

$$F_W(W \leq w | W > Z) = \int_0^\infty \frac{P(W \leq w, W > Z)}{P(W > Z)} f_Z(z) dz \quad (121)$$

Para encontrar la intersección que cumpla $P(W \leq w, W > Z)$ nos auxiliamos de la figura C.1.

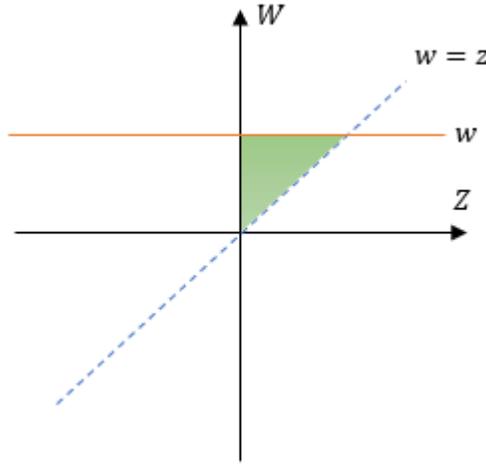


Figura C.1. Región de integración para $P(W \leq w, W > Z)$.

De la región de integración mostrada en la figura C.1 podemos concluir que la probabilidad $P(W \leq w, W > Z)$ viene dada por la ecuación (33):

$$P(W \leq w, W > Z) = \int_z^w \int_0^w f_{ZW}(z', w') dz' dw' \quad (122)$$

Debido a la independencia de Z y W y recordando que Z y W tienen una distribución tal como la mostrada en la ecuación (6), obtenemos la ecuación (34)

$$P(W \leq w, W > Z) = \left[\int_0^w \frac{\pi \lambda \mu}{(\mu z' + \pi \lambda)^2} dz' \right] \left[\int_z^w \frac{\pi \lambda \mu}{(\mu w' + \pi \lambda)^2} dw' \right] \quad (123)$$

Las integrales mostradas en la ecuación (34) tienen la misma solución que (12), por lo que antes de evaluar en los límites de integración tenemos la ecuación (35):

$$P(W \leq w, W > Z) = \left[-\frac{\pi\lambda}{(\mu z' + \pi\lambda)} \Big|_0^w \right] \left[-\frac{\pi\lambda}{(\mu w' + \pi\lambda)} \Big|_z^w \right] \quad (124)$$

Sacando términos comunes de los corchetes y evaluando en los límites de integración, obtenemos la ecuación (36):

$$P(W \leq w, W > Z) = (\pi\lambda)^2 \left\{ \left[\frac{1}{(\mu w + \pi\lambda)} - \frac{1}{\pi\lambda} \right] \left[\frac{1}{(\mu w + \pi\lambda)} - \frac{1}{(\mu z + \pi\lambda)} \right] \right\} \quad (125)$$

Desarrollando términos, obtenemos la ecuación (37):

$$P(W \leq w, W > Z) = (\pi\lambda)^2 \left\{ \left[\frac{\pi\lambda - \mu w - \pi\lambda}{\pi\lambda(\mu w + \pi\lambda)} \right] \left[\frac{\mu z + \pi\lambda - \mu w - \pi\lambda}{(\mu w + \pi\lambda)(\mu z + \pi\lambda)} \right] \right\} \quad (126)$$

Reduciendo términos obtenemos la ecuación (38):

$$P(W \leq w, W > Z) = \pi\lambda \left\{ \left[\frac{-\mu\mu w}{(\mu w + \pi\lambda)} \right] \left[\frac{\mu(z - w)}{(\mu w + \pi\lambda)(\mu z + \pi\lambda)} \right] \right\} \quad (127)$$

Realizando el producto de los términos dentro de los corchetes en (38) y reduciendo términos obtenemos la ecuación (39):

$$P(W \leq w, W > Z) = \pi\lambda\mu^2 \left[\frac{w^2 - wz}{(\mu w + \pi\lambda)^2(\mu z + \pi\lambda)} \right] \quad (128)$$

Posteriormente obtenemos $P(W > Z)$ a partir de la ecuación (40), considerando la independencia entre Z y W :

$$P(W > Z) = \int_z^\infty \int_0^\infty f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_0^\infty f_Z(z') dz' \right] \left[\int_z^\infty f_W(w') dw' \right] \quad (129)$$

Recordando que $\int_0^\infty f_Z(z') dz' = 1$, y sustituyendo $f_W(w')$ en (40) obtenemos la ecuación (41):

$$P(W > Z) = \int_z^\infty \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w' + \pi\lambda)^2} dw' \quad (130)$$

La ecuación (41) tienen la misma solución que (12), por lo que después de evaluar en los límites de integración tenemos la ecuación (42):

$$P(W > Z) = -\pi\lambda \left(0 - \frac{1}{(\mu z + \pi\lambda)} \right) = \frac{\pi\lambda}{(\mu z + \pi\lambda)} \quad (131)$$

Realizando el cociente entre (39) y (42), y reduciendo términos tenemos la ecuación (43):

$$\frac{P(W \leq w, W > Z)}{P(W > Z)} = \frac{\pi\lambda\mu^2 \left[\frac{w^2 - wz}{(\mu w + \pi\lambda)^2(\mu z + \pi\lambda)} \right]}{\frac{\pi\lambda}{(\mu z + \pi\lambda)}} = \frac{\mu^2(w^2 - zw)}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \quad (132)$$

Sustituyendo (43) en (32) y sustituyendo $f_Z(z)$ dada por la ecuación (6) obtenemos la ecuación (44):

$$F_W(W \leq w | W > Z) = \int_0^\infty \left[\frac{\mu^2(w^2 - zw)}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \right] \left[\frac{\pi\lambda\mu}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \right] dz \quad (133)$$

Dado que zw es el único término que involucra a z la ecuación (44) se reduce a la ecuación (45):

$$F_W(W \leq w | W > Z) = \frac{\mu^2}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \left[w^2 - w\pi\lambda\mu \int_0^\infty \frac{zdz}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \right] \quad (134)$$

Integramos (45) por partes la ecuación de la forma $\int u dv = uv - \int vdu$:

$$u = z \rightarrow du = dz \quad (135)$$

$$dv = \frac{dz}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \rightarrow v = -\frac{1}{\mu(\mu z + \pi\lambda)} \quad (136)$$

Por lo anterior se obtiene la ecuación (48):

$$\int_0^\infty \frac{zdz}{(\mu z + \pi\lambda)^2} = -\frac{z}{\mu(\mu z + \pi\lambda)} \Big|_0^\infty + \frac{1}{\mu} \int_0^\infty \frac{dz}{(\mu z + \pi\lambda)} \quad (137)$$

Evaluando en los límites y aplicando *L'Hopital* para eliminar indeterminaciones y haciendo cambio de variable $u = \mu z + \pi\lambda \rightarrow du = \mu dz$ obtenemos la ecuación (49):

$$\int_0^\infty \frac{zdz}{(\mu z + \pi\lambda)^2} = [-0 + 0] + \frac{1}{\mu^2} \int_0^\infty \frac{du}{u} \quad (138)$$

Resolviendo la integral, obtenemos la ecuación (50):

$$\int_0^{\infty} \frac{zdz}{(\mu z + \pi\lambda)^2} = \frac{1}{\mu^2} \ln(u)|_0^{\infty} \quad (139)$$

Evaluando en los límites y aplicando *L'Hopital* para eliminar indeterminaciones, obtenemos que la integral es igual a 0, por lo tanto, obtenemos la ecuación (51):

$$F_W(W \leq w | W > Z) = \frac{\mu^2 w^2}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \quad (140)$$

Derivando (51) respecto a w para obtener la *PDF* condicionada de w mostrada en la ecuación (52):

$$f_W(W \leq w | W > Z) = \frac{2\pi\lambda\mu^2 w}{(\mu w + \pi\lambda)^3} \quad (141)$$

Por lo que la ecuación (5.47) queda demostrada.

D. Prueba de la ecuación (5.57):

Para demostrar la ecuación (5.57) partimos de la ecuación (53):

$$F_Z(Z \leq z | Z > W) = \int_0^{\infty} \frac{P(Z \leq z, Z > W)}{P(Z > W)} f_W(w) dw \quad (142)$$

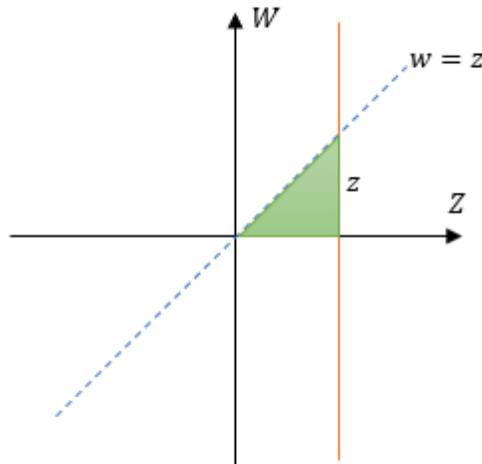


Figura D.1. Región de integración para $P(Z \leq z, Z > W)$.

Para encontrar la intersección $z, Z > W$ nos auxiliamos de la región presentada en la figura D.1. Debido a la intersección mostrada en la figura D.1 la variable aleatoria Z se encuentra acotada por $w < Z \leq z$, y la variable aleatoria W se encuentra acotada por $0 \leq W < z$. Por lo tanto, la probabilidad $P(Z \leq z, Z > W)$ viene dada por la ecuación (55):

$$P(Z \leq z, Z > W) = \int_0^z \int_w^z f_{ZW}(z', w') dz' dw' \quad (143)$$

Podemos observar que las integrales de (54) son las mismas que las de la ecuación (19) por lo tanto la probabilidad $P(Z \leq z, Z > W)$ viene dada por la ecuación (55):

$$P(Z \leq z, Z > W) = \pi\lambda\mu^2 \left[\frac{z^2 - wz}{(\mu z + \pi\lambda)^2 (\mu w + \pi\lambda)} \right] \quad (144)$$

Considerando la independencia entre z y w la probabilidad $P(Z > W)$ se obtiene mediante la ecuación (56):

$$P(Z > W) = \int_0^\infty \int_w^\infty f_{ZW}(z', w') dz' dw' = \left[\int_w^\infty f_Z(z') dz' \right] \left[\int_0^\infty f_W(w') dw' \right] \quad (145)$$

Considerando que $\int_0^\infty f_W(w') dw' = 1$, y sustituyendo $f_Z(z')$ en (56) obtenemos la ecuación (57):

$$P(Z > W) = \int_w^\infty \frac{\pi\lambda\mu}{(\mu z' + \pi\lambda)^2} dz' \quad (146)$$

La ecuación (57) tiene la misma solución que la ecuación (12), por lo tanto, tenemos la ecuación (58):

$$P(Z > W) = -\pi\lambda \left[\frac{1}{(\mu z' + \pi\lambda)} \right] \Big|_w^\infty \quad (147)$$

Evaluando en los límites de integración, la probabilidad $P(Z > W)$ viene dada por la ecuación (59):

$$P(Z > W) = \frac{\pi\lambda}{(\mu w + \pi\lambda)} \quad (148)$$

Realizando el cociente entre (55) y (59), y reduciendo términos tenemos la ecuación (60):

$$\frac{P(Z \leq z, Z > W)}{P(Z < W)} = \frac{\pi\lambda\mu^2 \left[\frac{z^2 - wz}{(\mu z + \pi\lambda)^2(\mu w + \pi\lambda)} \right]}{\frac{\pi\lambda}{(\mu w + \pi\lambda)}} = \frac{\mu^2(z^2 - wz)}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (149)$$

Sustituyendo (60) y $f_w(w)$ en (53) obtenemos la ecuación (61):

$$F_Z(Z \leq z|Z > W) = \int_0^\infty \left[\frac{\mu^2(z^2 - wz)}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \right] \left[\frac{\pi\lambda\mu}{(\mu w + \pi\lambda)^2} \right] dw \quad (150)$$

Podemos observar que la ecuación (61) tiene la misma forma que la ecuación (44), por lo que utilizando el resultado presentado en la ecuación (51) y haciendo el cambio de variable $w = z$ tenemos la ecuación (62):

$$F_Z(Z \leq z|Z > W) = \frac{\mu^2 z^2}{(\mu z + \pi\lambda)^2} \quad (151)$$

Derivando (62) respecto a z finalmente obtenemos la *PDF* de z presentada en la ecuación (63):

$$f_Z(Z \leq z|Z > W) = \frac{2\pi\lambda\mu^2 z}{(\mu z + \pi\lambda)^3} \quad (152)$$

Por lo que con la ecuación (63) la ecuación (5.56) queda demostrada.