



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

Evaluación de sistemas MIMO masivo multicelular usando estimación de canal multiplexada

Vásquez Quezada María Fernanda

Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

Carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones

Trabajo de titulación, previo a la obtención del título de Ingeniera en Electrónica y
Telecomunicaciones

MSc. Altamirano Carrillo, Carlos Daniel

13 de abril de 2021



Document Information

Analyzed document	FERNANDA VASQUEZ_TESIS MIMO.pdf (D101000388)
Submitted	4/8/2021 4:32:00 PM
Submitted by	
Submitter email	cdaltamirano@espe.edu.ec
Similarity	4%
Analysis address	cdaltamirano.espe@analysis.orkund.com



Firmado electrónicamente por:
CARLOS DANIEL
ALTAMIRANO
CARRILLO

Sources included in the report

W	URL: http://www.unicauca.edu.co/doctoradoce/publicaciones/Monografia_Agredo.pdf Fetched: 2/10/2021 1:32:12 PM		10
SA	Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE / TESIS_MIMO_FERNANDA VASQUEZ.pdf Document TESIS_MIMO_FERNANDA VASQUEZ.pdf (D100137897) Submitted by: cdaltamirano@espe.edu.ec Receiver: cdaltamirano.espe@analysis.orkund.com		7
W	URL: https://docplayer.es/161000225-Universidad-politecnica-salesiana-sede-quito.html Fetched: 11/21/2019 7:07:12 PM		1
W	URL: https://www.researchgate.net/profile/Dimas_Mavares/publication/279484280_Estimacio... Fetched: 12/18/2020 9:45:30 AM		2
SA	Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE / tesis Andres Sanchez.pdf Document tesis Andres Sanchez.pdf (D35809806) Submitted by: gfolmedo@espe.edu.ec Receiver: gfolmedo.espe@analysis.orkund.com		1
SA	Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE / PROYECTO DE INVESTIGACION VERSION FINAL V1_JC_Andrade.docx Document PROYECTO DE INVESTIGACION VERSION FINAL V1_JC_Andrade.docx (D46499794) Submitted by: dlaguilar@espe.edu.ec Receiver: dlaguilar.espe@analysis.orkund.com		1
W	URL: https://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/bitstream/1007/268/1/241801.pdf Fetched: 8/7/2020 8:19:20 AM		1
SA	TesisFinal.pdf Document TesisFinal.pdf (D52986725)		1
SA	Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE / Tesis_Ariel_Diaz.pdf Document Tesis_Ariel_Diaz.pdf (D55951772) Submitted by: cpbernal@espe.edu.ec Receiver: cpbernal.espe@analysis.orkund.com		1



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, Y
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, **“Evaluación de sistemas MIMO masivo multicelular usando estimación de canal multiplexada”** fue realizado por la señorita **Vásquez Quezada María Fernanda**, el mismo que ha sido revisado en su totalidad, analizado por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustenten públicamente.

Sangolquí, 13 de abril de 2021



.....
MSc. Altamirano Carrillo, Carlos Daniel
C.C.1715060040



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, Y
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

RESPONSABILIDAD DE AUTORÍA

Yo, **Vásquez Quezada María Fernanda**, con cédula de ciudadanía No. **1723430607**, declaro que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: "**Evaluación de sistemas MIMO masivo multicelular usando estimación de canal multiplexada**" es de mi autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos legales, teóricos, científicos, técnicos, y metodológicos establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas.

Sangolquí, 13 de abril de 2021

Una firma manuscrita en tinta azul que parece decir 'María Fernanda Vásquez'.

.....
Vásquez Quezada, María Fernanda
C.C.1723430607



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, Y
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN DE PUBLICACIÓN

Yo, **Vásquez Quezada María Fernanda**, con cédula de ciudadanía No. **1723430607**, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: **'Evaluación de sistemas MIMO masivo multicelular usando estimación de canal multiplexada'** en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi responsabilidad.

Sangolquí, 13 de abril de 2021

Una firma manuscrita en tinta azul que parece decir 'María Fernanda'.

.....
Vásquez Quezada, María Fernanda
C.C.1723430607

DEDICATORIA

Dedico este trabajo en primer lugar a *Dios*, quien me fortalece siempre y me da sabiduría para levantarme de en cada uno de mis aprendizajes, a mis padres *Juan y Rosario* que han sido un pilar incondicional durante todo este caminar, a mis hermanos *Jorge y Daniel* con quienes he conseguido salir avante de cada lucha, a mi pequeñito *Benjamín* que me da la fuerza y el valor para enfrentar cada nuevo amanecer enseñándome a poner lo mejor de mí en cada actividad que realizo.

Fer

AGRADECIMIENTO

A *Dios* por regalarme cada nuevo día y permitirme lograr metas que me ayudan a mejorar en cada ámbito de mi vida junto a los seres que amo.

A quien permitió con su apoyo, paciencia, buen ánimo, dedicación y enseñanzas que el presente trabajo sea una realidad, gracias por su dedicación y comprensión *Ing. Carlos Daniel Altamirano*.

Agradeciéndole de manera especial al *Dr. Henry Carvajal* por su ayuda, interés y colaboración en este trabajo.

Quiero agradecer a *mi familia*, por apoyarme aun cuando mis ánimos decaían. En especial, quiero hacer mención de *mis padres*, que siempre estuvieron ahí para darme palabras de apoyo y un abrazo reconfortante para renovar energías.

Las gracias infinitas a quienes con un granito de arena me permitieron conseguir este valioso logro profesional para mi vida.

Fer

Índice de Contenidos

Portada	1
Resultados de la herramienta de verificación	3
Certificación	3
Responsabilidad de Autoría	4
Autorización de Publicación	5
Dedicatoria	6
Agradecimiento	7
Índice de Contenidos	8
Índice de Tablas	14
Índice de Figuras	15
Lista de Abreviaturas	18
Lista de Símbolos	20
Resumen	24

	9
Abstract	25
Capítulo 1	26
Evaluación de sistemas MIMO masivo multicelular usando estimación de canal multiplexada	26
Introducción	26
Antecedentes	26
Justificación e Importancia	30
Alcance del Proyecto	31
Objetivos	32
Objetivo General.	32
Objetivos Específicos.	32
Metodología	33
Descripción del Proyecto	33
Capítulo 2	35
Conceptos básicos y descripción del sistema	35
Introducción	35
Esquemas de Modulación Digital	35
Modulación PAM	36
Modulación ASK	36
Modulación multinivel de amplitud en cuadratura M-QAM	37
Codificación Gray	40
Canal	40

	10
Modelo de Canal con Ruido	41
Modelo de Canal con Desvanecimiento	42
Características de un canal con múltiples trayectorias	43
Dispersión de retardo.	43
Ancho de Banda de Coherencia.	43
Dispersión Doppler.	44
Tiempo de coherencia.	44
Tipos de desvanecimiento a pequeña escala	44
Desvanecimiento plano o no selectivo.	44
Desvanecimiento selectivo en frecuencia.	45
Desvanecimiento lento.	45
Desvanecimiento rápido.	45
Pérdidas de propagación	46
Sombreamiento	47
Interferencia	47
Sistemas MIMO	48
Diversidad Espacial en un Sistema MIMO.	48
Multiplexación Espacial en un Sistema MIMO.	49
Canal MIMO	50
Sistema SISO.	50
Sistema MISO	51
Sistema SIMO	51
MIMO Masivo	51
Sistema Celular	53

	11
Eficiencia espectral en sistemas Celulares	54
Sistema Unicelular	54
Sistema Multicelular	55
Control de Potencia	55
Reuso de Canal	57
Reuso Duro	57
Detectores lineales	58
Técnicas de Estimación de Canal	61
Modelo del Sistema	61
Modelo del Sistema Unicelular	63
Modelo del Sistema Multicelular	64
Canal MIMO masivo	66
Bloque temporal	66
Bloque temporal Unicelular.	67
Bloque temporal Multicelular.	67
Capítulo 3	69
Desempeño del sistema	69
Introducción	69
Estimación de canal	69
Estimación Perfecta del Canal	70
Estimación mediante Multiplexación de Pilotos	71
Estimación de canal en sistemas unicelulares con MPE.	73
Estimación de canal en sistemas multicelulares con MPE.	74

	12
Caso 1. Distintas secuencias ortogonales.	75
Caso 2. Mismas secuencias ortogonales.	75
Error de Estimación.	76
Detección	77
Detección Unicelular	77
Combinación de Relación Máxima	77
Forzamiento Cero	78
Detección Multicelular	79
Forzamiento Cero	80
Tasa exacta de Error de Bit promedio	81
BER para detector MRC	82
BER para detector ZF	82
BER para M-MIMO	82
Capítulo 4	84
Análisis de resultados	84
Introducción	84
Desempeño de Sistemas Unicelulares	85
Análisis de la BER en sistemas SISO con estimación perfecta	85
Análisis de la BER en sistemas SIMO con estimación perfecta	86
Análisis de la BER en sistemas MIMO con estimación perfecta	88
Análisis de la BER en sistemas SISO con estimación imperfecta	91
Análisis de la BER en sistemas SIMO con estimación imperfecta	92
Análisis de la BER en sistemas MIMO con estimación imperfecta	94

	13
Desempeño de Sistemas Multicelulares	96
Análisis de la BER en sistemas SISO con estimación perfecta	96
Análisis de la BER en sistemas SIMO con estimación perfecta	97
Análisis de la BER en sistemas MIMO con estimación perfecta	99
Análisis de la BER en sistemas SISO con estimación imperfecta	100
Análisis de la BER en sistemas SIMO con estimación imperfecta	101
Análisis de la BER en sistemas MIMO con estimación imperfecta	101
Capítulo 5	104
Conclusiones y Trabajos Futuros	104
Conclusiones	104
Trabajos Futuros	105
Referencias	107
Anexos	112

Índice de Tablas

Tabla 1	Símbolos de la Modulación 4-QAM	39
Tabla 2	Eficiencia espectral de varios esquemas de modulación	40
Tabla 3	Exponentes de pérdidas de propagación para varios entornos	47

Índice de Figuras

Figura 1	Constelación 16 QAM	38
Figura 2	Modelo de canal AWGN	41
Figura 3	Modelo de canal con desvanecimiento Rayleigh	43
Figura 4	Diagrama de un sistema MIMO	50
Figura 5	Diagrama de un sistema SISO	51
Figura 6	Diagrama de un sistema MISO	52
Figura 7	Diagrama de un sistema SIMO	52
Figura 8	Uplink en MIMO Masivo	53
Figura 9	Sistema multicelular	56
Figura 10	a)Factor de reuso 1, b)Factor de reuso 3	58
Figura 11	Factor de reuso 7	59
Figura 12	Radio exterior de una celda y distancia de referencia R_o a la BS	59
Figura 13	Modelo del sistema celular	63
Figura 14	Multiplexación de simbolos piloto con los datos	71
Figura 15	BER en sistema SISO unicelular para 4QAM, 16QAM y 64QAM con estimación perfecta	85

Figura 16	BER en sistema SIMO unicelular con detector MRC, empleando modulación 4QAM	87
Figura 17	BER en sistema SIMO unicelular con detector ZF, empleando modulación 4QAM	87
Figura 18	BER en sistema MIMO unicelular, detector MRC, $K = 8$, modulación 4QAM	88
Figura 19	BER en sistema MIMO unicelular, detector MRC, $K = 16$, modulación 4QAM	89
Figura 20	BER en sistema MIMO unicelular, detector ZF, $K = 8$, modulación 4QAM	90
Figura 21	BER en sistema MIMO unicelular, detector ZF, $K = 16$, modulación 4QAM	91
Figura 22	BER en sistema SISO unicelular, modulación 4QAM, Estimación imperfecta	92
Figura 23	BER en sistema SIMO unicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación imperfecta	93
Figura 24	BER en sistema SIMO unicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación imperfecta	93
Figura 25	BER en sistema MIMO unicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación imperfecta, $K=8$	94
Figura 26	BER en sistema MIMO unicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación imperfecta $K=16$	95
Figura 27	BER en sistema MIMO unicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación imperfecta $K=8$	95

Figura 28 BER en sistema MIMO unicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación imperfecta, $K=16$	96
Figura 29 BER en sistema SISO multicelular, modulación 4QAM, Estimación perfecta	97
Figura 30 BER en sistema SIMO multicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación perfecta	98
Figura 31 BER en sistema SIMO multicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación perfecta	98
Figura 32 BER en sistema MIMO multicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación perfecta	99
Figura 33 BER en sistema MIMO multicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación perfecta	100
Figura 34 BER en sistema SISO multicelular, modulación 4QAM, Estimación imperfecta	101
Figura 35 BER en sistema SIMO multicelular, modulación 4QAM, Estimación imperfecta	102
Figura 36 BER en sistema MIMO multicelular, modulación 4QAM, Estimación imperfecta	102

Lista de Abreviatura

Abreviatura	Descripción
5G	Quinta generación
ASK	Modulación por Desplazamiento de Amplitud
AWGN	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo
BER	Taza de error de bit
BS	Estación base
<i>CCI</i>	Interferencia co-canal
CEEI	Interferencia de error de estimación de canal
CSI	Información del estado del canal
DA	Asistido por datos
DD	Decisión Dirigida
i.i.d	independiente e idénticamente distribuido
<i>MAI</i>	Interferencia por acceso múltiple
MF	Filtrado coincidente (Matched Filtering)
MIMO	Múltiple entrada, múltiple salida (Multiple-Input, Multiple-Output)
MISO	Múltiple entrada, salida única (Multiple-Input, Single-Output)
M-MIMO	MIMO masivo
MMSE	Mínimo Error Medio Cuadrático

Abreviatura	Descripción (cont.)
mmW	Ondas milimétricas
M-PAM	Multinivel-Modulación de amplitud de pulsos
MPE	Estimación con multiplexación de pilotos
M-QAM	Multinivel-Modulación de amplitud en cuadratura
MRC	Combinación de relación máxima
PCE	Estimación perfecta del canal
PCSI	Información del estado del canal perfecta
PDF	Función de densidad de probabilidad
Rx	Receptor
SNR	Relación señal ruido
SNIR	Relación señal-ruido-más-interferencia
SIMO	Entrada única, Múltiple salida (Single-Input, Multiple-Output)
SISO	Entrada única, Salida única (Single-Input, Single-Output)
Tx	Transmisor
UT	Terminal de usuario
ZF	Forzamiento cero

Lista de Símbolos

Símbolo	Descripción
A	Distancia mínima entre dos vecinos próximos
A_ℓ	Amplitud del pulso en el ℓ -ésimo intervalo de tiempo
B	Ancho de banda del sistema
B_c	Ancho de banda de coherencia
B_D	Dispersión Doppler
E_B	Energía recibida por bloque
E_b	Energía recibida por bit
E_b/N_0	Relación señal-ruido normalizada
E_s	Energía recibida por símbolo
\mathcal{F}	Factor de rehuso del canal
f_d	Frecuencia Doppler
K	Número de usuarios o número de terminales de usuario (UTs)
L	Número total de símbolos
L_c	Número total de celdas del clúster
L_d	Número de símbolos de datos
L_p	Número de símbolos piloto
M	Orden de la modulación

Símbolo	Descripción (cont.)
m	Número de bits por símbolo
n	Ruido Gaussiano
N	Número de antenas en estación base (BS)
N_0	Densidad espectral unilateral de potencia de ruido
\mathcal{P}	Múltiples caminos que recorre la señal
PL	Pérdidas de trayectoria
P_{rx}	Potencia recibida constante de cada UT
$p(t)$	Pulso unitario de banda base
P_{tx}	Potencia transmitida por cada UT
$P_{tx,maxima}$	Potencia máxima de un UT
$p(x)$	PDF de una variable aleatoria x
d	Distancia entre cada UT y la BS
r_k	Distancia entre el k -ésimo UT y su BS
$\mathcal{R}_{b,k}$	Tasa de bits del k -ésimo UT
T_B	Intervalo de tiempo del bloque
T_b	Duración del tiempo de bit
T_c	Tiempo de coherencia
T_s	Duración del tiempo de símbolo
$T_{s,m}$	Duración del símbolo con MPE
\mathbf{x}	Vector
\mathbf{X}	Matriz

Símbolo	Descripción (cont.)
$\mathbf{X}_{i,j}$	Elemento (i, j) de la matriz \mathbf{X}
$x_{i,j}$	Elemento (i, j) del vector \mathbf{x}
$\overline{\alpha^2}$	Potencia media del desvanecimiento Rayleigh
β	Exponente de pérdida de propagación
ξ	Eficiencia espectral celular
η	Relación entre el número de símbolos piloto y datos para MPE
i	Unidad imaginaria, $\sqrt{-1}$
\mathcal{K}	Factor de propagación
λ	Longitud de onda
μ	Relación entre la energía del piloto y los símbolos de datos para MPE
μ_x	Valor medio
γ_s	SNIR promedio por bloque
ϕ_ℓ	Fase del canal en ℓ -ésimo camino de propagación
σ_x^2	Varianza de ruido complejo
ϱ	Varianza del canal estimado
τ_x^2	Retardo del ℓ -ésimo camino de propagación
\forall	Para todo
$(\cdot)^*$	Conjugada
$(\cdot)^T$	Transpuesta
$(\cdot)^H$	Conjugada transpuesta
$(\cdot)^+$	Moore-Penrose Pseudoinversa

Símbolo	Descripción (cont.)
$ \cdot $	Módulo complejo
$\ \cdot\ $	Norma euclidiana
$C_{x,y}$	Matriz de covarianza de vectores x e y
$E\{\cdot\}$	Esperanza
$R_{x,y}$	Matriz de correlación de los vectores x e y
$\text{Var}\{\cdot\}$	Varianza

Resumen

Con el creciente aumento de usuarios aparece como una alternativa muy atractiva MIMO masivo (M-MIMO), que mediante el uso de una gran cantidad de antenas en la estación base (BS) permite recibir o transmitir información de las múltiples terminales de usuarios (UTs), que generalmente solo cuentan con una antena, usando los mismos recursos de tiempo y frecuencia a través de multiplexación espacial. Al prometer altas tasas de transmisión M-MIMO ha sido estudiada principalmente en términos de la capacidad ergódica del sistema con conocimiento perfecto del canal, es por este motivo que se realizó un análisis sobre el rendimiento de la tasa de error de bit promedio (BER) en un sistema M-MIMO unicelular y multicelular empleando técnicas de detección lineal como combinación de relación máxima (MRC) y forzamiento cero (ZF), además de realizar la estimación del canal mediante multiplexación de símbolos piloto con datos, usando el estimador mínimo error medio cuadrático (MMSE). Multinivel-Modulación de amplitud en cuadratura (M-QAM) y uplink se consideró para todos los escenarios. Con el presente trabajo se realiza una comparación entre sistemas unicelulares y multicelulares obteniendo las diferencias sobre el rendimiento del sistema a nivel de bit, para un escenario ideal y un escenario más real y práctico en la celda de interés.

- Palabras clave:

- **BER**
- **DETECTORES LINEALES**
- **ESTIMACIÓN DE CANAL IMPERFECTA**
- **MIMO MASIVO MULTICELULAR**
- **SÍMBOLOS PILOTO**

Abstract

With the growing increase in users, massive MIMO (M-MIMO) appears as a very attractive alternative, which by using a large number of antennas in the base station (BS) allows receiving or transmitting information from multiple user terminals (UTs), which generally only have one antenna, using the same time and frequency resources through spatial multiplexing. By promising high transmission rates, M-MIMO has been studied mainly in terms of the ergodic capacity of the system with perfect knowledge of the channel, it is for this reason that analysis was carried out on the performance of the average bit error rate (BER), in a unicellular and multicellular M-MIMO system using linear detection techniques such as Maximum Ratio Combination (MRC) and Zero Forcing (ZF), in addition to performing the channel estimation by multiplexing pilot symbols with data using the Minimum Mean Square Error (MMSE). Multilevel-Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) and uplink were considered for all scenarios. With the present work, a comparison is made between unicellular and multicellular systems, obtaining the differences in the performance of the system at the bit level, for an ideal scenario and a more realistic and practical scenario in the cell of interest .

- Key words:

- **BER**
- **LINEAR DETECTORS**
- **IMPERFECT CHANNEL ESTIMATION**
- **MULTI-CELL MASSIVE MIMO**
- **PILOT SYMBOLS**

Capítulo 1

Introducción

Antecedentes

La continua transformación digital y el acelerado crecimiento de usuarios hacen que la transición a sistemas de quinta generación (5G) se vea como un modelo que no solamente revoluciona las comunicaciones, sino que también genera cambios en la economía de los países (Campbell et al., 2017).

Los sistemas de comunicación convencionales consisten en una antena transmisora y una antena receptora. Denominados como de una entrada única y una salida única (SISO), son muy utilizados para comunicaciones inalámbricas móviles y fijas. La principal limitación de este enfoque es la eficiencia espectral, ya que al admitir un orden de modulación más alto, los sistemas son más susceptibles al ruido. Por lo tanto, se requieren estudios enfocados mayormente en la eficiencia espectral del sistema, como es el caso de los sistemas de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO).

Según Alexanderson, para 1919 ya se tenía nociones de antenas múltiples, en el trabajo titulado "Trans-Oceanic Radio Communication" se menciona como construir seis radiadores, sus dimensiones y distancias entre estos (Alexanderson, 1920).

Por otra parte, con el trabajo realizado por Caire Giuseppe y Shamai Shlomo que aunque se hicieron casi un siglo después, se ha podido desarrollar investigaciones que profundizan, aclaran y generan nuevos campos de estudio acerca de los conceptos sobre múltiples antenas, además de dar inicio al análisis de los beneficios e implementación de tecnología MIMO enfocados en la capacidad ergódica (Caire & Shamai, 2003; Marzetta, 2006).

MIMO se refiere a los enlaces de radio donde se usan varias antenas en el

transmisor (Tx) y varias antenas en el receptor (Rx) empleando un solo canal para mejorar la transferencia de información e incrementar la capacidad del sistema a través de diversidad espacial y multiplexación espacial, esto gracias a la cantidad de antenas en ambos lados del sistema de comunicación, que permite mejorar los problemas de multitrayecto que se presentan en los sistemas de comunicación que usan una sola antena en el Tx y Rx (Corrales & Gómez, 2007).

En el panorama mundial actual, una de las soluciones para atender las necesidades planteadas se soporta en implementar la tecnología MIMO Masivo (M-MIMO) que al contar con una gran cantidad de antenas en la estación base, lo perfila evidentemente como solución a las necesidades de 5G que ofrece beneficios tales como: aumento en la capacidad del sistema y en las velocidades de datos a los usuarios, además de usar en forma más eficientemente el espectro radioeléctrico (Larsson et al., 2014).

La principal diferencia entre MIMO y M-MIMO es considerar que los equipos de un grupo limitado de usuarios cuentan únicamente con una antena transmisora, a los cuales denominaremos terminal de usuario (UT). Al igual que MIMO la estación base (BS) esta equipada con múltiples (centenas a miles) antenas. Los múltiples usuarios transmiten bloques de información añadiendo símbolos pilotos hacia la BS usando multiplexación espacial, provocando que los bloques de datos multiplexados con pilotos ocupen los mismo tiempos y frecuencias, esto permite conocer la información acerca del estado del canal (CSI) en el enlace ascendente o uplink (Marzetta, 2015).

En este contexto existen varios estudios acerca del desempeño de sistemas M-MIMO de celda única y multicelda, por ejemplo el artículo realizado por (Foschini, 1996) en el cual se aborda la comunicación digital con desvanecimiento Rayleigh en el

canal, menciona que se pudo conseguir 42bps/Hz con 8 antenas transmisoras y 8 receptoras con el mismo ancho de banda y potencia radiada de un sistema de una antena en el Rx y una en el Tx, mejorando 40 veces la capacidad del sistema, lo que demuestra que la capacidad aumenta linealmente con el valor de las antenas que se use en el sistema.

Varios años después (Ngo et al., 2011), presentan un trabajo sobre sistemas multicelda, su análisis lo realizan en función de la contaminación de los símbolos piloto donde se aplicó la estimación de canal sobre un modelo de canal físico de dimensiones finitas demostrando que los efectos de la contaminación de pilotos persiste aún sobre este modelo de canal. Incluso para un número finito e infinito de antenas en la BS donde derivan los límites en la tasa de transmisión de datos de forma cerrada .

En el mismo año (Jose et al., 2011) presentan un documento en el cual proponen un sistema multicelular con precodificación en la BS del enlace ascendente, para conocer el estado del canal usan reciprocidad del medio inalámbrico con duplexación por división de tiempo (TDD), su principal observación se basa en la utilización de símbolos piloto no ortogonales los cuales generan que la matriz de precodificación se corrompa de manera indeseable, pero logran mitigar este problema con la precodificación basada en mínimo error medio cuadrático (MMSE) mediante una formulación intuitiva de problemas de optimización. Obteniendo mejores ganancia de rendimiento a diferencia de métodos usados en precodificación unicelular.

En años posteriores (Ngo et al., 2013a; Ngo et al., 2013b) realizaron un análisis usando estimación perfecta e imperfecta del canal en términos de energía y eficiencia espectral determinando cual sería la potencia irradiada del sistema en función del número de antenas de la BS, así como también mencionan que el uso del detector que

usa combinación de relación máxima (MRC) puede ser viable al reducir los niveles de potencia .

La mayoría de la literatura sobre M-MIMO multicelular estudia a los sistemas en términos de potencia, energía, eficiencia espectral usando métodos de detección MRC, forzamiento cero (ZF) y MMSE, es decir, lo hacen enfocados en la capacidad ergódica del sistema. Los pocos escritos donde el análisis se realizó a nivel de bit lo hacen para sistemas unicelulares, sin embargo no todos lo hacen empleando estimación imperfecta del canal.

Una de las pocas investigaciones a nivel de bit para sistemas M-MIMO (Córdova, 2018) emplea detectores ZF, MMSE y Matched Filtering (MF) el cual usa MRC; bajo un canal Rayleigh con modulación BPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM en el cual determinan que el detector MMSE presenta un mejor rendimiento en comparación a los detectores MF y ZF. Cabe mencionar que en este análisis no se hace estimación de canal.

Estudios más recientes, se enfocan en estimar entornos reales, con el propósito de generar información acerca de conceptos que permitan obtener mayor beneficio al trabajar con sistemas M-MIMO en redes móviles, igualmente se busca prevenir o reducir las posibles limitaciones que pueda presentar efectos que corrompan el desempeño del sistema.

Uno de esos estudios es (Altamirano et al., 2019), en el cual se derivan expresiones teóricas de forma cerrada para evaluar sistemas M-MIMO de celda única en el enlace ascendente usando detectores lineales MRC, ZF y MMSE, aprovechando la propiedad de endurecimiento de canal, además de verificar la rigidez de las ecuaciones a través de simulaciones numéricas de Montecarlo .

La investigación desarrollada en el artículo científico mencionado en el párrafo

anterior, se toma como base para ampliar el análisis realizado en sistemas M-MIMO unicelulares a sistemas multicelulares a fin de expandir las expresiones teóricas de forma cerrada allí derivadas, a un entorno que incluye la celda central más 6 celdas adyacentes a esta; que permita evaluar el desempeño del sistema a nivel de bit. empleando estimación perfecta e imperfecta de canal, contaminación de pilotos y control de potencia con esquemas de modulación M-QAM. Esto constituye una contribución, que el presente trabajo de titulación plantea a los actuales y futuros proyectos, estudios e investigaciones que buscan hacer viable la puesta en práctica de sistemas M-MIMO para sistemas de comunicaciones más eficientes y fiables.

Justificación e Importancia

La tecnología M-MIMO ha abierto la posibilidad para el logro de beneficios importantes en los sistemas de comunicaciones móviles que serán necesarios en un futuro cercano debido a la alta demanda de información por parte de los usuarios. Con velocidades más altas, mayor capacidad de transmisión, mayor seguridad, menor consumo de energía, entre otras ventajas. Sus desventajas tales como el costo y las dificultades de implementación práctica establecen retos importantes, los cuales deben ser abordados generando nichos de investigación que inicialmente habían sido descartados para la aplicación de M-MIMO al mundo móvil celular (Méndez et al., 2015).

La búsqueda de opciones para reducir la complejidad en la detección de señales en ambientes M-MIMO multicelular donde la BS cuenta con múltiples antenas, es viable, por esto se hace necesario considerar formas que hagan eficientes el procesamiento computacional y se pueda implementar de forma práctica sus beneficios, de allí que se tenga una oportunidad para la investigación de algoritmos que ofrezcan baja complejidad en el manejo de grandes cantidades de datos y permita el aumento del nivel de

procesamiento a realizar, considerando el uso de técnicas como MRC y ZF dado su bajo tiempo de ejecución (González, 2004).

La cada vez más creciente demanda de velocidad de transmisión y mayor capacidad del sistema en las redes móviles actuales ha genera motivación para encontrar soluciones que permitan migrar hacia 5G además de explorar formas de hacer viable la teoría de M-MIMO por las ventajas que ésta ofrece, a pesar de sus grandes dificultades de realización práctica, es interesante cómo esto a su vez se ha convertido en un impulsor del estudio de la operación de sistemas en bandas como las de ondas milimétricas (mmWave) que fueron descartadas inicialmente para ser aplicadas en las comunicaciones móviles, actualmente la mayoría de aplicaciones que usan sistemas MIMO emplean la banda de frecuencias por debajo de los 6GHz (sub-6GHz) (Sacoto, 2021).

Las consideraciones que se asumen para la estimación del canal en la literatura muestran que las BS tienen conocimiento del estado del canal mientras que en un escenario real no se puede conocer perfectamente al canal por lo que se hace necesario realiza una estimación del mismo, para lo cual se usa el estimador mínimo de error cuadrático medio (MMSE) mediante la utilización de símbolos piloto ortogonales multiplexados con símbolos de datos (Altamirano et al., 2019).

Por lo anterior, en la literatura, hay una falta de estudios de detectores lineales para sistemas M-MIMO multicelular que evalúen la tasa de error de bit (BER) para la modulación M-QAM, considerando estimación de canal imperfecto.

Alcance del Proyecto

Mediante la realización del presente trabajo de titulación se preve determinar de forma teórica y simulada, la BER promedio de los sistemas M-MIMO unicelulares y

multicelulares que utilizan detección MRC y ZF con estimación de canal usando secuencias de símbolos piloto ortogonales multiplexadas con símbolos de datos.

Para conseguir este propósito se usó expresiones teóricas de forma cerrada en las que se emplean detectores lineales MRC y ZF, estimador de canal MMSE, en sistemas unicelulares y multicelulares. Las simulaciones numéricas de Montecarlo realizadas en *MATLAB* se corroboraron con las expresiones teóricas.

Una vez obtenidos los resultados de las simulaciones se realiza una comparación de la BER entre sistemas M-MIMO unicelulares y multicelulares variando el número de antenas de la BS, el número de usuarios, el factor de reuso del canal, empleando detectores MRC y ZF, tanto para la estimación de canal perfecta como imperfecta.

Objetivos

Objetivo General.

- Realizar un análisis de la tasa de error de bit promedio (BER) de los sistemas M-MIMO en escenarios unicelulares y multicelulares con estimación de canal multiplexada y utilizando los detectores MRC y ZF.

Objetivos Específicos.

- Desarrollar el estado del arte acerca de sistemas M-MIMO multicelulares, modelos de canales, estimación de canal, detección lineal MRC y ZF.
- Analizar propuestas actuales acerca de M-MIMO multicelulares que utilizan MRC y ZF con estimación de canal imperfecto.
- Definir las técnicas de estimación de canal multiplexada para sistemas M-MIMO multicelulares con detectores MRC y ZF e implementar la simulación.

- Derivar expresiones teóricas para modelar la BER de sistemas M-MIMO multicelulares.

Metodología

La investigación a desarrollar en el presente trabajo es de tipo mixta y consta de tres partes, la primera de tipo cualitativo-exploratorio, la cual busca documentar toda la información necesaria para la conformación del estado del arte, cabe recalcar que MIMO Masivo es una tecnología emergente aplicada a redes de última generación, siendo requerida una exhaustiva investigación, para ello se usará como fuentes de investigación las bases de datos de Artículos Científicos.

El segundo es de tipo empírico, donde se empleará las técnicas de estimación de canal, detección lineal MRC y ZF, aplicadas a una simulación en un software que satisfaga los requerimientos de este trabajo de investigación sobre un sistema M-MIMO en un entorno multicelular considerando la modulación M-QAM.

Finalmente, el tercero es de tipo analítico que, a través de la derivación de un modelo matemático, ayudará a llevar a cabo el análisis comparativo en el que se definirá las características técnicas para implementar un sistema M-MIMO multicelular a partir de los resultados obtenidos.

Descripción del Proyecto

El presente proyecto se realiza teniendo en cuenta los objetivos específicos planteados y se resume de la siguiente forma el contenido descrito en este documento:

En el primer capítulo se da una introducción mencionando los antecedentes, objetivos general y específicos, alcance, justificación e importancia además de la metodología para la realización del presente trabajo de titulación.

En el segundo capítulo se realiza un estudio bibliográfico para definir conceptos

básicos como esquemas de modulación, modelos de canal, interferencia co-canal, desvanecimiento a pequeña escala, pérdidas de propagación, sistema celular, unicelular y multicelular, control de potencia, factor de reuso, sistemas MIMO, sistemas M-MIMO, modelos de canal para MIMO, bandas de frecuencia, técnicas de estimación de canal, detección lineal MRC y ZF y modelo del sistema, mediante una recopilación de la bibliografía relacionada especialmente a sistemas de comunicación y M-MIMO unicelular y multicelular, la cual es necesaria para la investigación.

En el tercer capítulo se realiza la derivación de expresiones para la estimación de canal empleando el estimador MMSE, en sistemas unicelulares y multicelulares que utilizan secuencias de símbolos piloto ortogonales multiplexados con símbolos de datos además se presentan expresiones para comparar la varianza de la matriz de canal estimada y el error de estimación para sistemas unicelulares y multicelulares. Las expresiones para realizar detección con MRC y ZF en sistemas con estimación imperfecta. También se derivan expresiones sobre la tasa de error promedio y su límite inferior.

Como cuarto capítulo se presenta el análisis y validación de resultados centrandose principalmente en el estudio de la BER promedio de los sistemas M-MIMO unicelular y multicelulares que utilizan detectores MRC y ZF. Además de evaluar la pérdida de rendimiento del sistema debido a la estimación del canal en términos de $\frac{Eb}{N_0}$.

Por último, en el quinto capítulo se mencionan las conclusiones y los diferentes estudios o enfoques que se pueden realizar analizando los resultados obtenidos luego de finalizada la presente investigación.

Capítulo 2

Introducción

Al desarrollar una investigación se hace necesario entender y ampliar conceptos que permitan comprender el estado actual de tema que se busca analizar, es por esto que en el presente capítulo se quiere clarificar ciertos términos relacionados con sistemas M-MIMO. Con el propósito de no crear ambigüedad o dejar vacíos que causen confusión durante el progreso del presente trabajo.

En este apartado se presenta conceptos relacionados a la investigación ordenados de la siguiente manera: la primera sección se refiere a los esquemas de modulación digital, en la segunda sección se describen los modelos de canal, para el tercer apartado se menciona los sistemas MIMO, en la cuarta sección se describe los sistemas celulares, unicelulares y multicelulares, se describe el control de potencia en la quinta sección, en la sexta sección se detalla el concepto de factor de reuso, la séptima sección muestra conceptos sobre detección lineal, continuando en la octava sección con las técnicas de estimación de canal y finalmente se describe el modelo del sistema en la sección novena; siendo todos estos conceptos de fundamental importancia para la elaboración del presente trabajo.

Esquemas de Modulación Digital

Para adaptar las señales eléctricas y poder enviarlas, es necesario modularlas en el transmisor, transformando los bits en un símbolo único para enviarlos en forma de onda por el canal. La constelación es una forma de representar las formas de onda. En el receptor, la forma de onda es demodulada y se puede recuperar los bits.

Actualmente existen varios tipos de esquemas de modulación digital que son usados en sistemas de comunicación celular resultando más confiables y eficientes.

Existen varios esquemas de modulación digital usados en sistemas celulares, con el propósito de comprender de mejor manera el análisis en el presente trabajo, solamente se describen los esquemas de modulación digital M-PAM, ASK y M-QAM. (Carvajal, 2018), los cual se presenta a continuación:

Modulación PAM

La modulación PAM del inglés "*Pulse Amplitude Modulation*" es una técnica para transmitir información modulando las amplitudes de un tren de pulsos (Orozco et al., 2014). La señal con modulación por amplitud de pulsos se puede escribir como se muestra en la ecuación 1:

$$s(t) = \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} A_{\ell} p(t - \ell T_s), \quad (1)$$

donde A_{ℓ} pertenece a la constelación de M símbolos, que representa la amplitud del ℓ -ésimo símbolo de los datos, T_s es la duración del símbolo, $R_s = 1/T_s$ es la tasa de símbolos (Altamirano, 2011), el formato de pulso de banda base que satisface el criterio de Nyquist está dado por:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & t = 0 \\ 0 & t = \pm T_s, \pm 2T_s, \dots, \end{cases} \quad (2)$$

El esquema de modulación M-PAM (Multinivel-Modulación de amplitud de pulso) debe su nombre a las M amplitudes diferentes de la señal modulada, la misma que transmite $\log_2 M$ bits en cada símbolo, es decir, transmite bloques de m bits en $M = 2^m$ formas de onda (Altamirano, 2011).

Modulación ASK

Para realizar una modulación de banda de paso usando el esquema ASK del inglés *"Amplitude-Shift Keying"*, es necesario introducir una portadora sinusoidal en el esquema PAM. La frecuencia y la fase de la portadora sinusoidal no varían, mientras que su amplitud si varía, consiguiendo que cada amplitud sea representada por combinación exclusiva de dígitos binarios (Altamirano, 2011). La señal con modulación por desplazamiento de amplitud se puede escribir como se muestra en la ecuación 3:

$$s(t) = \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} A_{\ell} p(t - \ell T_s) \cos(2\pi f_c t), \quad (3)$$

donde f_c es la frecuencia de la señal portadora.

Modulación multinivel de amplitud en cuadratura M-QAM

El mensaje que se desea transmitir se encuentra tanto en la fase como en la cuadratura de la señal, cambiando las amplitudes de dos portadoras sinusoidales (conocidas como portadoras en cuadratura), las dos portadoras están desfasadas $\frac{\pi}{2}$ radianes o 90° , esto se podría ver como dos canales ortogonales en el mismo ancho de banda provocando que las señales no interfieran entre sí. Esta modulación usa eficientemente el espectro de radio por lo que es usado en sistemas celulares (Holma & Toskala, 2011).

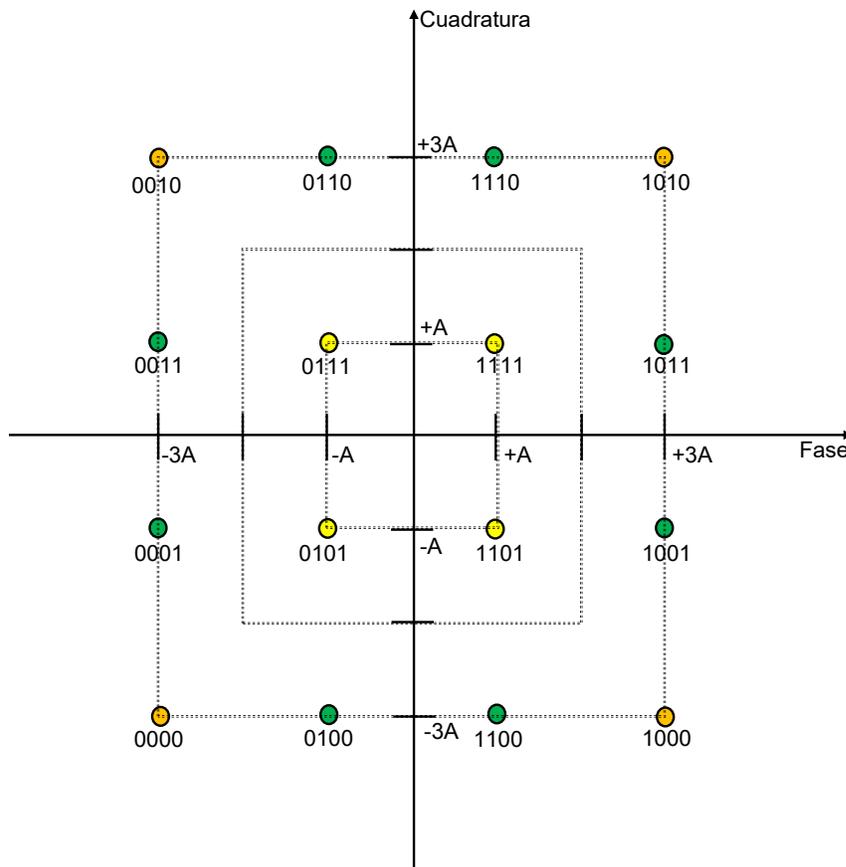
En la Figura 1, se puede observar una constelación 16 QAM, donde los símbolos adyacentes entre sí, se diferencian únicamente por un bit. El mapeamiento de los bits emplea codificación Gray (Hanzo et al., 2004). A es la amplitud del símbolo dada por:

$$A = \sqrt{\frac{3(\log_2 M) * E_b}{2(M - 1)}}, \quad (4)$$

Donde:

Figura 1

Constelación 16 QAM



M : orden de la modulación.

$\log_2 M$: número de bits por símbolo (m).

E_b : energía recibida por bit.

Es sustancial definir la energía media de la constelación, en razón de que esta directamente relacionada con la eficiencia espectral del esquema de modulación (Altamirano, 2011).

El módulo cuadrático del vector que contiene los bits de un símbolo de la señal pasa banda que se transmite o recibe es igual a la energía de símbolo, entonces la

energía promedio de la constelación es:

$$\overline{E_s} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E_{s,m}, \quad (5)$$

donde $E_{s,m} = \int_0^{T_s} s_m^2(t) dt$. Consecuentemente la energía de bit esta dada por:

$$E_b = \frac{E_s}{\log_2 M}, \quad (6)$$

Variando el valor de $M = 2^m$ para $m \geq 2$, donde M indica el número de formas de onda, podemos usar constelaciones cuadradas como 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM que permiten optimizar el ancho de banda. En la Tabla 1 se presenta la señal de pasa banda con modulación 4-QAM (Altamirano, 2011).

Tabla 1

Símbolos de la Modulación 4-QAM

Señal Pasa Banda	Símbolos	Código Binario
$s_0(t) = +\sqrt{2}A \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{2}A \sin(2\pi f_c t)$	$+A + jA$	00
$s_1(t) = -\sqrt{2}A \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{2}A \sin(2\pi f_c t)$	$-A + jA$	01
$s_2(t) = -\sqrt{2}A \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{2}A \sin(2\pi f_c t)$	$-A - jA$	11
$s_3(t) = +\sqrt{2}A \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{2}A \sin(2\pi f_c t)$	$+A - jA$	10

Nota. Recuperado de: Repositorio da Producción Científica e Intelectual de la Unicamp 2011. Universidad Estatal de Campinas, Facultad de Ingeniería Eléctrica e Informática.

La modulación M-QAM hace uso eficiente del ancho de banda (B), ya que, puede colocar de forma ordenada más bits por segundo en una banda de frecuencia limitada.

En la Tabla 2 se muestra la eficiencia espectral de varios esquemas de modulación:

Tabla 2

Eficiencia espectral de varios esquemas de modulación

Modulación	Eficiencia espectral	$\overline{E_b}$	[dB]
2-PAM	1	A^2	0,0
4-PAM	2	$\frac{5}{2}A^2$	3,9
4-QAM	2	A^2	0,0
16-QAM	4	$\frac{5}{2}A^2$	3,9
64-QAM	6	$\frac{21}{4}A^2$	7,2

Nota. Recuperado de: Repositorio da Producción Científica e Intelectual de la Unicamp 2011. Universidad Estatal de Campinas, Facultad de Ingeniería Eléctrica e Informática.

Para escoger un esquema de modulación es necesario tomar en consideración el ancho de banda, la energía y la tasa de errores de bits (Altamirano, 2011).

Codificación Gray.

En la codificación Gray los símbolos se disponen de tal manera que exista solamente un bit de diferencia entre aquellos símbolos que se encuentran mas cerca uno de otro. Para un esquema de modulación 16QAM la Figura 1 muestra la disposición de cada símbolo en la constelación usando codificación Gray.

Canal

El canal de radio no se puede modelar de forma perfecta, ya que al variar con el tiempo presenta sus propias características, por esta razón mediante un modelamiento matemático se busca emular su comportamiento y los efectos que producen en él, los

fenómenos como ruido, desvanecimiento e interferencia co-canal. Estos tres fenómenos son los considerados en el presente trabajo para modelar el sistema de comunicación.

Modelo de Canal con Ruido

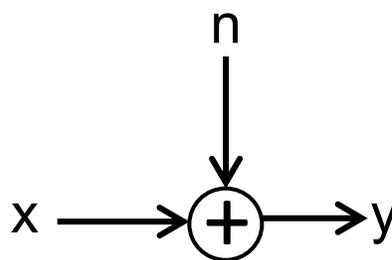
Para modelar el canal con ruido por lo general se usa Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN - "Additive White Gaussian Noise" en inglés) por ser de mayor simplicidad y uso frecuente. El ruido es un factor constante en los sistemas de comunicaciones haciendo que la señal transmitida siempre contenga errores al recibirla. Esta señal recibida y , ya contiene ruido AWGN, en consecuencia de que es igual a la señal transmitida x más el ruido Gaussiano n , obteniendo la expresión 7:

$$y = x + n \quad (7)$$

En la Figura 2 se muestra el modelo de canal AWGN.

Figura 2

Modelo de canal AWGN



La función de densidad de probabilidad (PDF - "Probability Density Function" en inglés) que describe las muestras de AWGN se obtienen como se muestra en la ecuación 8, donde μ_x representa el valor medio y σ_x es la desviación estándar de las muestras de ruido.

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp \left[-\frac{(x - \mu_x)^2}{2\sigma_x^2} \right], \quad (8)$$

También existen otros fenómenos que afectan a la comunicación como el desvanecimiento y la interferencia, lo que provoca que el modelar un sistema con ruido sea ineficiente, dado que también se debe modelar los efectos que ocasionan estos fenómenos en el sistema de comunicación.

Modelo de Canal con Desvanecimiento

La fase y la amplitud de una señal recibida pueden verse afectadas en pequeños intervalos de tiempo de tal manera que cambien de forma significativa, esto es ocasionado por los múltiples trayectos de la señal transmitida hasta llegar al receptor.

Las señales reflejadas debido a los obstáculos existentes al propagarse, ocasionan que la señal transmitida se multiplique generando desvanecimiento en la misma. Al no existir línea de vista el modelo de la PDF para una distribución Rayleigh se puede escribir como:

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2} \right), \quad \alpha \geq 0, \quad (9)$$

donde α tiene un comportamiento aleatorio y representa la amplitud de la señal recibida y σ es el parámetro de escalamiento de la distribución Rayleigh.

La ecuación 10 describe el modelo de un canal Rayleigh:

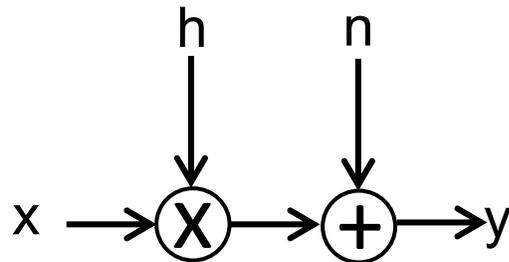
$$y = hx + n, \quad (10)$$

donde $h = \alpha \exp^{-j\phi}$ es una variable aleatoria compleja cuya amplitud α tiene una distribución Rayleigh y ϕ tiene una distribución uniforme entre $(0, 2\pi]$. Por tanto el

desvanecimiento tiene una distribución Gaussiana compleja dada por $h \sim \mathcal{CN}(0, \overline{\alpha^2})$ donde $\overline{\alpha^2}$ es el segundo momento de la distribución Rayleigh, x es la señal transmitida y n representa el ruido (Plaza and Rey, 2008). La Figura 3 muestra un modelo de canal con desvanecimiento Rayleigh.

Figura 3

Modelo de canal con desvanecimiento Rayleigh



Características de un canal con múltiples trayectorias

En un determinado instante de tiempo t , la dispersión del retardo y el ancho de banda de coherencia del canal son dos parámetros que permiten explicar el comportamiento dispersivo del canal.

Dispersión de retardo. (\mathcal{T}), Con el tiempo que transcurre entre la primera y la última copia de la señal recibida por el receptor, se realiza la distribución de la potencia recibida en función del tiempo, con lo que podemos obtener el tiempo en el cual el canal da respuesta al impulso. (Rappaport, 1996).

Ancho de Banda de Coherencia. (B_c), El desvanecimiento presenta una alta correlación durante un periodo de frecuencia, en otras palabras, el intervalo de ancho de banda de coherencia del canal es aquel instante en el que el desvanecimiento presenta una correlación mayor al 0.5. En la ecuación 11 se muestra la relación entre el ancho de banda de coherencia y la dispersión de retardo (Rappaport, 1996).

$$B_c \approx \frac{1}{5T}, \quad (11)$$

Dispersión Doppler. (B_D), la frecuencia Doppler f_d , su valor máximo viene dado por $f_{d,max} = vf_c/c$, donde v es la velocidad con la que se mueven los usuarios, c es la velocidad de la luz y f_c es la frecuencia central de la señal transmitida. Los componentes de frecuencia del espectro Doppler están dentro del intervalo $f_c - f_d \leq f \leq f_c + f_d$, entonces el intervalo en el que el espectro Doppler no es cero se conoce como Dispersión Doppler. Los efectos de la dispersión Doppler son insignificantes cuando el ancho de banda de la señal transmitida es mayor que B_D , es decir, si el espectro de la potencia es diferente de cero en un rango de frecuencias (Rappaport, 1996).

Tiempo de coherencia. (T_c), Las señales recibidas muestran alta correlación entre sí durante el intervalo de tiempo denominado tiempo de coherencia, es decir, la respuesta del canal al impulso se puede tomar como invariante en el tiempo (Rappaport, 1996). Se define en la ecuación 12 como:

$$T_c \approx \frac{1}{B_D}, \quad (12)$$

Tipos de desvanecimiento a pequeña escala

De acuerdo con los parámetros definidos anteriormente podemos definir los siguientes tipos de desvanecimiento a pequeña escala:

Desvanecimiento plano o no selectivo. Esto ocurre cuando B_c es mayor que el ancho de banda (B) empleado en la transmisión, es por esto que en este caso la señal solo es atenuada por el canal.

Entonces la señal se ve afectada por desvanecimiento plano o no selectivo cuando

el tiempo de símbolo es mucho mayor al retardo de dispersión como se muestra en la ecuación 13:

$$B \ll B_c, \quad T_s \gg T, \quad (13)$$

El tiempo de símbolo T_s , puede ser obtenido $T_s = 1/B$

Desvanecimiento selectivo en frecuencia. Si se tiene un ancho de banda (B) mayor a B_c se produce este tipo de desvanecimiento, afectando severamente a la señal transmitida que llega con atenuación y retardos. Este desvanecimiento provoca interferencia intersimbólica ISI e interferencia entre portadoras ICI . Al presentarse las siguientes condiciones se dice que una señal se ve afectada por desvanecimiento selectivo en frecuencia:

$$B > B_c, \quad T_s < T, \quad (14)$$

Las velocidades con que se mueven los usuarios y los objetos que están alrededor del sistema de comunicación indican si existe desvanecimiento rápido o lento.

Desvanecimiento lento. Al comparar la duración del símbolo transmitido con la respuesta al impulso del canal y esto sucede lentamente se dice que el canal es estático mientras dura la transmisión de uno o más símbolos, dicho de otra forma:

$$T_s \ll T_c, \quad B \gg B_D, \quad (15)$$

Desvanecimiento rápido. Al comparar la duración del símbolo transmitido con la respuesta al impulso del canal, si el tiempo en cual ocurre esto es muy rápido, se produce desvanecimiento selectivo en frecuencia ocasionado por la propagación Doppler, además el tiempo del símbolo tiene una mayor duración que el tiempo de

coherencia y el ancho de banda es menor a la dispersión Doppler (Carvajal, 2018). La ecuación 16 muestra las condiciones necesarias para que se de desvanecimiento rápido en el sistema de comunicaciones:

$$T_s > T_c, \quad B < B_D, \quad (16)$$

Pérdidas de propagación

La distancia que existe entre el transmisor y el receptor ocasiona una reducción en la potencia media de la señal transmitida la cual disminuye logarítmicamente con la distancia, ya sea en interiores o en exteriores. Varios modelos matemáticos mencionan que las pérdidas de propagación promedio cuando existe una distancia determinada entre Tx y Rx se puede expresar como función de la distancia mediante el uso de un exponente β de pérdidas de trayectoria (Rappaport, 1996).

$$\overline{PL}[dB] = \overline{PL}(d_0) + 10\beta \log\left(\frac{d}{d_0}\right), \quad (17)$$

donde β es el exponen de pérdida de propagación, el cual indica la velocidad con la que la pérdida de propagación aumenta con la distancia, d_0 es la distancia determinada a través de mediciones realizadas junto al transmisor y d es la distancia que existe entre transmisor y receptor.

De acuerdo al entorno de propagación se debe seleccionar β , especialmente en entornos con obstáculos, puesto que β toma valores más grandes. También es necesario seleccionar adecuadamente la distancia de referencia de acuerdo al entorno. Por ejemplo para sistemas celulares con gran cobertura se usan distancias de referencia de 1Km (Lee, 1998), pero para sistemas microcelulares como es el caso de la presente

investigación se utilizan distancias más pequeñas como de 100m. En la Tabla 3 se indican algunos exponentes de pérdida de trayectoria para diversos entornos de radiocomunicaciones móviles, en este caso se usó un $\beta = 4$ para un escenario donde existen edificios que obstruyen la línea de vista (Rappaport, 1996).

Tabla 3

Exponentes de pérdidas de propagación para varios entornos

Entorno	Exponente de pérdida de propagación, β
Espacio libre	2
Radio celular en área urbana	2.7 a 3.5
Radio celular en área urbana con sombreadamiento	3 a 5
Edificios con línea de vista	1.6 a 1.8
Edificios con obstáculos	4 a 6
Fabricas con obstáculos	2 a 3

Nota. Recuperado de: Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey. 1996. Wireless communications: principles and practice, volume 2.

Sombreamiento

La potencia de la señal en el receptor puede aumentar o disminuir debido a los obstáculos que se encuentran entre el transmisor y receptor, además dependiendo del tamaño del obstáculo, la señal puede perderse totalmente en un periodo de tiempo.

Interferencia

La interferencia es aquel efecto indeseable que llega al receptor reduciendo la capacidad del sistema (Yacoub, 2017).

En el enlace ascendente la interferencia es producto de las señales transmitidas por los diferentes UTs de las celdas adyacentes y la misma celda donde se encuentra el Tx. La interferencia promedio afecta de manera más fuerte al enlace ascendente.

Podemos identificar varios tipos de interferencia de acuerdo en donde se produzca:

- *MAI* : Interferencia por acceso múltiple es producida por los UTs que usan el canal al mismo tiempo.
- *CCI* : Interferencia co-canal es producida por los UTs que se encuentran en las co-celdas o celdas adyacentes, cuando usan el canal al mismo tiempo.

(Carvajal, 2018).

Sistemas MIMO

Desde hace más de una década se han estudiado los sistemas MIMO para mejorar la velocidad y el desempeño de los sistemas de comunicación (Larsson et al., 2016). MIMO es aquella tecnología, que en los enlaces de radio usa varias antenas en el transmisor (Tx) y varias antenas en el receptor (Rx) permitiendo ocupar el mismo ancho de banda que un sistema convencional, además se incrementa la eficiencia en el uso del espectro electromagnético, con el incremento del número de antenas también se incrementa la capacidad del canal, la mejora en la transferencia de información e incremento en la capacidad del sistema se hace a través de diversidad espacial y multiplexación espacial, puesto que gracias a la diversidad de trayectorias se puede enviar mas información sin necesidad de aumentar la potencia de transmisión o aumentar el ancho de banda. Al tener K usuarios que transmiten información simultáneamente por el mismo canal se genera *MAI*, también se debe considerar la *CCI* provocada por los usuarios de cada una de las co-celdas del sistema celular. (Plaza and Rey, 2008)

Diversidad Espacial en un Sistema MIMO

Para transmitir la señal se utilizan caminos de propagación diferentes. En comunicaciones inalámbricas esto se produce mediante diversidad de antenas, es decir, usando varias antenas transmisoras (diversidad en transmisión) y/o varias antenas receptoras (diversidad en recepción). En un radio enlace al transmitir información el efecto de la propagación multicamino es algo pernicioso, MIMO busca solventar estos problemas a través de la diversidad espacial (Baños et al., 2020). Para reducir el desvanecimiento provocado por el multitrayecto es necesario enviar de forma sincrónica la misma información por cada una de las K antenas del Tx. La información es recuperada por el receptor a través de las señales directas o reflejadas que se combinaron de cada una las N antenas receptoras. Al realizar este procedimiento se mejora la tasa de error de bit debido a las señales redundantes contrarrestando el desvanecimiento, además se incrementa la SNR (relación señal-ruido) (Plaza and Rey, 2008).

Multiplexación Espacial en un Sistema MIMO

Los datos a transmitir se dividen entre las antenas del Tx, lo que genera que cada antena envíe un bloque más pequeño de datos. Estos bloques más pequeños son enviados simultáneamente y por la misma banda de frecuencia. Al realizar esta operación las antenas receptoras reciben señales superpuestas debido al efecto del multitrayecto provocado al propagar las señales. La señal transmitida posee un código que permite a cada una de las antenas receptoras reconocer la información que le corresponde para así poder reconstruir la señal (Bolcskei, 2002).

En la recuperación de la señal se puede usar detectores lineales como MRC, ZF o MMSE, los mismo que permiten recuperar los datos y de este modo poder reconstruir

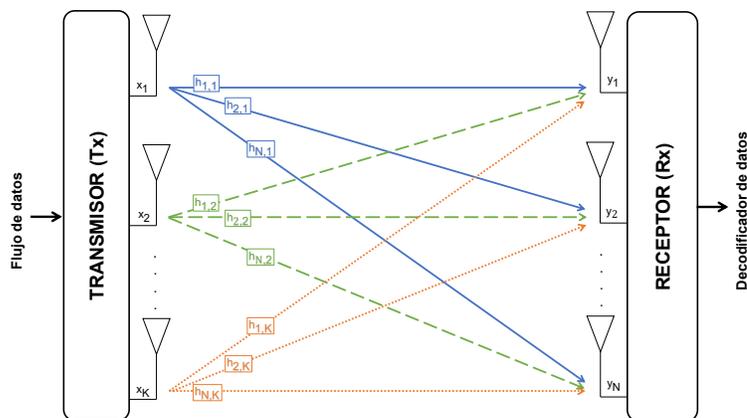
la señal. Para el presente trabajo se emplearan los dos primeros. Al realizar la multiplexación debido a diversidad de antenas la información es enviada por canales paralelos en un mismo ancho de banda, obteniendo un mejor desempeño y mejorando la eficiencia espectral (García et al., 2020).

Canal MIMO

La estación que transmite la información está equipada con K antenas, mientras que la estación receptora cuenta con N antenas. El número de canales resultante es el producto de las antenas del transmisor por el receptor, es decir; $N \times K$, haciendo que la eficiencia espectral aumente K veces. La configuración para este sistema es como se muestra la Figura 4. (Baños et al., 2020).

Figura 4

Diagrama de un sistema MIMO



Según el número de antenas que existen en ambos extremos de la comunicación podemos mencionar casos especiales y más simples que el modelo de canal MIMO, los cuales se describen a continuación:

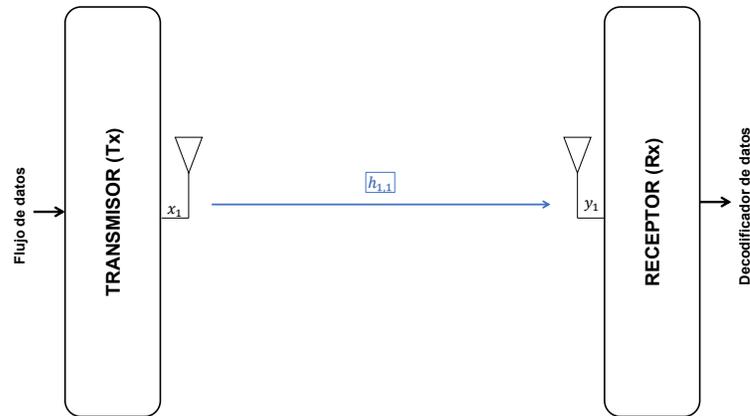
Sistema SISO

Single-Input, Single-Output: Siendo el sistema con una configuración más simple

que el resto como se muestra en la Figura 5, utiliza una antena en el transmisor y una antena en el receptor (Rx). Su capacidad es inferior en comparación a las otras configuraciones.

Figura 5

Diagrama de un sistema SISO



Sistema MISO

Multiple-Input, Single-Output: La configuración para este sistema consiste en contar con K antenas en la estación que transmite la información, mientras que solamente cuenta con una única antena en la estación receptora. Su capacidad es mayor a la del sistema SISO, pero es inferior a la del canal SIMO. La Figura 6 muestra la configuración de un sistema MISO.

Sistema SIMO

Single-Input, Multiple-Output: La configuración para este sistema es como se muestra la Figura 7, consiste en que la estación que transmisora cuenta con una única antena para enviar la información y la estación receptora está equipada con N antenas. La capacidad del sistema se incrementa principalmente a causa de la diversidad espacial en el receptor para el caso del uplink.

Figura 6

Diagrama de un sistema MISO

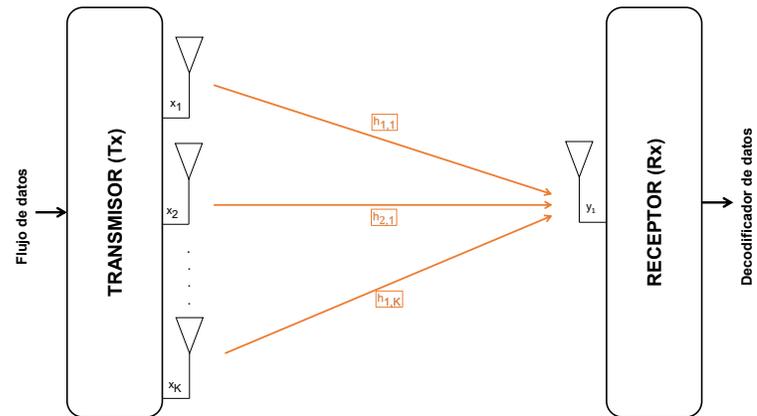
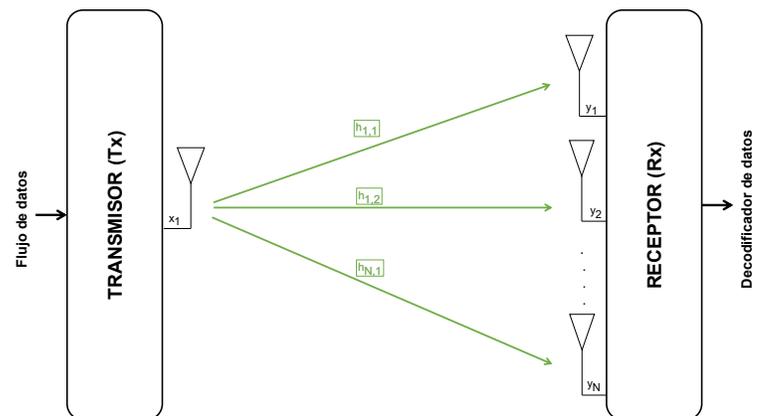


Figura 7

Diagrama de un sistema SIMO

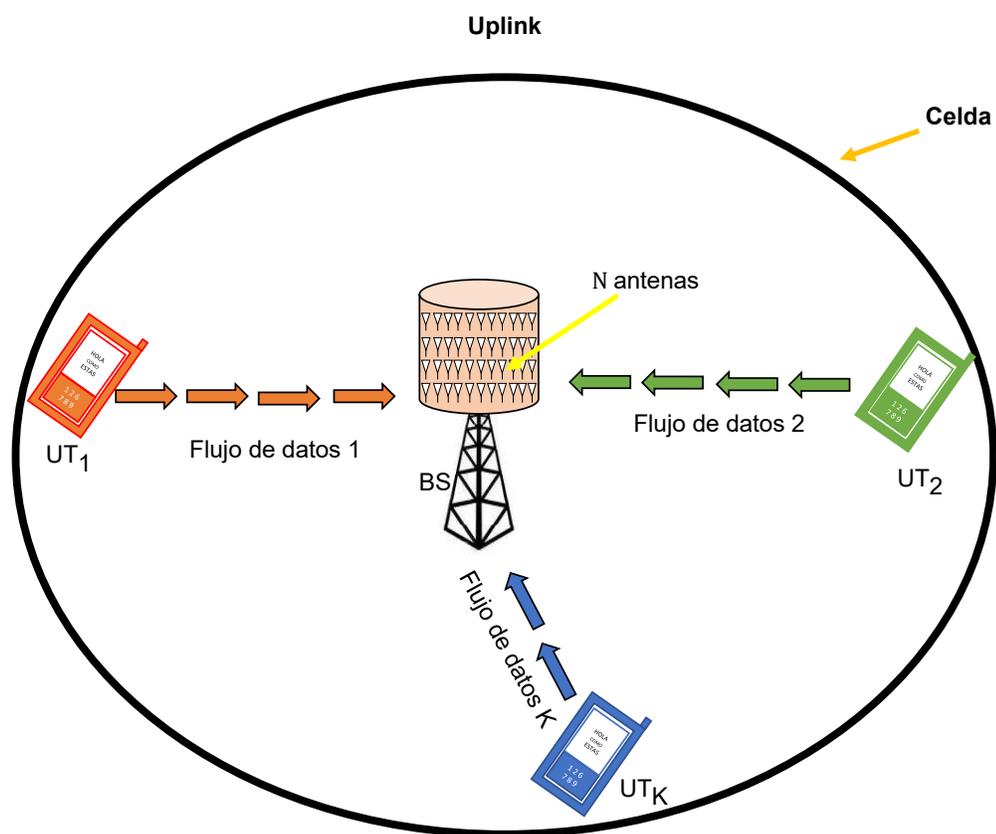


MIMO Masivo

La BS cuenta con un gran número de antenas N , con las que da servicio a un gran número de usuarios (K) que se encuentran en un área geográfica delimitada denominada celda, cada UT se encuentra equipado solamente con una antena. En este caso se estudia únicamente el enlace ascendente o uplink de M-MIMO, donde los datos son enviados desde las UTs hacia la BS. Como se muestra en la Figura 8 (Larsson et al., 2016).

Figura 8

Uplink en MIMO Masivo



En M-MIMO se considera que el número de antenas receptoras en la BS es mucho mayor que el número de antenas transmisoras $N \gg K$.

Sistema Celular

En un sistema celular las áreas geográficas idealmente se dividen en forma circular y en su centro se encuentra una BS que brinda servicio de cobertura a los UTs, a esto se denomina celda. Al conjunto de celdas se lo conoce como sistema celular, cuyo propósito es incrementar la capacidad del canal a la vez que permita reducir la saturación del espectro electromagnético (Rappaport, 1996).

Cuando la comunicación se realiza desde los UTs hacia la BS se refiere a un enlace ascendente, mientras que cuando la BS se comunica con los UTs se habla de un enlace descendente. El enlace ascendente es analizado mayormente, ya que la potencia con la que transmiten los UTs es menor a la de la BS, lo cual provoca que el enlace ascendente posea mayor interferencia y los efectos del canal ocasionen menor rendimiento en la transmisión de información.

Eficiencia espectral en sistemas Celulares

Cuando en un canal determinado usando el ancho de banda de este, se puede transmitir información a una determinada tasa de información se denomina eficiencia espectral. La eficiencia espectral celular ξ es igual a la relación entre el rendimiento total de la celda y el ancho de banda total de este sistema. (Altamirano, 2021).

$$\xi = \frac{\sum_{k=1}^K \mathcal{R}_{b,k}}{B}, \quad \text{bits/s/Hz}, \quad (18)$$

Donde: $\mathcal{R}_{b,k} = \log_2(M_k)/T_s$: tasa de bit del k-ésimo UT.

B : es el ancho de banda mínimo del sistema según Nyquist para la modulación de banda de paso.

K : es el número total de UTs en una celda.

Sistema Unicelular

Un sistema unicelular se considera a la celda única donde se encuentra la BS y los UT a los cuales esta brinda cobertura, por lo general se describe como un área circular pero debido a que pueden existir solapamientos o espacios nulos, se prefiere considerar una geometría hexagonal. Un ejemplo de sistema unicelular se muestra en la Figura 8.

Sistema Multicelular

Considera un conjunto de una celda central junto con co-celdas que usan los mismos reusos de canal, todas de forma circular. Cada celda consta de N antenas receptora en la BS y K usuarios equipados con una sola antena transmisora, los cuales se encuentra distribuidos alrededor de la BS. En el análisis, la celda central fue tomada como celda de interés para el enlace ascendente o uplink, considerando la BS de esta como la estación que recibe las señales de los K UTs de cada celda. Otra consideración importantes es que las N antenas de una BS no cooperan con las antenas de otras estaciones base como se muestra en la Figura 9. La MAI y la CCI incrementan debido al número de usuarios que existe tanto en la celda de interés como en las co-celdas.

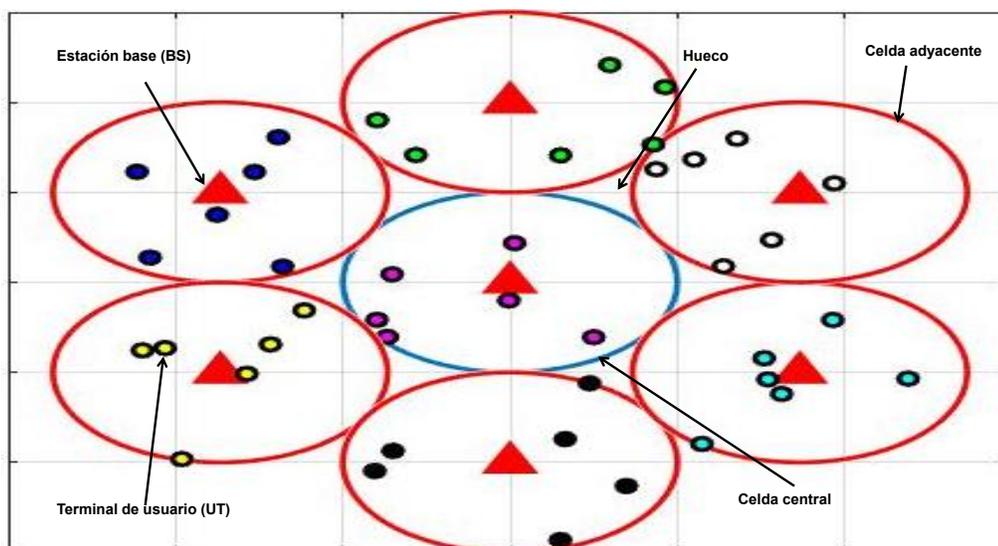
Control de Potencia

Cuando un UT se encuentra mas alejado de la BS puede mantener una potencia de transmisión (P_{tx}) que no afecte a la de un UTs que se encuentre mas cercano a la BS, ya que la BS es la estructura encargada de controlar periódicamente los niveles de potencia de los UTs. Uno de los principales beneficios de usar control de potencia es que los terminales cercanos no opaquen a los terminales que se ubican en el borde de la celda, además que permite a la batería de los UTs prolongar su vida útil.

De manera que se altera la potencia que transmite cada UT para que dentro de

Figura 9

Sistema multicelular



una celda todos los usuarios transmitan información con la misma potencia a la BS.

Entonces la potencia transmitida por cada UT se define por la ecuación 19:

$$P_{tx} = \mathcal{K}^{-1} P_{rx} d^\beta, \quad (19)$$

Donde:

P_{rx} : es la potencia recibida constante de cada UT que se encuentra en la misma celda.

d : es la distancia entre cada UT y la BS. Se debe tener en cuenta que es necesario un radio de protección R_o debido a las reflexiones, se asume $R_o > 1$ como se observa en la Figura 12, siendo la distancia de referencia mencionada en la sección de pérdidas de propagación.

\mathcal{K} : Factor de propagación, para este caso se asume el valor de 1, ya que

$$P_{tx} = \mathcal{K} = 1$$

β : Exponente de pérdida de propagación, típicamente para sitios donde existen gran cantidad de edificios donde se dificulta tener línea de vista se usa $\beta = 4$.

Es importante mencionar que la $P_{tx} \leq P_{tx,maxima}$, ya que $P_{tx,maxima}$ es la potencia máxima de un UT.

Reuso de Canal

Si consideramos a las celdas como áreas circulares pueden existir zona en las que existen huecos o las áreas se solapan como se muestra en la Figura 9, por este motivo se usan hexágonos regulares para representar celdas, entonces al asignar canales diferentes a celdas adyacentes y las agrupamos obtenemos un clúster. El número de celdas a las que se les asigna el mismo canal en un clúster lo llamaremos factor de reuso del canal (\mathcal{F}) (Rappaport, 1996).

Reuso Duro

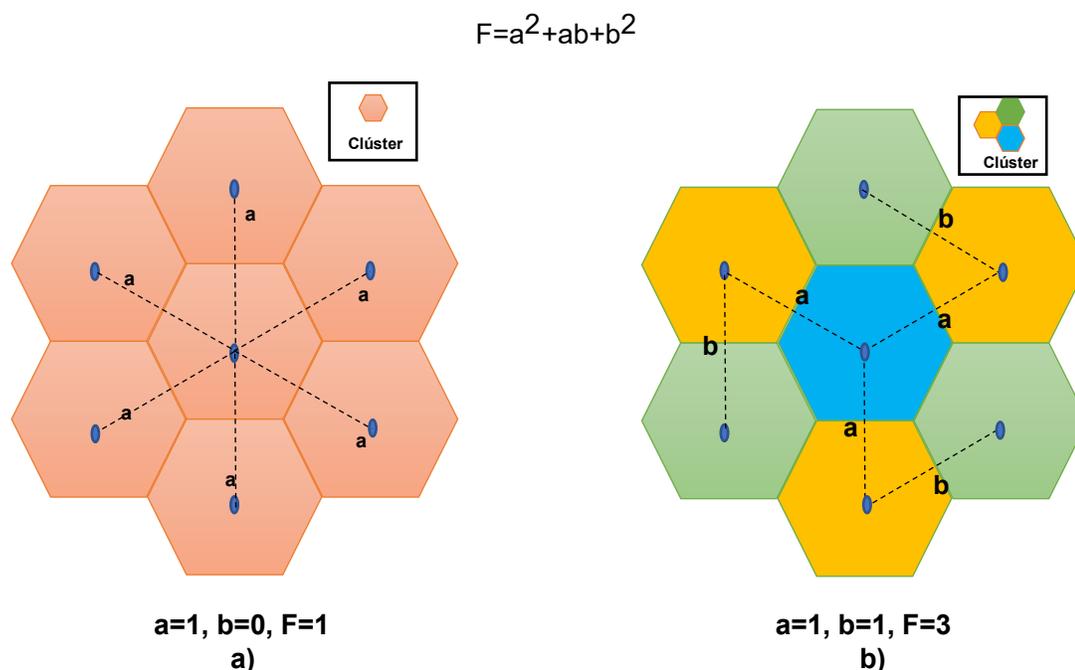
Todos los canales que se destinaron a una celda, se usan dentro de toda el área determina por esta, a lo cual se denomina reuso duro. Las Figuras 10 y 11 muestran un esquema de reuso duro con diferentes factores de reuso de canal, además cabe destacar que en la primera capa cada celda tiene 6 co-celulas a igual distancia una de la otra. Si se incrementa el valor de \mathcal{F} , se tiene menos canales por celda. El factor de reuso \mathcal{F} se obtiene aplicando la expresión 20:

$$\mathcal{F} = a^2 + ab + b^2 \quad (20)$$

Donde a y b son enteros no negativos, en el caso de la Figura 10a el modelo de reuso se denomina reuso del canal universal por ende $\mathcal{F} = 1$, lo que indica que todos los canales son asignados a cada una de las celdas.

Figura 10

a) Factor de reuso 1, b) Factor de reuso 3



Para que la interferencia no afecte en gran manera al sistema celular, las celdas asignadas con el mismo canal (co-celdas), se encuentran en un clúster diferente.

Mientras haya mayor número de canales las co-celdas estarán más distantes unas de otras. En la Figura 11 se puede observar el factor de reuso 7.

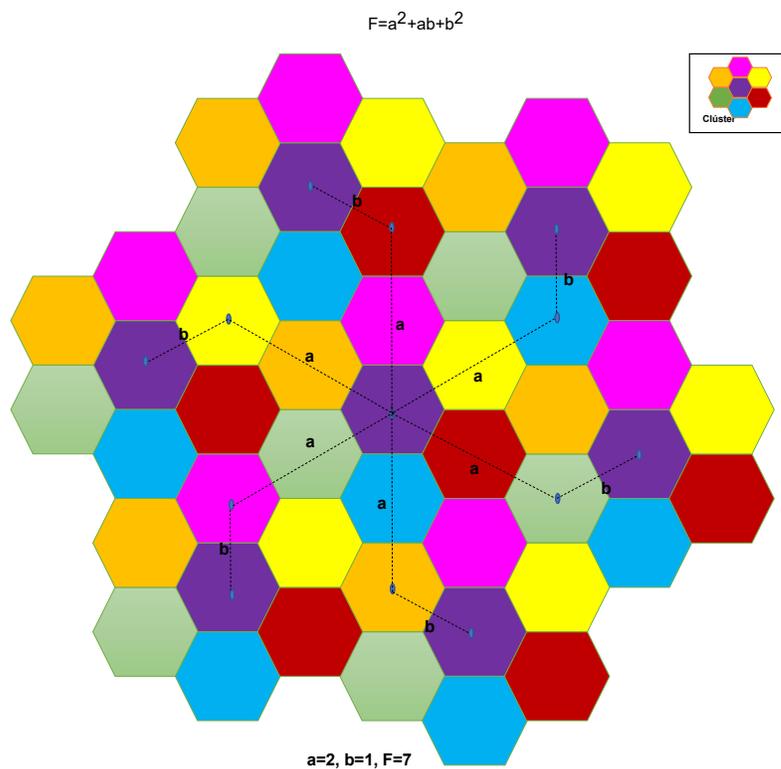
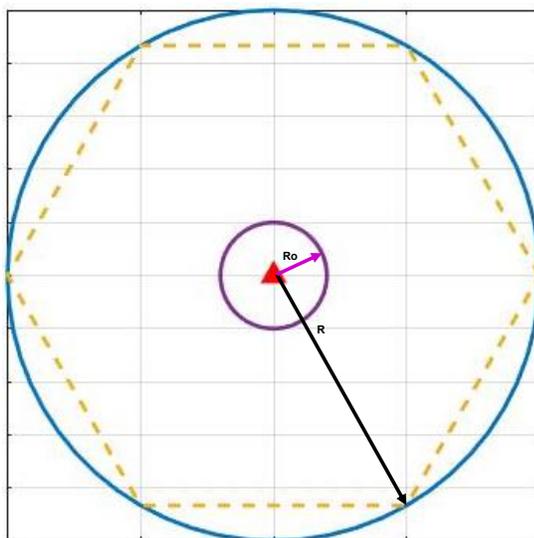
Al usar celdas hexagonales mediante geometría se puede ver que la distancia entre el centro de dos celdas es:

$$D = R\sqrt{3F} \quad (21)$$

Donde R es el radio externo de la celda como se ve en la Figura 12

Detectores lineales

En el receptor es necesario implementar algoritmos que permitan procesar la señal recibida de forma poco compleja pues se tiene que gestionar grandes cantidades

Figura 11*Factor de reuso 7***Figura 12***Radio exterior de una celda y distancia de referencia R_0 a la BS*

de datos transmitidos, de forma confiable. Las técnicas usadas en un canal de tipo SISO son diferentes a un canal de tipo MIMO. En MIMO generalmente se emplean detectores multiusuario por efecto de la multiplexación espacial, los cuales en su mayoría presentan elevada complejidad, ya que su efectividad requiere operaciones con un gran costo computacional (Altamirano, 2021).

Las técnicas que se pueden usar en la detección de una señal cuando se tiene conocimiento de la información del estado del canal (CSI) son varias, pero principalmente se debe considerar el rendimiento y complejidad del esquema de detección. Una buena métrica es la diversidad espacial, ya que el número de antenas en la recepción es igual a la ganancia en diversidad. Aun si K fuera un número pequeño el detector óptimo se vuelve impráctico debido a que su complejidad aumenta exponencialmente con el número de antenas.

Los detectores lineales subóptimos reducen la complejidad computacional, además de que toman las señales de otras antenas como \mathcal{MAI} y descartan estos datos. Realizan la detección del vector de señales transmitidas \mathbf{x} el cual es igual al vector de señales recibidas \mathbf{y} por una matriz de compensación \mathbf{B} (Altamirano, 2021) como se muestra en la ecuación 22 :

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{B}\mathbf{y}, \quad (22)$$

además, la k -ésima señal transmitida al ser detectada se puede expresar como:

$$\hat{x}_k = \mathbf{b}_k\mathbf{y}, \quad (23)$$

donde, b_k es la k -ésima fila de \mathbf{B} , para un mejor rendimiento de los detectores lineales es necesario que la matriz de canal \mathbf{H} sea ortogonal, pero en el caso de

M-MIMO, donde es cuasi-ortogonal, estos detectores pueden alcanzar un rendimiento bastante bueno o casi óptimo (Ngo et al., 2013a). Para el presente estudio se analizan los detectores lineales MRC y ZF tomando como consideración que $\hat{\mathbf{H}}$ es la estimación de la matriz de canal \mathbf{H} .

Técnicas de Estimación de Canal

Para realizar correctamente la detección de la información en el receptor se hace necesario conocer la información del canal, por esta razón es necesario estimar la matriz que contiene la información del canal.

Existen principalmente dos tipos de estimación de canal, esquemas asistidos por datos (Data Aided, DA), en los que se emplean símbolos piloto, cabeceras o secuencias de entrenamiento y los que emplean decisión dirigida (Decision Directed, DD) o también conocidos como estimadores ciegos (Bader & Zorba, 2012). En el presente trabajo se emplea aquellos que usan secuencias de símbolos piloto multiplexadas con símbolos de datos para realizar la estimación del canal, posteriormente se compara la estimación perfecta con la estimación imperfecta del canal, con el propósito de analizar los resultados obtenidos al emplear diferentes técnicas de estimación de canal.

Modelo del Sistema

El escenario para el desarrollo del presente estudio fue el uplink en un sistema celular de celda única, como en un entorno multicelular. En las celdas circulares se considero un radio interno R_o y un radio exterior R , en el centro de cada celda se encuentra la BS, ver Figura 12. Debido al modelo de reducción exponencial de la potencia se tomo en consideración el agujero en el centro de la celda para garantizar la coincidencia de la potencia media que recibe la BS de cada uno de los UTs. La distancia entre los centros de dos celdas esta dada por la ecuación 21. Los factores de reuso

usados fueron, $\mathcal{F} = 1$, $\mathcal{F} = 3$ y $\mathcal{F} = 7$ en el entorno multi celda. Las señales transmitidas en las co-celdas fueron tomadas como interferentes, ya que la celda central fue la celda de interés. La distancia entre el k -ésimo UT y la BS, dentro la celda esta dada por la PDF en la ecuación 24 y se asume que están distribuidos uniformemente. La notación de la distancia entre el k -ésimo UT y la BS es r_k .

$$f(r, R_i, R_f) = \frac{2r}{R_f^2 - R_i^2}, \quad R_i \leq r \leq R_f, \quad (24)$$

Para ubicar correctamente a los k -ésimos UTs se hace necesario usar el ángulo formado por el eje horizontal en la celda de interés y la posición de cada UT, ver Figura 13. La PDF correspondiente al ángulo θ_k , donde se ubica cada UT es:

$$f(\theta) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \theta < 2\pi, \quad (25)$$

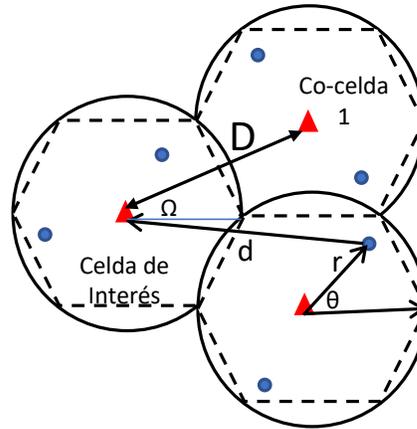
Se puede calcular la distancia entre la BS y el k -ésimo UT interfente ubicado en la ℓ -ésima celda, siempre y cuando se conozca la ubicación del UT, usando la ecuación 26 (Carvajal, 2018):

$$d_{k,\ell} \approx \sqrt{D^2 + r_{k,\ell}^2 + 2Dr_{k,\ell} \cos \left[\theta_{k,\ell} - \Omega - (j-1)\frac{\pi}{3} \right]}, \quad (26)$$

donde Ω es el ángulo entre la BS en la co-celda y el eje horizontal en la BS de la celda de interés como se muestra en la Figura 13. Si $\mathcal{F} = 1$, $\Omega = \pi/6$; $\mathcal{F} = 3$, $\Omega = \pi/3$ y $\mathcal{F} = 7$, $\Omega = 49\pi/180$, son los valores del factor de reuso que se uso en el presente trabajo para determinar la interferencia provocada por los usuarios en las co-celdas del sistema multicelular.

Figura 13

Modelo del sistema celular



Es importante mencionar que $d_{k,\ell}$ también depende de la diferencia entre las alturas de las antenas en la BS y del los UTs, pero como esta diferencia es muy pequeña en comparación con $d_{k,\ell}$, no se toma en cuenta haciendo que la ecuación 26 sea una buena aproximación a un escenario real (Carvajal, 2018).

Modelo del Sistema Unicelular

En un escenario unicelular el vector de la señal recibida se puede escribir como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \frac{\mathbf{x}}{2} + \mathbf{w}, \quad (27)$$

donde, $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ de dimensiones $N \times 1$, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^T$ es el vector de la señal transmitida de dimensiones $K \times 1$ (El factor $\frac{1}{2}$ es introducido debido a las portadoras de banda pasante en la transmisión), los cuales pertenecen a una modulación QAM de orden M , $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ es el AWGN de dimensiones $N \times 1$, cuyos elementos son variables aleatorias gaussianas complejas que están independiente e idénticamente distribuidos (i.i.d) con media cero y varianza $\sigma^2 = \frac{N_0}{2T_s}$ (N_0 es la densidad espectral de la potencia de ruido), la matriz H , es la matriz de canal MIMO con

desvanecimiento Rayleigh plano lento, de dimensiones $N \times K$, sus elementos son variables aleatorias gaussianas complejas i.i.d con media cero y varianza $\overline{\alpha^2}$. La matriz de canal MIMO unicelular esta dada por:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,K} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} & \cdots & h_{N,K} \end{bmatrix}, \quad (28)$$

donde $h_{i,j}$ representa los elementos del enlace entre la i -ésima antena receptora y la j -ésima antena transmisora (Ver Figura 4), además $h_{i,j} = \alpha_{i,j} \exp^{i\phi_{i,j}}$ son variables aleatorias gaussianas complejas i.i.d, es decir, $h_{i,j} \sim \mathcal{CN}(0, \overline{\alpha^2})$, donde $\alpha_{i,j}$ es la amplitud del desvanecimiento de tipo Rayleigh con segundo momento $\overline{\alpha^2}$, $\phi_{i,j}$ es la fase uniformemente distribuida sobre el intervalo $[0, 2\pi)$ y $i = \sqrt{-1}$.

Modelo del Sistema Multicelular

En un escenario multicelular donde existen L_c celdas, la señal recibida \mathbf{Y}_{l_c} de la l_c -ésima celda se puede escribir como:

$$\mathbf{Y}_{l_c} = \sum_{l_c=1}^{L_c} \mathbf{H}_{l_c} \mathbf{D}_{l_c}^{\frac{1}{2}} \frac{\mathbf{X}_{l_c}}{2} + \mathbf{W}_{l_c}, \quad (29)$$

La celda central del sistema multicelular es la celda de interés para nuestro caso de estudio por lo que la denominaremos como número uno, entonces la señal recibida en la celda uno \mathbf{Y}_1 de la l_c -ésima celda esta dado por:

$$\mathbf{Y}_1^{(1)} = \mathbf{H}_1^{(1)} \mathbf{D}_1^{\frac{1}{2}(1)} \frac{\mathbf{X}_1}{2} + \sum_{l_c=2}^{L_c} \mathbf{H}_{l_c}^{(1)} \mathbf{D}_{l_c}^{\frac{1}{2}(1)} \frac{\mathbf{X}_{l_c}}{2} + \mathbf{W}_1, \quad (30)$$

donde, $\mathbf{Y}_1^{(1)} = [y_{l_c,1}^{(1)}, y_{l_c,2}^{(1)}, \dots, y_{l_c,N}^{(1)}]^T$ es la matriz de señal recibida en la celda uno, de dimensiones $N \times L_c$, $\mathbf{X}_{l_c} = [x_{l_c,1}, x_{l_c,2}, \dots, x_{l_c,K}]^T$ es el vector de la señal transmitida desde la l_c -ésima celda con dimensiones $K \times L_c$, los cuales pertenecen a una modulación QAM de orden M, $\mathbf{W}_1 = [w_{l_c,1}, w_{l_c,2}, \dots, w_{l_c,N}]^T$ es el AWGN de $N \times L_c$, cuyos elementos son variables aleatorias gaussianas complejas que están i.i.d con media cero y varianza $\sigma_2 = \frac{N_0}{2T_s}$, cabe mencionar que $\mathbf{H}_1^{(1)}$ es la matriz de canal de la celda uno (ver expresión 28), $\mathbf{D}^{\frac{1}{2}(1)}$ es la matriz diagonal unitaria de la potencia recibida de cada uno de los UTs que se encuentran en la celda 1 y $\frac{\mathbf{X}_1}{2}$ es el vector de la señal transmitida por los UTs de la celda uno.

La matriz $\mathbf{H}_{l_c}^{(1)}$, es la matriz de canal en un sistema MIMO con desvanecimiento Rayleigh plano lento, con dimensiones $N \times K$, sus elementos son variables aleatorias gaussianas complejas i.i.d con media cero y varianza $\bar{\alpha}^2$. La matriz de canal en un sistema MIMO para un escenario multicelular esta dada por:

$$\mathbf{H}_{l_c}^{(1)} = \begin{bmatrix} h_{l_c,1,1} & h_{l_c,1,2} & \cdots & h_{l_c,1,K} \\ h_{l_c,2,1} & h_{l_c,2,2} & \cdots & h_{l_c,2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{l_c,N,1} & h_{l_c,N,2} & \cdots & h_{l_c,N,K} \end{bmatrix}, \quad (31)$$

donde $h_{l_c,i,j}$ representa los elementos del enlace entre la i -ésima antena receptora en la celda uno y la j -ésima antena transmisora de la l_c -ésima celda. (Ver Figura 9), presenta las mismas características que en el caso unicelular, dicho de otra forma, $h_{l_c,i,j} = \alpha_{i,j} \exp^{i\phi_{i,j}}$ son variables aleatorias i.i.d, es decir, $h_{l_c,i,j} \sim \mathcal{CN}(0, \bar{\alpha}^2)$, donde $\alpha_{i,j}$ es la amplitud del desvanecimiento con segundo momento $\bar{\alpha}^2$, $\phi_{i,j}$ es la fase distribuida en el intervalo $[0, 2\pi)$ y $i = \sqrt{-1}$.

$\mathbf{D}_{l_c}^{(1)}$ es una matriz que representa la potencia recibida en la celda 1 desde la l_c -ésima celda, la misma que es afectada por el desvanecimiento, debido a la pérdida de trayectoria por los obstáculos que se encuentran entre el transmisor y receptor. $\mathbf{D}_{l_c}^{(1)}$ es una matriz diagonal de dimensiones $K \times K$ cuyos elementos son reales y positivos dados por $d = P_{rx} = P_{tx}$ donde P_{rx} es la potencia recibida en la celda de interés en este caso es la celda 1, P_{tx} es la potencia transmitida desde la l_c -ésima celda.

$$\mathbf{D}_{l_c}^{(1)} = \begin{bmatrix} P_{rxl_c,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & P_{rxl_c,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & P_{rxl_c,K} \end{bmatrix}^{\frac{1}{2}}, \quad (32)$$

El vector de la señal recibida en la celda uno puede ser reescrito como:

$$y_1 = \mathbf{H}_1^{(1)} \frac{\mathbf{x}_1}{2} + \sum_{l_c=2}^{L_c} \mathbf{H}_{l_c}^{(1)} \mathbf{D}_{l_c}^{\frac{1}{2}(1)} \frac{\mathbf{x}_{l_c}}{2} + \mathbf{w}, \quad (33)$$

Canal MIMO masivo

En M-MIMO se considera que el número de antenas receptoras en la BS es mucho mayor que el número de antenas transmisoras, es decir, $N \gg K$. Entonces el producto de las matrices de canal $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$, siendo \mathbf{H}^H la conjugada transpuesta de \mathbf{H} , converge asintóticamente a $\overline{\alpha^2} N \mathbf{I}_K$, debido a que si K es fijo, N va al infinito (Ngo et al., 2013a).

Bloque temporal

Al realizar la estimación del canal se hace necesario establecer un período de tiempo en el cual podamos recibir todos los símbolos pilotos, esto es esencial en el caso de

estimación imperfecta del canal. Como es evidente si la estimación es perfecta no hace falta definir un bloque temporal.

Bloque temporal Unicelular. La señal recibida en la BS, durante los L_p instantes de tiempo para conocer los símbolos piloto de los UTs de la celda esta dada por:

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2, \dots, \mathbf{Y}_{L_p}]_{N \times L_p}, \quad (34)$$

La matriz de la señal recibida puede ser escrita de la siguiente forma:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X}_p + \mathbf{W}, \quad (35)$$

Por lo tanto, la señal recibida en la n -ésima antena durante los L_p instantes de tiempo se puede escribir como:

$$\check{y}_n = \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \check{x}_k \mathbf{1} \mathbf{h}_{n,k} + \mathbf{w}_n, \quad (36)$$

donde, \check{x}_k es la diagonal que contiene los símbolos piloto en cada L_p instante de tiempo enviados por los UTs, es decir $\check{x}_k = \text{diag}(x_k)$, siendo $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_k]^T$ la matriz que contiene los símbolos piloto en los L_p instantes de tiempo cuya dimensión es $K \times L_p$; $\mathbf{1} = [1, 1, \dots, 1_k]^T$ es un vector unitario de $K \times 1$, $\mathbf{h}_{n,k}$ es un valor escalar que representa a un canal en la n -ésima antena del k -ésimo usuario y \mathbf{w}_n es el AWGN.

Bloque temporal Multicelular. La señal recibida en la BS de la celda uno, durante los L_p instantes de tiempo para conocer los símbolos piloto enviados por los UTs

desde las L_c celdas esta dada por:

$$\mathbf{Y}_1 = [\mathbf{Y}_1(1), \mathbf{Y}_2(2), \dots, \mathbf{Y}_{L_p}(L_p)]_{N \times L_p}, \quad (37)$$

Por lo tanto, la señal recibida en la celda uno, en la n -ésima antena durante los L_p , instantes de tiempo se puede escribir como:

$$\check{\mathbf{y}}_{1,n} = \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \sqrt{P_{rx,k}^{(1)}} \check{\mathbf{x}}_{1,k} \mathbf{1} \mathbf{h}_{1,n,k}^{(1)} + \sum_{l_c=1}^{L_c} \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \sqrt{P_{rx(l_c,k)}^{(1)}} \check{\mathbf{x}}_{l_c,k} \mathbf{1} \mathbf{h}_{l_c,n,k} + \mathbf{w}_{1,n}, \quad (38)$$

La potencia recibida en las N antenas de la BS en la celda uno desde los UTs que se encuentran en la misma celda es $\sqrt{P_{rx,k}^{(1)}}$, la cual es una matriz diagonal unitaria de $K \times K$. Mientras que para el caso de la potencia recibida en la BS de la celda uno, desde las co-celdas es $\sqrt{P_{rx(l_c,k)}^{(1)}}$, la cual es una matriz diagonal de $K \times K$ con valores reales, positivos que permiten realizar control de potencia.

Capítulo 3

Introducción

La detección coherente en el receptor no se puede realizar de forma correcta sin antes obtener la CSI, mediante la estimación de canal, ya sea de forma perfecta o mediante la utilización de secuencias piloto. Tanto la estimación perfecta como la estimación que emplea pilotos se describen en el presente capítulo que posteriormente se empleará con fines comparativos.

El estimador MMSE es considerado en esta tesis ya que presenta un mejor rendimiento (Kay, 1993). La estimación de canal se realizó para sistemas unicelulares y luego en sistemas multicelulares con el propósito de realizar una comparación entre ambos escenarios para determinar cual presenta mejores características al estimar la matriz de canal \mathbf{H} .

En el caso de estimación imperfecta del canal los símbolos piloto son secuencias ortogonales de longitud $L_p \leq K$, con lo que se garantiza una estimación confiable del canal mediante el estimador de canal MMSE, además de eliminar la interferencia (Marzetta, 2006).

En el presente capítulo también se describe la detección lineal usando ZF, para entorno unicelular y multicelular, empleando la matriz de compensación \mathbf{B} , que fue mencionada en la ecuación 22. Posteriormente se presenta las expresiones para la Relación señal-ruido-más-interferencia (SNIR), para detectores ZF en ambientes de celda única y multicelda.

También se presenta la tasa de error de bit de forma general y la BER exacta para el detector ZF, así como su límite inferior. Además de la expresión para la BER en sistemas M-MIMO.

Estimación de canal

Siendo fundamental para realizar detección coherente en el receptor, la estimación de canal puede ser vista desde un escenario ideal, donde el receptor conoce perfectamente el canal, mientras que en un escenario más real se emplea estimación imperfecta del canal para de esta forma, mediante la utilización de secuencias conocidas en el receptor se evalúa el estado del canal. A continuación se describen la estimación perfecta e imperfecta del canal de comunicaciones, además se presenta un análisis referente al error de estimación.

Estimación Perfecta del Canal

Cuando no se usan símbolos piloto para realizar la estimación de canal se conoce como estimación perfecta del canal, es decir, las antenas receptora en la BS conocen los coeficientes de la matriz de canal \mathbf{H} de forma perfecta tanto en sistemas uncelulares como multicelulares, lo cual en un sistema práctico no es real pero permite el estudio del sistema de comunicaciones de una forma menos compleja (Simon and Alouini, 2005). En este caso se envían únicamente los datos que tienen una longitud $L = L_d$, L_d es el número de símbolos de datos a transmitir en un bloque.

La BS recibe un bloque de datos, que los UTs envían con la misma potencia a cada antena de la BS en cada intervalo de tiempo de símbolo. Por lo tanto la energía media recibida por bloque es:

$$E_B = \frac{1}{2} \overline{|x|^2} L T_s, \quad (39)$$

donde, $\frac{1}{2} \overline{|x|^2}$ es la potencia media de la constelación. Además la duración del bloque de datos se puede escribir como:

$$T_B = L T_s = L_d T_s, \quad (40)$$

Si reemplazamos la ecuación 40 en la ecuación 18, podemos escribir la eficiencia espectral como:

$$\xi = K \log_2 M, \quad (41)$$

por consiguiente todos los K UT transmiten la misma tasa de bit $\mathcal{R}_b = \frac{\log_2 M}{T_s}$

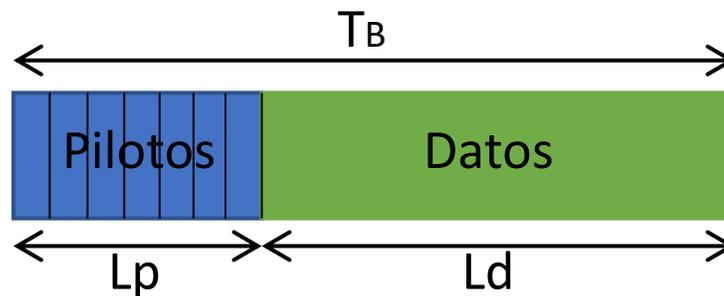
(Altamirano, 2021).

Estimación mediante Multiplexación de Pilotos

Para obtener la información del canal los estimadores DA envían una secuencia de datos conocidos en el receptor (que para el uplink es la BS), cuya longitud es L_p , junto con la información que el usuario desea transmitir cuya longitud es L_d creando un bloque de información, talque $L = L_p + L_d$, este proceso es conocido como multiplexación de símbolos piloto (MPE), lo que ocasiona una reducción en el tiempo de símbolo. Un bloque de datos acompañado del bloque de pilotos se puede observar en la Figura 14.

Figura 14

Multiplexación de símbolos piloto con los datos



Es importante mencionar que la duración del tiempo de bloque, esta dada por:

$$T_B = (L_p + L_d)T_{s,m}, \quad (42)$$

donde, $T_{s,m}$ es la duración del símbolo cuando se usa MPE. Al realizar una

comparación entre PCE y MPE, ambas técnicas envían el mismo número de símbolos de datos en un bloque, por consiguiente se hace simple relacionar los intervalos de tiempo de los símbolos para PCE y MPE obteniendo la expresión 43:

$$T_s = (1 + \eta)T_{s,m}, \quad (43)$$

donde

$$\eta = \frac{L_p}{L_d}, \quad (44)$$

Se debe mencionar que $\eta = 0$ para PCE y $\eta > 0$ para MPE, entonces si se observa la ecuación 43, $T_s > T_{s,m}$, como consecuencia se obtiene una expansión en el ancho de banda para MPE (Altamirano, 2021).

Si comparamos la energía recibida por bloque la relación entre ambas técnicas (PCE y MPE) sería (Altamirano, 2021):

$$E_s = \eta E_p + E_d, \quad (45)$$

donde E_s es la energía de símbolo promedio para PCE. Al introducir la relación:

$$\mu = \frac{E_p}{E_d}, \quad (46)$$

la energía de símbolos piloto y la energía de símbolos de datos para MPE se detallan en la ecuación 47 y 48 respectivamente.

$$E_p = \frac{\mu}{(1 + \eta\mu)} E_s, \quad (47)$$

$$E_d = \frac{1}{(1 + \eta\mu)} E_s, \quad (48)$$

Por último, si se considera los efectos de expansión del ancho de banda, la eficiencia espectral celular para MPE se escribe como:

$$\xi = \frac{K \log_2 M}{(1 + \eta)} E_s, \quad (49)$$

Si notamos desde que se define $\eta > 0$, la eficiencia espectral para MPE se redujo, por lo tanto haciendo referencia a la ecuación 20 todos los K UTs transmiten la misma tasa de bit $\mathcal{R}_b = \frac{\log_2 m}{T_s}$, siendo $B = \frac{(1 + \eta)}{T_s}$ (Altamirano, 2021).

Una vez que la información ha sido enviada, en el receptor se realiza el proceso de estimación, en la presente tesis se usó un estimador de Error Cuadrático Medio Mínimo (Minimum Mean Squared Error, MMSE)

Estimación de canal en sistemas uncelulares con MPE. Si consideramos la expresión 36, que es el modelo del bloque temporal uncelular y aplicamos el estimador MMSE:

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{y}}_n} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_n\tilde{\mathbf{y}}_n}^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_n, \quad (50)$$

donde, $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{y}}_n} = E\{\mathbf{h}_{n,j}\tilde{\mathbf{y}}_n^H\}$ y $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_n\tilde{\mathbf{y}}_n} = E\{\tilde{\mathbf{y}}_n\tilde{\mathbf{y}}_n^H\}$ son las matrices de covarianza. Si tomamos la ecuación 36 con las matrices de covarianza y las reemplazamos en la ecuación 50 se obtiene:

$$E\{\mathbf{h}_{n,j}\tilde{\mathbf{y}}_n^H\} = \frac{\bar{\alpha}^2}{2} \mathbf{x}_j = \frac{\bar{\alpha}^2}{2} \mathbf{1}^H \tilde{\mathbf{x}}_j^H, \quad (51)$$

Ahora tenemos:

$$E\{\tilde{\mathbf{y}}_n\tilde{\mathbf{y}}_n^H\} = \sum_{k=1}^K \frac{1}{4} \mathbf{x}_k^H \mathbf{x}_k \bar{\alpha}^2 + \sigma^2 \mathbf{I}_{L_p}, \quad (52)$$

Entonces la estimación de $\hat{\mathbf{h}}_{n,j}$ esta dada por:

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j} = \frac{\overline{\alpha^2}}{2} \mathbf{x}_j \left(\sum_{k=1}^K \frac{1}{4} \mathbf{x}_k^H \mathbf{x}_k \overline{\alpha^2} + \sigma^2 \mathbf{I}_{L_p} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_n, \quad (53)$$

Debemos mencionar el *teorema de inversión de matriz*, que posteriormente lo usaremos en la ecuación 53.

Sea \mathbf{z} un vector cuyas dimensiones son $1 \times N$, entonces se cumple la siguiente identidad:

$$\mathbf{z}(\mathbf{z}^H \mathbf{z} + \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{z}^H = (\mathbf{z} \mathbf{z}^H + 1)^{-1} \mathbf{z} \mathbf{z}^H, \quad (54)$$

donde \mathbf{I}_N es una matriz identidad de dimensiones $N \times N$. Aplicando el teorema de inversión de matriz en la expresión 53 obtenemos:

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,j} = \overline{\alpha^2} \left(\frac{1}{4} \mathbf{x}_j \mathbf{x}_j^H \overline{\alpha^2} + \sigma^2 \right)^{-1} \frac{\mathbf{x}_j}{2} \tilde{\mathbf{y}}_n, \quad (55)$$

La varianza de $\hat{\mathbf{h}}_{n,j}$ de puede ser obtenida mediante (Kay, 1993):

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\hat{\mathbf{h}}_{n,j}\} &= \text{E}\{\hat{\mathbf{h}}_{n,j} \hat{\mathbf{h}}_{n,j}^*\} \\ &= \frac{\overline{\alpha^2}^2}{4} L |x_p|^2 \\ \varrho &= \frac{1}{\frac{1}{4} \overline{\alpha^2} L |x_p|^2 + \sigma^2} \end{aligned} \quad (56)$$

Estimación de canal en sistemas multicelulares con MPE. Si consideramos la expresión 38, que es el modelo del bloque temporal multicelular y aplicamos el estimador MMSE:

$$\hat{\mathbf{h}}_{1,n,j} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{y}}_n} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_n \tilde{\mathbf{y}}_n}^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_n, \quad (57)$$

donde, $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{y}}_n} = E\{\mathbf{h}_{1,n,j}\tilde{\mathbf{y}}_n^H\}$ y $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_n\tilde{\mathbf{y}}_n} = E\{\tilde{\mathbf{y}}_n\tilde{\mathbf{y}}_n^H\}$ son las matrices de covarianza.

Si tomamos la ecuación 38 con las matrices de covarianza y las reemplazamos en la ecuación 57 se obtiene:

$$E\{\mathbf{h}_{1,n,j}\tilde{\mathbf{y}}_n^H\} = \frac{1}{2}\sqrt{P_{rx(1,j)}^{(1)}}\overline{\alpha^2}\mathbf{1}^H\tilde{\mathbf{x}}_{1,j} = \frac{1}{2}\sqrt{P_{rx(1,j)}^{(1)}}\overline{\alpha^2}\mathbf{x}_{1,j}, \quad (58)$$

Ahora tenemos:

$$E\{\tilde{\mathbf{y}}_n\tilde{\mathbf{y}}_n^H\} = \sum_{k=1}^K \frac{1}{4}P_{rx(1,k)}^{(1)}\overline{\alpha^2}\mathbf{x}_{1,k}^H\mathbf{x}_{1,k} + \sum_{l_c=1}^{L_c} \sum_{k=1}^K \frac{1}{4}P_{rx(l_c,k)}^{(1)}\overline{\alpha^2}\mathbf{x}_{l_c,k}^H\mathbf{x}_{l_c,k} + \sigma^2\mathbf{I}_{L_p}, \quad (59)$$

Entonces la estimación de $\hat{\mathbf{h}}_{1,n,j}$ esta dada por:

$$\hat{\mathbf{h}}_{1,n,j} = \frac{1}{2}\sqrt{P_{rx(1,j)}^{(1)}}\overline{\alpha^2}\mathbf{x}_{1,j} \left(\sum_{k=1}^K \frac{1}{4}P_{rx(1,k)}^{(1)}\overline{\alpha^2}\mathbf{x}_{1,k}^H\mathbf{x}_{1,k} + \sum_{l_c=2}^{L_c} \sum_{k=1}^K \frac{1}{4}P_{rx(l_c,k)}^{(1)}\overline{\alpha^2}\mathbf{x}_{l_c,k}^H\mathbf{x}_{l_c,k} + \sigma^2\mathbf{I}_{L_p} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_n, \quad (60)$$

Usamos el *teorema de inversión de matriz*, en la ecuación 60 y podemos presentar dos casos:

Caso 1. Todos los usuarios de todas la celdas usan distintas secuencias ortogonales.

$$\hat{\mathbf{h}}_{1,n,j} = \left(\frac{1}{4}P_{rx(1,j)}^{(1)}\overline{\alpha^2}\mathbf{x}_{1,j}\mathbf{x}_{1,j}^H + \sigma^2 \right)^{-1} \mathbf{x}_{1,j}, \quad (61)$$

En este caso se elimina la interferencia co-canal.

Caso 2. Las mismas secuencias ortogonales son usadas en todas las

celdas.

$$\hat{\mathbf{h}}_{1,n,j} = \left(\frac{1}{4} P_{rx(1,j)}^{(1)} \overline{\alpha^2} \mathbf{x}_{1,j} \mathbf{x}_{1,j}^H + \sum_{l_c=2}^{L_c} \frac{1}{4} P_{rx(l_c,j)}^{(1)} \overline{\alpha^2} \mathbf{x}_{1,j} \mathbf{x}_{1,j}^H + \sigma^2 \right)^{-1} \mathbf{x}_{1,j}, \quad (62)$$

Para este caso existe un interferente en cada co-celda, que usa la misma secuencia ortogonal lo que produce *CCI*. En el presente estudio se analiza el caso 2.

La varianza de $\hat{\mathbf{h}}_{1,n,j}$ de puede ser obtenida mediante:

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\hat{\mathbf{h}}_{1,n,j}\} &= \frac{\text{E}\{\hat{\mathbf{h}}_{1,n,j} \hat{\mathbf{h}}_{1,n,j}^*\}}{\frac{1}{4} P_{rx(1,j)}^{(1)} \overline{\alpha^2} L |x_p|^2} \\ &= \frac{\frac{1}{4} P_{rx(1,j)}^{(1)} \overline{\alpha^2} L |x_p|^2 + \sum_{l_c=2}^{L_c} \frac{1}{4} P_{rx(l_c,j)}^{(1)} \overline{\alpha^2} L |x_p|^2 + \sigma^2}{\frac{1}{4} P_{rx(1,j)}^{(1)} \overline{\alpha^2} L |x_p|^2} \end{aligned} \quad (63)$$

Si consideramos la ortogonalidad de las secuencias aplicando la identidad $\mathbf{x}_{1,j} \mathbf{x}_{1,j}^H = |x_{i,j}|^2 = L |x_{i,j}|^2 = L |x_p|^2 \mathbf{I}_K$ obtenemos la expresión 63.

Error de Estimación. Al estimar cada elemento de la matriz de canal \mathbf{H} podemos decir que:

$$\mathbf{h}_{n,k} = \hat{\mathbf{h}}_{n,k} + \tilde{\mathbf{h}}_{n,k} \quad (64)$$

donde el error de estimación es:

$$\tilde{\mathbf{h}}_{n,k} = \mathbf{h}_{n,k} - \hat{\mathbf{h}}_{n,k} \quad (65)$$

La varianza del error de estimación (ϱ) esta dada por:

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\tilde{\mathbf{h}}_{n,k}\} &= \text{Var}\{\mathbf{h}_{n,k}\} - \text{Var}\{\hat{\mathbf{h}}_{n,k}\} \\ &= \overline{\alpha^2} - \varrho \end{aligned} \quad (66)$$

Detección

La detección lineal que se emplea en este caso con MRC y ZF debe hacerse luego de la estimación de canal, ya que la BS requiere conocer los elementos de la matriz de canal estimado $\hat{\mathbf{h}}_{n,j}$.

Detección Unicelular

Partiendo de la expresión 27, podemos escribir el vector de la señal recibida como:

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k \frac{\mathbf{x}_k}{2} + \mathbf{w}, \quad (67)$$

Al reemplazar la expresión 64 en la expresión 67 obtenemos el vector de la señal recibida en función de la estimación del canal y el error de estimación:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sum_{k=1}^K (\hat{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k) \frac{\mathbf{x}_k}{2} + \mathbf{w}, \\ &= \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{h}}_k \frac{\mathbf{x}_k}{2} + \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{h}}_k \frac{\mathbf{x}_k}{2} + \mathbf{w} \end{aligned} \quad (68)$$

Combinación de Relación Máxima

De los detectores lineales es el menos complejo de implementar. Por lo tanto, al aplicar la matriz de compensación definida en 22, el símbolo detectado que fue transmitido por el j -ésima antena es:

$$\hat{x}_j = \hat{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{y}, \quad (69)$$

Al tratarse de M-MIMO el detector MRC funciona correctamente, debido a que toma la \mathcal{MAI} como ruido puro, en el caso contrario \mathcal{MAI} degrada severamente el rendimiento. La complejidad del detector MRC esta en transponer y conjugar la matriz de

canal \mathbf{H} . Las expresiones derivadas sobre la Relación señal-ruido-más-interferencia (SNIR) para un escenario unicelular usando detección MRC pueden encontrarse en (Altamirano, 2021).

Forzamiento Cero

La matriz de compensación para ZF se presenta en la ecuación 70, se observa que la complejidad es mayor en comparación con el detector MRC:

$$\mathbf{B} = \mathbf{H}^+ = \left(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^H, \quad (70)$$

El detector ZF emplea una mayor complejidad, ya que elimina la \mathcal{MAI} , a la vez que existe una mejora en el ruido.

La matriz \mathbf{H}^+ es la matriz inversa a la izquierda o pseudoinversa de Moore-Penrose de la matriz $\hat{\mathbf{H}}$ (Altamirano, 2021). Entonces si se usa la ecuación 70 en la ecuación 22 el vector de símbolos detectados es:

$$\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{H}}^+ \mathbf{y}, \quad (71)$$

el símbolo detectado que fue transmitido por el j -ésima antena es:

$$\hat{x}_j = \hat{\mathbf{h}}_j^+ \mathbf{y}, \quad (72)$$

El detector ZF presenta una complejidad cúbica en el procesamiento de $\hat{\mathbf{h}}^+$. Pero al usar algoritmos de inversión la complejidad puede ser mayor como se puede notar en (Albreem et al., 2019). En otro sentido el orden de diversidad en cuanto rendimiento de ZF es de $N - K + 1$, siendo para M-MIMO muy cercano a lo óptimo (Barry et al., 2012).

La expresión 72 equivale a:

$$\hat{\mathbf{x}}_j = \underbrace{\hat{\mathbf{h}}_j^+ \hat{\mathbf{h}}_j \frac{x_j}{2}}_{\text{Señal deseada}} + \underbrace{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^K \hat{\mathbf{h}}_j^+ \hat{\mathbf{h}}_k \frac{x_k}{2}}_{\text{MAI}} + \underbrace{\sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{h}}_j^+ \tilde{\mathbf{h}}_k \frac{x_k}{2}}_{\text{CEEI}} + \underbrace{\hat{\mathbf{h}}_j^+ \mathbf{w}}_{\text{Ruido}}, \quad (73)$$

Para obtener la SNIR en un entorno unicelular empleando ZF, aplicamos la expresión 74:

$$\gamma_{s|\hat{\mathbf{h}}_j} = \frac{|Señal|^2}{\text{Var}\{\text{MAI} + \text{CEEI} + \text{Ruido}|\hat{\mathbf{h}}_j\}}, \quad (74)$$

La SNIR para el k -ésimo vector de usuario del canal se escribe como se presenta en la expresión 75:

$$\gamma_{s|\hat{\mathbf{h}}_j} = \frac{\frac{1}{4}|x_j|^2|h_j^+|^4}{\frac{1}{4}|x|^2\mathbf{K}_\varrho|h_j^+|^2 + \sigma^2|h_j^+|^2}, \quad (75)$$

Detección Multicelular

El vector de la señal recibida en la celda uno en un entorno multicelular esta dada por:

$$\mathbf{y}_1 = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{1,k}^{(1)} \sqrt{P_{rx(1,k)}^{(1)}} \frac{\mathbf{x}_{1,k}}{2} + \sum_{l_c=2}^{L_c} \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{l_c,k}^{(1)} \sqrt{P_{rx(l_c,k)}^{(1)}} \frac{\mathbf{x}_{l_c,k}}{2} + \mathbf{w}_1, \quad (76)$$

Consideramos que:

$$\mathbf{h}_{1,k}^{(1)} = \hat{\mathbf{h}}_{1,k}^{(1)} + \tilde{\mathbf{h}}_{1,k}^{(1)}, \quad (77)$$

Al reemplazar la expresión 77 en la expresión 76 obtenemos el vector de la señal

recibida en función de la estimación del canal y el error de estimación:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1 = & \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{h}}_{1,k}^{(1)} \sqrt{\frac{P_{rx(1,k)}^{(1)}}{2}} \mathbf{x}_{1,k} \\ & + \sum_{l_c=2}^{L_c} \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{h}}_{l_c,k}^{(1)} \sqrt{\frac{P_{rx(l_c,k)}^{(1)}}{2}} \mathbf{x}_{l_c,k} + \sum_{l_c=2}^{L_c} \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{h}}_{l_c,k}^{(1)} \sqrt{\frac{P_{rx(l_c,k)}^{(1)}}{2}} \mathbf{x}_{l_c,k} + \mathbf{w}_1, \end{aligned} \quad (78)$$

Forzamiento Cero

El símbolo detectado que fue transmitido por el j -ésima antena en la celda 1 es:

$$\hat{x}_{1,j} = \hat{\mathbf{h}}_{1,j}^+ \mathbf{y}_1, \quad (79)$$

Por lo tanto, la expresión 79 equivale a:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{1,j} = & \underbrace{\hat{\mathbf{h}}_{1,j}^{(1)} + \hat{\mathbf{h}}_{1,j}^{(1)}}_{\text{Señal}} \underbrace{\sqrt{\frac{P_{rx(1,j)}^{(1)}}{2}} \mathbf{x}_{1,j}}_{\text{deseada}} + \underbrace{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^K \hat{\mathbf{h}}_{1,j}^{(1)} + \hat{\mathbf{h}}_{1,k}^{(1)} \sqrt{\frac{P_{rx(1,k)}^{(1)}}{2}} \mathbf{x}_{1,k}}_{MAI} \\ & + \underbrace{\sum_{l_c=2}^{L_c} \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{h}}_{1,j}^{(1)} + \hat{\mathbf{h}}_{l_c,k}^{(1)} \sqrt{\frac{P_{rx(l_c,k)}^{(1)}}{2}} \mathbf{x}_{l_c,k}}_{CCI} + \underbrace{\sum_{l_c=2}^{L_c} \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{h}}_{1,j}^{(1)} + \tilde{\mathbf{h}}_{l_c,k}^{(1)} \sqrt{\frac{P_{rx(l_c,k)}^{(1)}}{2}} \mathbf{x}_{l_c,k}}_{CEEI} + \underbrace{\hat{\mathbf{h}}_{1,j}^{(1)} \mathbf{w}_1}_{\text{Ruido}}, \end{aligned} \quad (80)$$

En la expresión 80, podemos observar que el término que representa la *CCI*, es donde se produce la contaminación de pilotos debido al uso de las mismas secuencias ortogonales por los usuarios en las diferentes co-celdas.

Para obtener la SNIR en un entorno multicelular empleando ZF, aplicamos la expresión 74. Por lo tanto, la SNIR para el k -ésimo vector de usuario del canal se escribe como se presenta en la expresión 81, :

$$\gamma_s|\hat{\mathbf{h}}_j = \frac{\frac{1}{4}|x_j|^2|h_j^+|^4}{\sum_{l_c=2}^{L_c} \bar{\alpha}^2 \mathbf{K} \frac{1}{4}|x|^2 \mathcal{P}_{l_c} + \frac{1}{4}|x|^2 \mathbf{K} \varrho |h_j^+|^2 + \sigma^2}, \quad (81)$$

donde \mathcal{P}_m esta dado por:

$$\mathcal{P}_{l_c} = E\{P_{rx_{l_c}}\} = \int_{R_i}^{R_f} \int_0^{2\pi} F(r, \theta, l_c, \mathcal{F}, \beta) f(r, R_i, R_f) f(\theta) dr d\theta \quad (82)$$

$$F(r, \theta, l_c, \mathcal{F}, \beta) = \left\{ \frac{r^2}{D^2 + r^2 + 2Dr \cos\left(\theta - \Omega - (l_c - 1)\frac{\pi}{2}\right)} \right\}^{\frac{\beta}{2}} \quad (83)$$

Las expresiones para $f(r, R_i, R_f)$ es dada en la ecuación 24 y $f(\theta)$ es igual a la expresión 25.

Tasa exacta de Error de Bit promedio

A través del uso de la *SNIR* se puede calcular la BER promedio para el vector de señal recibida:

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} P(b|\gamma_s) f_{\Gamma_s}(\gamma_s) d\gamma_s, \quad (84)$$

donde $P(b|\gamma_s)$, es la probabilidad de bit condicionada a la *SNIR* instantánea, $f_{\Gamma_s}(\gamma_s)$ es la función de densidad de probabilidad (PDF) de la *SNIR*. La BER promedio esta dada por:

$$\bar{P}_b = \sum_{K=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \frac{2}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-K})\sqrt{M}-1} \left\{ -1^{\lfloor \frac{i \cdot 2^{K-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \left(2^{K-1} - \lfloor \frac{i \cdot 2^{K-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \rfloor \right) \mathcal{I}(\nu_i) \right\}, \quad (85)$$

$\mathcal{I}(\nu_i)$ es una integral definida como:

$$\mathcal{I}(\nu_i) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_s}{\nu_i}} \right) f_{\Gamma_s}(\gamma_s) d\gamma_s, \quad (86)$$

que depende de la PDF de la *SNIR* y de $\nu_i = \frac{2(M-1)}{3(2i+1)^2}$

BER para detector MRC

Para el detector MRC, la BER es obtenida usando la PDF de la *SNIR* como se presenta a continuación:

$$\mathcal{I}(\nu_i) = p^N \sum_{j=0}^{N-1} \binom{N-1+j}{j} (1-p)^j, \quad (87)$$

donde $p = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_s}{N\nu_i\bar{\gamma}_s}} \right)$ y $\binom{n}{x} = \frac{n!}{x!(n-x)!}$ que es la expansión binomial. Se puede observar que el orden de diversidad del detector MRC es N (Altamirano et al., 2019).

BER para detector ZF

Para el detector ZF, la BER es obtenida usando la PDF de la *SNIR* como se presenta a continuación:

$$\mathcal{I}(\nu_i) = p^{N-K+1} \sum_{j=0}^{N-K} \binom{N-K+j}{j} (1-p)^j, \quad (88)$$

donde $p = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_s}{(N-K+)\nu_i\bar{\gamma}_s}} \right)$. Se puede observar que el orden de diversidad del detector ZF es $N - K + 1$ (Altamirano et al., 2019).

BER para M-MIMO

En M-MIMO consideramos que $N \gg K$, con lo que podemos derivar un limitante inferior para la BER promedio. Si aplicamos la desigualdad de Jensen (Altamirano et al., 2019), podemos decir que:

$$\bar{P}_{bLB} = P(b|\bar{\gamma}_s), \quad (89)$$

Si tomamos en consideración que $P(b|E\gamma_s) \leq E\{P(b|\gamma_s)\}$, entonces el limitante

inferior de la BER promedio para M-MIMO puede ser escrito como se presenta en la ecuación 90:

$$\bar{P}_{bLB} \leq \sum_{K=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \frac{1}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-K})\sqrt{M-1}} \left\{ -1^{\lfloor \frac{i \cdot 2^{K-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \times \left(2^{K-1} - \lfloor \frac{i \cdot 2^{K-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \rfloor \right) \right. \\ \left. \times \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \gamma_s} \right) \right\}, \quad (90)$$

Capítulo 4

Introducción

En el presente capítulo se realizan las pruebas sobre el desempeño del sistema M-MIMO tanto uncelular como multicelular con el propósito de identificar la capacidad del sistema.

Se consideró modulación M-QAM (4-QAM, 16-QAM y 64-QAM), el desvanecimiento del canal es de tipo Rayleigh además se añade Ruido Gaussiano Blanco Aditivo y se emplea estimación de canal perfecta e imperfecta.

Los modelos de configuración de canal implementados fueron SISO, SIMO y MIMO, empleando en el receptor para el modelo SISO un filtro casado y para los modelos SIMO y MIMO detectores lineales MRC y ZF.

Para los sistemas SIMO uncelular y multicelular se varió el número de antenas en el receptor ($N = 64, 128, 256, \text{ y } 512$). En el caso del sistema MIMO se empleo valores de $N = 64$ y $N = 512$ con factor de reuso de canal $F = 1, F = 3$ y $F = 7$, sin embargo el valor de las antenas transmisoras fue $K = 8$ y $K = 16$ para el sistema uncelular, mientras que para el sistema multicelular el valor de K se mantuvo en 4, ya que las pruebas fueron realizaron en el enlace ascendente o uplink.

El número de antenas de la BS, número de UTs, longitud de símbolos pilotos, longitud de los datos, factor de rehusó, E_b/N_0 , los datos para la estimación de canal, detección lineal y control de potencia se usan tanto para las simulaciones numéricas de Montecarlo y la derivación de expresiones teóricas.

Graficando curvas de la BER en función de la E_b/N_0 se analizó el rendimiento de los sistemas SISO, SIMO y MIMO, también se comparó las curvas obtenidas en la simulación con curvas obtenidas de expresiones teóricas para de este modo evaluar el

correcto funcionamiento de las simulaciones desarrolladas en el software matemático MATLAB R2018a.

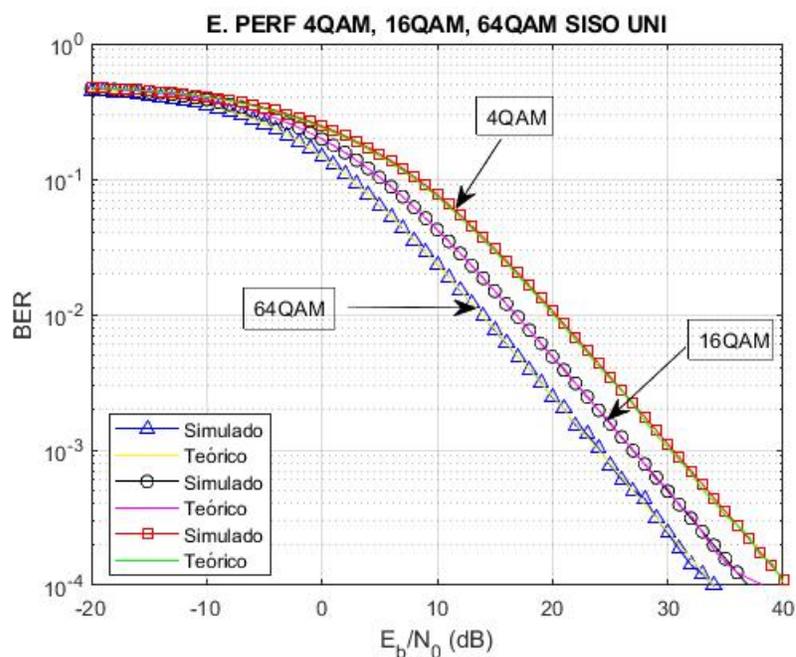
Desempeño de Sistemas Unicelulares

Análisis de la BER en sistemas SISO con estimación perfecta

El rendimiento de la BER se evaluó para modulaciones 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM en un sistema SISO, el desvanecimiento del canal es de tipo Rayleigh añadiendo AWGN y un filtro casado en el Rx. En la Figura 15 se observa que la BER se reduce rápidamente al aumentar la E_b/N_0 , lo cual nos indica que el desempeño del sistema mejora. Al variar el orden de la modulación se puede observar como la BER del sistema empeora, por ejemplo para 25dB , la BER con modulación 64QAM es mayor que para modulación 4-QAM con un valor de 0.003467 mientras para 4QAM apenas es de 0.0007887.

Figura 15

BER en sistema SISO unicelular para 4QAM, 16QAM y 64QAM con estimación perfecta



A pesar de que la modulación 64QAM presente un desempeño inferior, la ventaja que posee es que se puede transmitir mayor cantidad de bits por símbolo, pero esto hace que el sistema se vea afectado de manera más fuerte por el ruido y la distorsión, ya que los símbolos se encuentran más cercanos unos de otros.

El emplear una u otra modulación depende de las aplicaciones que se le dé al sistema de comunicaciones, ya que se puede ganar velocidad, pero se pierde confiabilidad. Por ejemplo para televisión digital terrestre se emplea modulación 64QAM pues se requiere mayor cantidad de datos que al enviar un correo electrónico.

Las curvas obtenidas a través de la simulación numérica se superponen a las curvas que se obtuvo de las expresiones teóricas, con lo cual el rendimiento del sistema se asemeja a lo deseado donde el receptor conoce el estado del canal, dicho de otra manera se tiene una estimación perfecta del mismo.

Análisis de la BER en sistemas SIMO con estimación perfecta

Se usó un detector MRC en el Rx, donde se consideró variar el número de antenas desde 64, 128, 256 hasta 512. La modulación usada fue 4QAM. La Figura 16 muestra como la BER decae exponencialmente, al incrementar el número de antenas el sistema presenta un mejor desempeño, con 512 antenas se tiene una menor tasa de error de bit, mientras que con 64 antenas la tasa de error se incrementa, además con menor número de antenas se requiere mayor E_b/N_0 . En este escenario fue necesario realizar 100000 repeticiones para que la curva se sobreponga a las curvas obtenidas teóricamente.

Como se muestra en la Figura 17 se consideró las mismas características que para el sistema de la Figura 16 se modificó el número de antenas en el Rx, desde 64, 128, 256 hasta 512, con modulación 4QAM. La modificación que se realizó en el sistema

Figura 16

BER en sistema SIMO unicelular con detector MRC, empleando modulación 4QAM

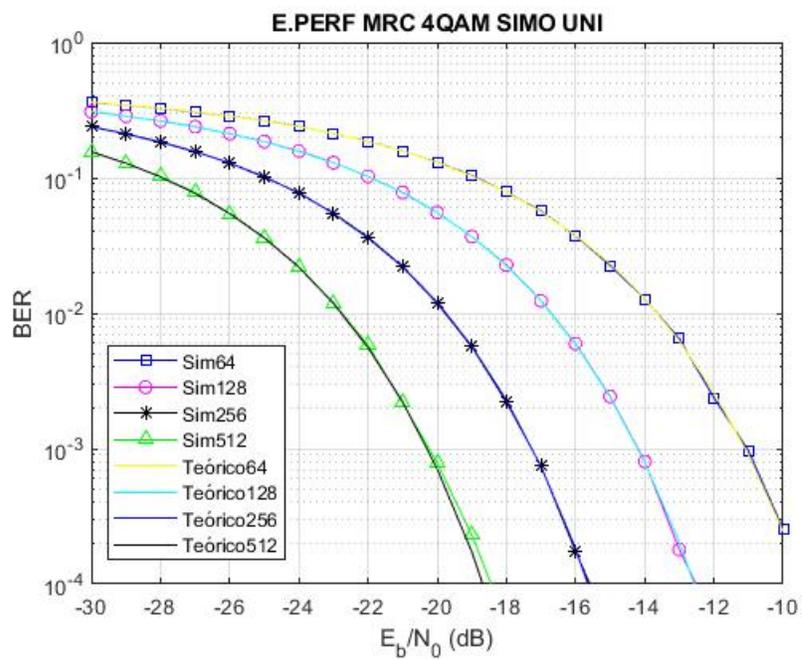
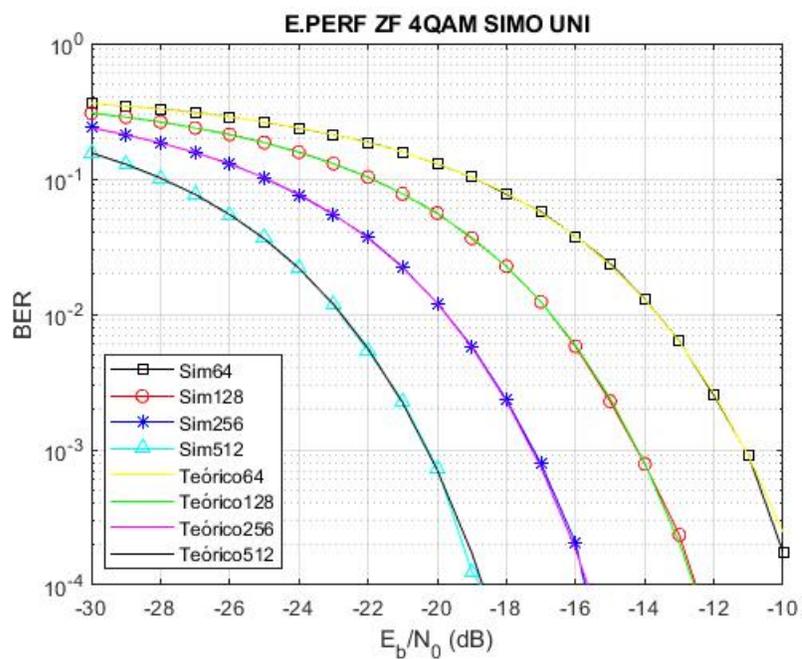


Figura 17

BER en sistema SIMO unicelular con detector ZF, empleando modulación 4QAM



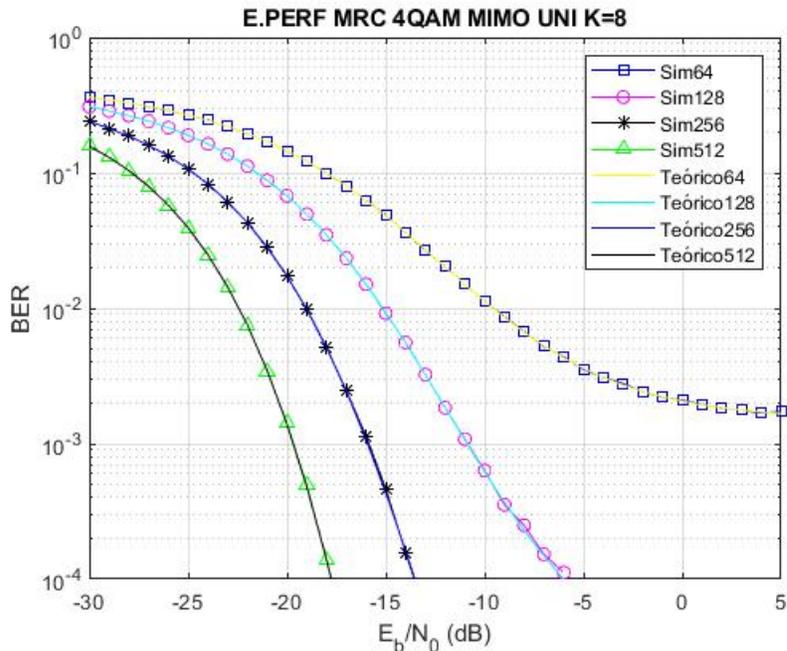
de la Figura 17 con respecto la Figura 16 fue cambiar el detector MRC a ZF, se puede observar que las dos figuras son muy similares, presentan el mismo desempeño del sistema, lo que indica que para un sistema SIMO con modulación 4QAM el detector MRC y el ZF funcionan de forma semejante. Los valores de la BER y de la E_b/N_0 son muy parecidos, no existe una diferencia significativa que demuestre que un detector sea mejor al otro, en este escenario.

Análisis de la BER en sistemas MIMO con estimación perfecta

En el sistema MIMO unicelular se empleó modulación 4QAM, la variación de antenas receptoras fue de 64, 128, 256 hasta 512, para las antenas transmisoras se tuvo dos valores de $K = 8$ y $K = 16$.

Figura 18

BER en sistema MIMO unicelular, detector MRC, $K = 8$, modulación 4QAM

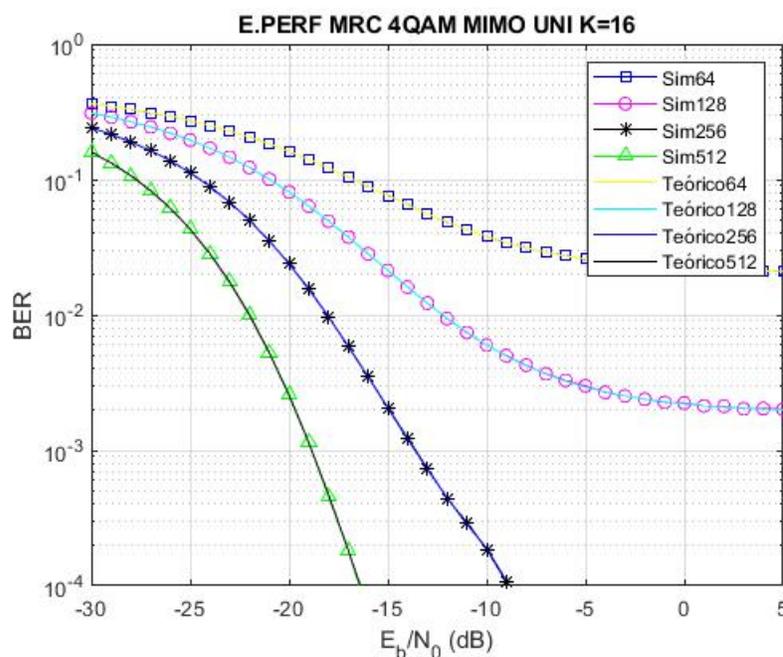


En las Figuras 18 y 19 se usó detector MRC. Al emplear el mismo detector, pero variar la cantidad de usuarios podemos notar que la interferencia provocada por el

acceso de múltiples usuarios ocasiona que el sistema tenga un menor rendimiento, como es evidente en la Figura 19, la interferencia ocasiona que la BER llegue a un punto de estabilización de 0.02097 y 0.001991 al usar 64 y 128 antenas respectivamente, mientras que para el escenario donde se usan solo 8 transmisores, únicamente para 64 antenas la BER tiene un punto de estabilización en 0.001673, lo que no sucede al incrementar el número de antenas, ya que la BER tiende a decrecer rápidamente.

Figura 19

BER en sistema MIMO unicelular, detector MRC, $K = 16$, modulación 4QAM



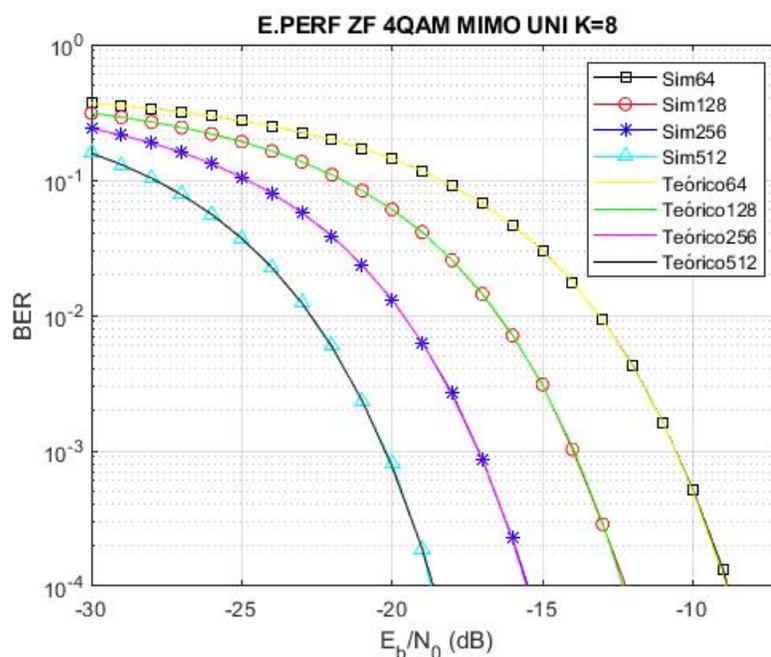
Cabe mencionar que debido al incremento de los usuarios, en el sistema MIMO con 16 usuarios la E_b/N_0 es mayor cuando se realiza la simulación con 256 y 512 antenas, lo que indica que el desempeño del sistema se ve afectado, ya que a pesar de incrementar el número de antenas la interferencia de un mayor número de usuarios reduce el rendimiento en la BER del modelo.

Con respecto al sistema SIMO con detección MRC que se presenta en la Figura

16, es evidente que al pasar de 1 usuario a 8 usuarios, sobre todo para el caso de 64 antenas receptoras la BER presenta menor rendimiento en el sistema MIMO. Para el sistema MIMO con 16 usuarios mostrado en la Figura 19 esto también se produce para el caso de 128 antenas receptoras. Esto es entendible debido a la presencia de un mayor número de usuarios en el enlace.

Figura 20

BER en sistema MIMO uniselular, detector ZF, $K = 8$, modulación 4QAM

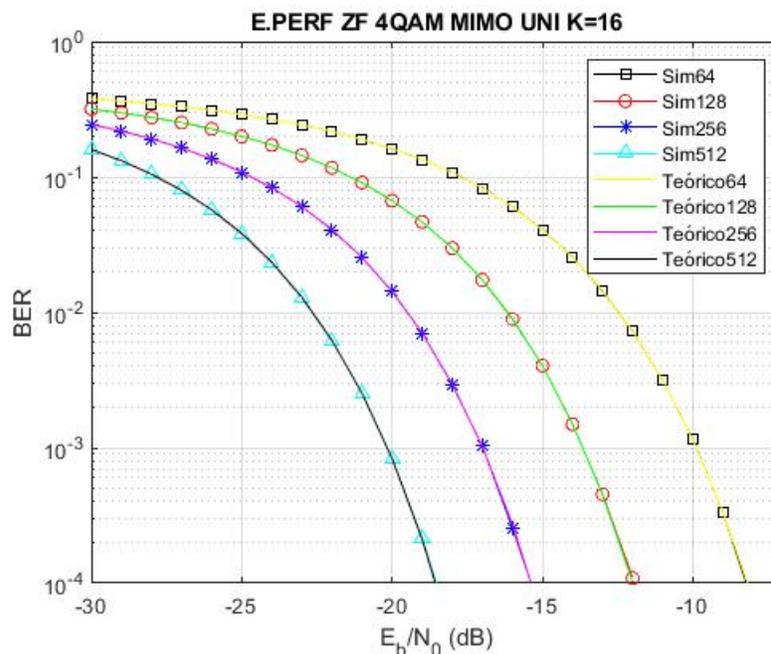


Al usar detector ZF, se nota como el sistema MIMO tanto para 8 usuarios como para 16 usuarios presenta mejor rendimiento que al aplicar el detector MRC.

En la Figura 20 se muestra el sistema MIMO empleando 8 usuarios y detección ZF, donde se puede observar que a diferencia del sistema MIMO con detección MRC mostrado en la Figura 18, el detector ZF produce mejor desempeño en el sistema, en vista de que la BER no llega a un punto de estabilización al usar 64 antenas en el receptor, esto se logra debido a que el detector ZF elimina el efecto de la *MAI* sobre el

Figura 21

BER en sistema MIMO unicelular, detector ZF, $K = 16$, modulación 4QAM



sistema. Para una BER de 10^{-2} en el sistema de MIMO con MRC usando 64 antenas se tiene una E_b/N_0 de $-10dB$ y para el sistema MIMO con ZF se tiene una E_b/N_0 de $-13dB$ para una BER de 10^{-2} , lo que produce una ganancia de $3dB$.

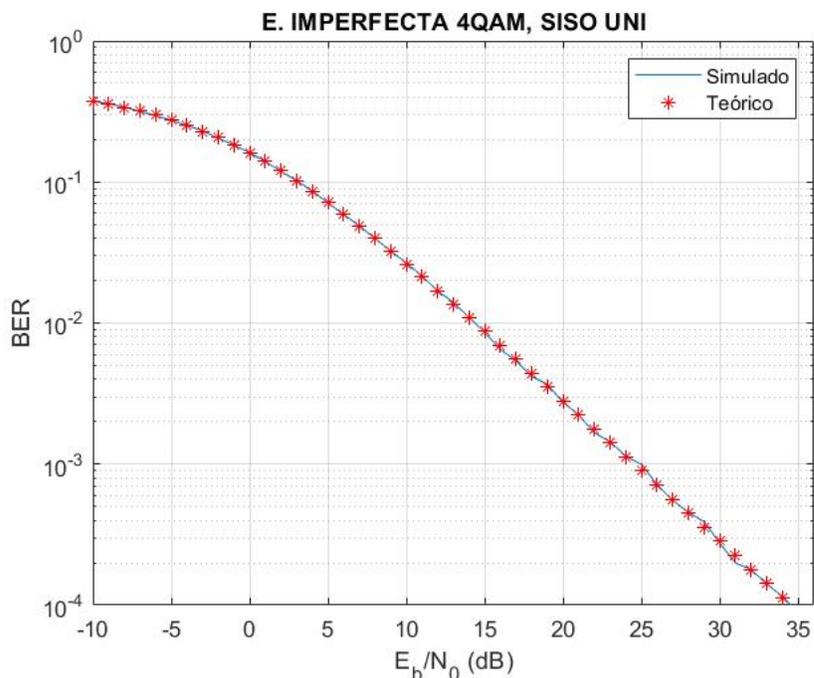
Al usar detector ZF, se nota como el sistema MIMO tanto para 8 usuarios como para 16 usuarios presenta mejor rendimiento que al aplicar el detector MRC.

En la Figura 21 se muestra el sistema MIMO empleando 16 usuarios y detección ZF, donde se puede observar que a diferencia del sistema MIMO con detección MRC mostrado en la Figura 19, el detector ZF produce mejor desempeño en el sistema, en vista de que la BER no llega a un punto de estabilización al usar 64 antenas en el receptor, esto se logra debido a que el detector ZF elimina el efecto del canal sobre el sistema.

Análisis de la BER en sistemas SISO con estimación imperfecta

Figura 22

BER en sistema SISO unicelular, modulación 4QAM, Estimación imperfecta



El rendimiento de la BER se evaluó para modulaciones 4-QAM, en un sistema SISO, el desvanecimiento del canal es de tipo Rayleigh añadiendo AWGN y un filtro casado en el Rx. En la Figura 22 se observa que la BER se reduce rápidamente al aumentar la E_b/N_0 , lo cual nos indica que el desempeño del sistema mejora. También podemos observar que en comparación con el resultado obtenido en la estimación perfecta para una BER de 10^{-4} se requiere 40dB, mientras que para el caso de estimación imperfecta se tiene la misma BER en 35dB.

Análisis de la BER en sistemas SIMO con estimación imperfecta

Al usar el detector MRC y ZF en el Rx, donde se consideró variar el número de antenas desde 64, 128, 256 hasta 512. La modulación usada fue 4QAM. La Figura 23 y 24 muestra como la BER decae exponencialmente, al incrementar el número de antenas el sistema presenta un mejor desempeño, con 512 antenas se tiene una menor tasa de

Figura 23

BER en sistema SIMO unicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación imperfecta

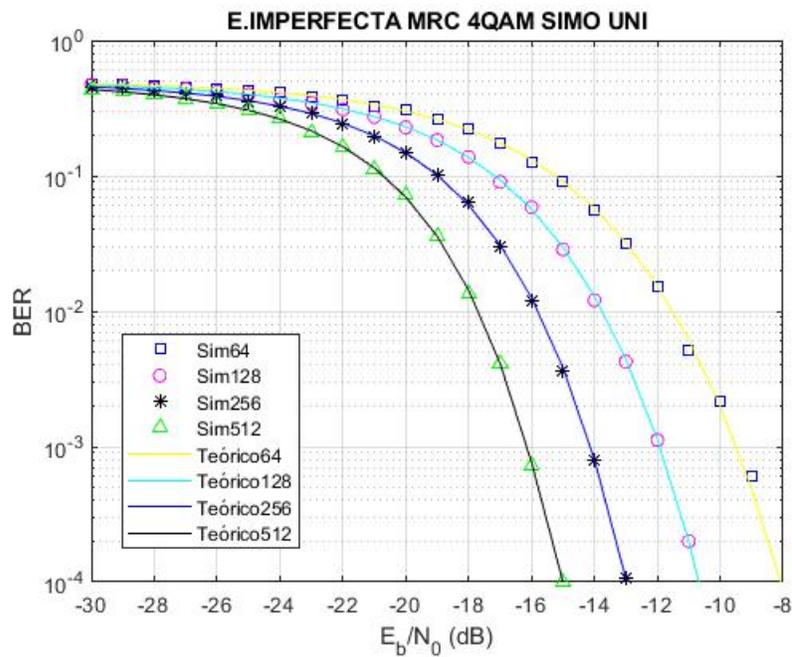
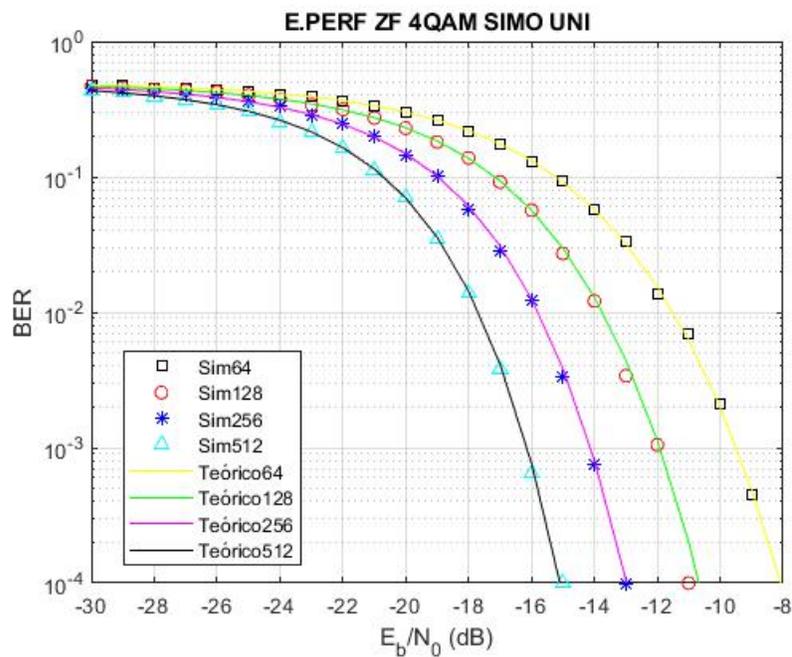


Figura 24

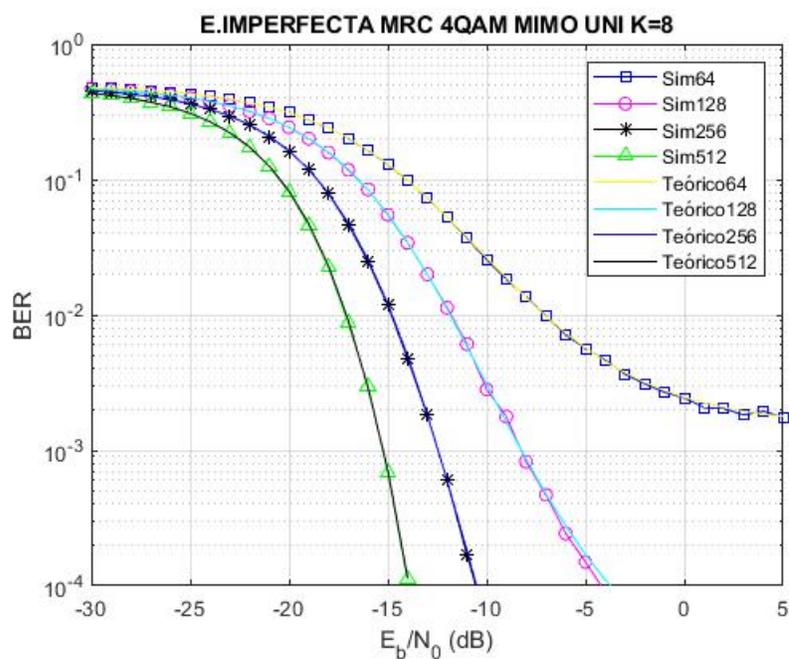
BER en sistema SIMO unicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación imperfecta



error de bit, mientras que con 64 antenas la tasa de error se incrementa, además con menor número de antenas se requiere mayor E_b/N_0 . Si comparamos el desempeño de los dos detectores, se puede observar que para el caso de un modelo de canal SIMO, ambos presenta semejantes características sin que ninguno sea mejor al otro. Lo que si es notorio es que en comparación a la estimación perfecta, en este caso se requiere aproximadamente 2dB para obtener una BER de 10^{-4}

Figura 25

BER en sistema MIMO unicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación imperfecta, K=8



Análisis de la BER en sistemas MIMO con estimación imperfecta

En el sistema MIMO unicelular se empleó modulación 4QAM, la variación de antenas receptoras fue de 64, 128, 256 hasta 512, para las antenas transmisoras se tuvo dos valores de $K = 8$ y $K = 16$.

En las Figuras 25 y 26 se usó detector MRC. Al emplear el mismo detector, pero variar la cantidad de usuarios podemos notar que la interferencia provocada por el

Figura 26

BER en sistema MIMO unicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación imperfecta $K=16$

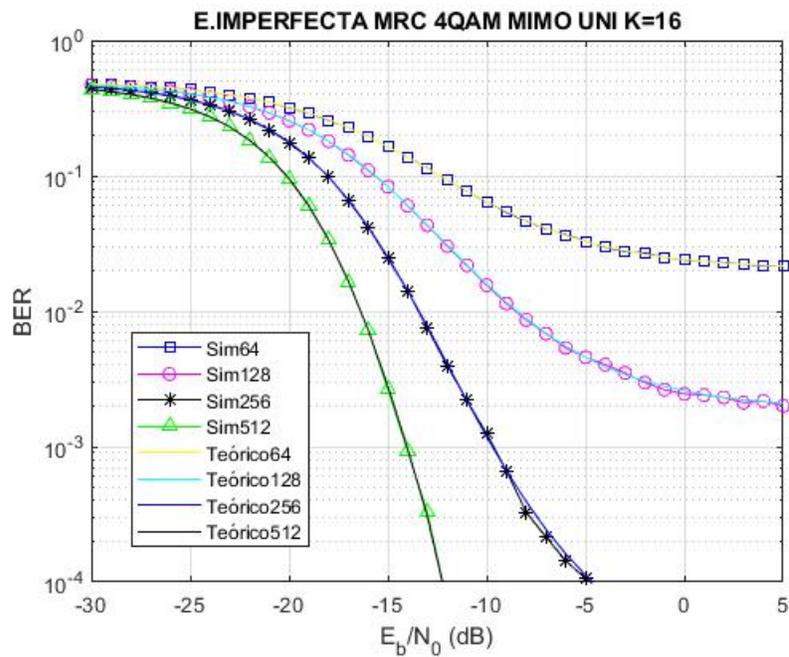


Figura 27

BER en sistema MIMO unicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación imperfecta $K=8$

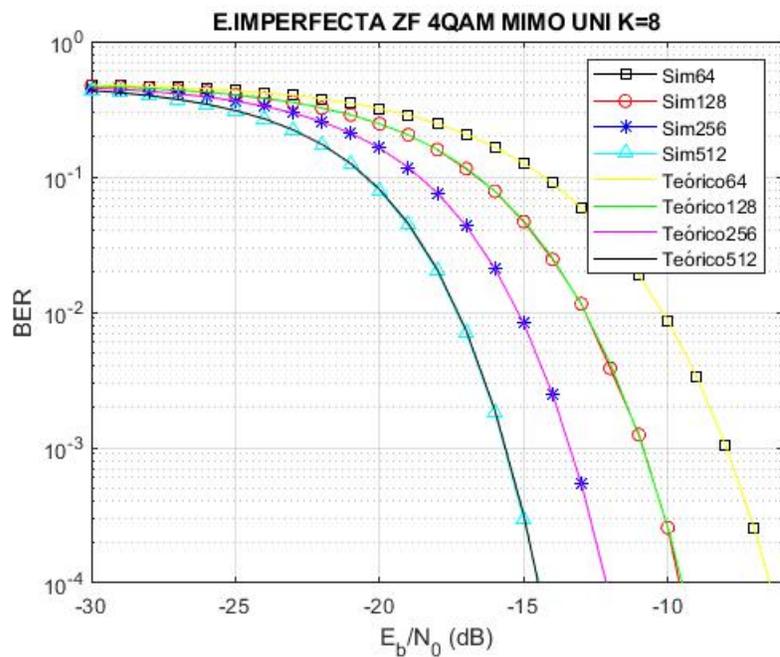
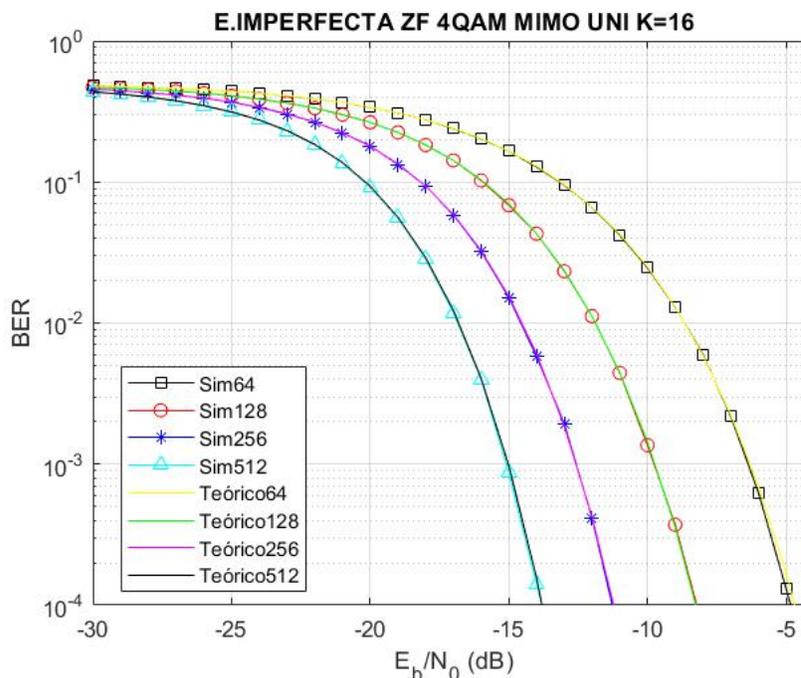


Figura 28

BER en sistema MIMO unicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación imperfecta, K=16



acceso de múltiples usuarios ocasiona que el sistema tenga un menor rendimiento, en el caso de tener 16 usuarios provoca que se requiera un número superior a 256 antenas para evitar que la BER alcance un nivel de estancamiento.

En las Figuras 27 y 28 se usó detector ZF, manteniendo las mismas características descritas que en el detector MRC. En este caso el rendimiento del sistema al tener 16 usuarios provoca que no se requiera un número más elevado de antenas para evitar que la BER alcance un nivel de estancamiento. El detector ZF presenta mejores resultados al tener mayores usuarios a los que prestar servicio, ya sea en un escenario con estimación perfecta e imperfecta.

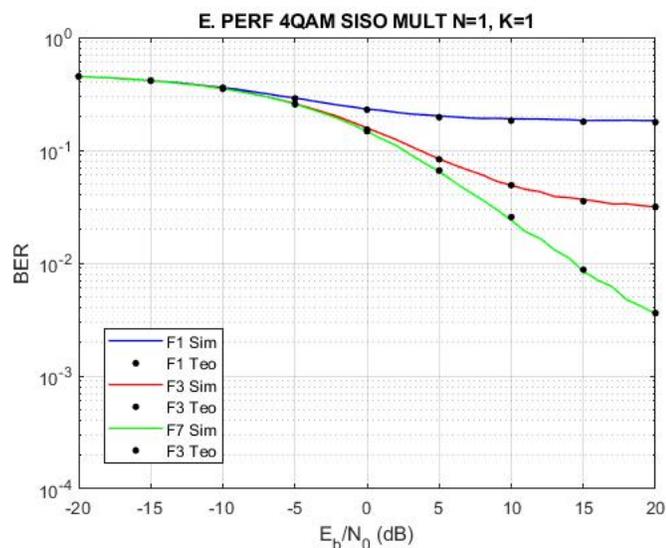
Desempeño de Sistemas Multicelulares

Análisis de la BER en sistemas SISO con estimación perfecta

El rendimiento de la BER se evaluó para modulaciones 4-QAM, en un sistema

Figura 29

BER en sistema SISO multicelular, modulación 4QAM, Estimación perfecta



SISO, el desvanecimiento del canal es de tipo Rayleigh añadiendo AWGN y un filtro casado en el Rx. En la Figura 29 se observa como la BER se reduce de forma lenta y no tiende a decrecer al aumentar la E_b/N_0 , lo cual nos indica que el desempeño del sistema llega a un punto donde la BER se estabiliza. Al usar diferentes factores de reuso de canal el desempeño del sistema mejora, pero tiene tendencia a estabilizarse debido a la MAI y a la CCI que en un sistema multicelular hacen que la capacidad del sistema se vea afectada.

Las curvas obtenidas a través de la simulación numérica se sobrepone a las curvas que se obtuvo de las expresiones teóricas, con lo cual el rendimiento del sistema se asemeja a lo deseado donde el receptor conoce el estado del canal, dicho de otra manera se tiene una estimación perfecta del mismo.

Análisis de la BER en sistemas SIMO con estimación perfecta

Las Figuras 30 y 31 muestran el desempeño de un sistema SIMO multicelular, donde se ha variado el número de antenas receptoras en $N = 64$ y $N = 512$ y $K = 8$,

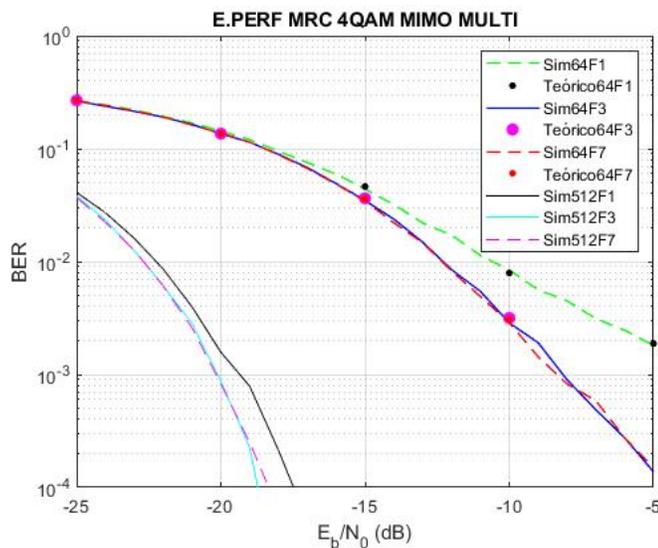
ademas se ha variado el factor de reuso del canal en $\mathcal{F} = 1$, $\mathcal{F} = 3$ y $\mathcal{F} = 7$, con lo que se ha podido observar como al usar 64 antenas y factor de reuso 1 el sistema tiene un rendimiento bajo que mejora un poco con un factor de reuso 3 y 7. En el caso que se uso 512 antenas el desempeño del sistema mejora pero se observa que el factor de reuso del canal ya no hace ninguna diferencia, puesto que la curva se sobreponen para los tres valores de factor de reuso.

Al usar el detector ZF con las mismas características que en el caso del detector MRC la Figura 31 presenta similares características, por lo que en este caso ambos detectores tienen el mismo rendimiento. Pero si presentan un mejor rendimiento en comparación al sistema unicolor.

Análisis de la BER en sistemas MIMO con estimación perfecta

Figura 32

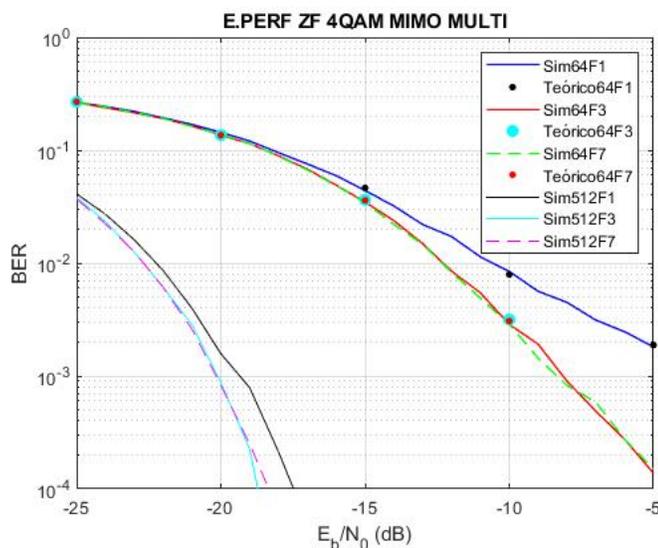
BER en sistema MIMO multicelular MRC, modulación 4QAM, Estimación perfecta



En el caso de un sistema MIMO, vemos que la caída de la BER, es mas lenta que en el caso de SIMO tanto en la Figura 32 como en la Figura 33 al usar 64 antenas y un factor de reuso de 1 el rendimiento del sistema es bastante pobre, pero la BER se

Figura 33

BER en sistema MIMO multicelular ZF, modulación 4QAM, Estimación perfecta



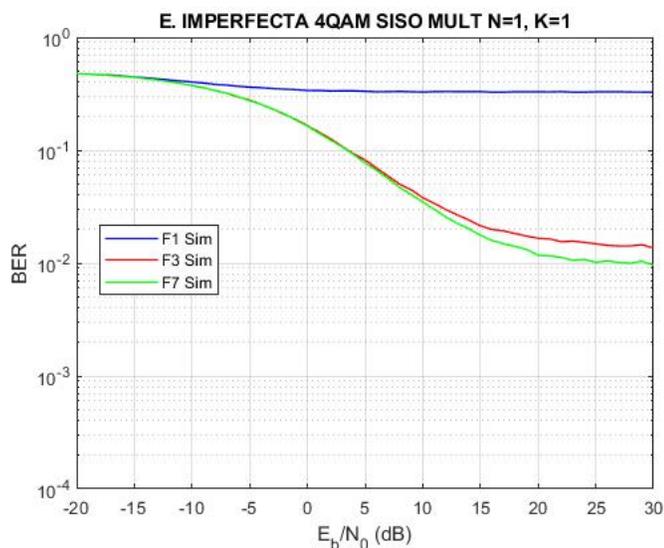
mantiene en el caso de $\mathcal{F} = 3$ y $\mathcal{F} = 7$, mientras que para 512 antenas la BER disminuye pero el factor de reuso no varía significativamente. Debido a que existen 4 usuarios en la celda de interés y 4 usuarios en cada una de las co-celdas del sistema lo que ocasiona que la *MAI* y a la *CCI* aumenten haciendo que la capacidad del sistema empeore, pero esto sucede en un escenario donde se generan usuarios en varias co-celdas, para ser un escenario completamente real hace falta la estimación de canal que se analiza a continuación.

Análisis de la BER en sistemas SISO con estimación imperfecta

La Figura 34 presenta el desempeño de un escenario real y práctico ya que se realiza la estimación del canal mediante símbolos piloto de longitud $L_p = 16$, la longitud de los datos es de $L_d = 256$ y se emplea factor de reuso de $\mathcal{F} = 1$, $\mathcal{F} = 3$ y $\mathcal{F} = 7$, se puede observar que el rendimiento del sistema no es el mejor debido a que *MAI* y la *CCI* contaminan la señal transmitida haciendo que la estimación y la detección sea mayormente compleja, además la BER tiende a estabilizarse y no decrece, lo que le quita

Figura 34

BER en sistema SISO multicelular, modulación 4QAM, Estimación imperfecta



fiabilidad al sistema. Si comparamos la Figura 34 con la Figura 15 vemos que la interferencia provoca que la BER sea bastante alta y llegue a un piso máximo a pesar de reutilizar el canal.

Análisis de la BER en sistemas SIMO con estimación imperfecta

Al igual que en la estimación perfecta de sistemas multicelulares podemos ver como para el caso de factor de reuso de frecuencia 1 tanto para 64 como para 512 antenas la BER tiene peor rendimiento que en comparación a un reuso de frecuencia de 3 y 7, sobre los cuales no hay mayor diferencia ya que las curvas se sobreponen. Si observamos la Figura 35 podemos ver que a mayor número de antenas el desempeño del sistema en función de la BER es mucho mejor ya que no tiende a tener un piso sino que decrece de forma mas acelerada que en el caso de usar pocas antenas.

Análisis de la BER en sistemas MIMO con estimación imperfecta

En la Figura 36, podemos observa que al usar 512 antenas en el receptor en comparación al usar 64, la diferencia es bastante notoria ya que para una BER de 10^{-3}

Figura 35

BER en sistema SIMO multicelular, modulación 4QAM, Estimación imperfecta

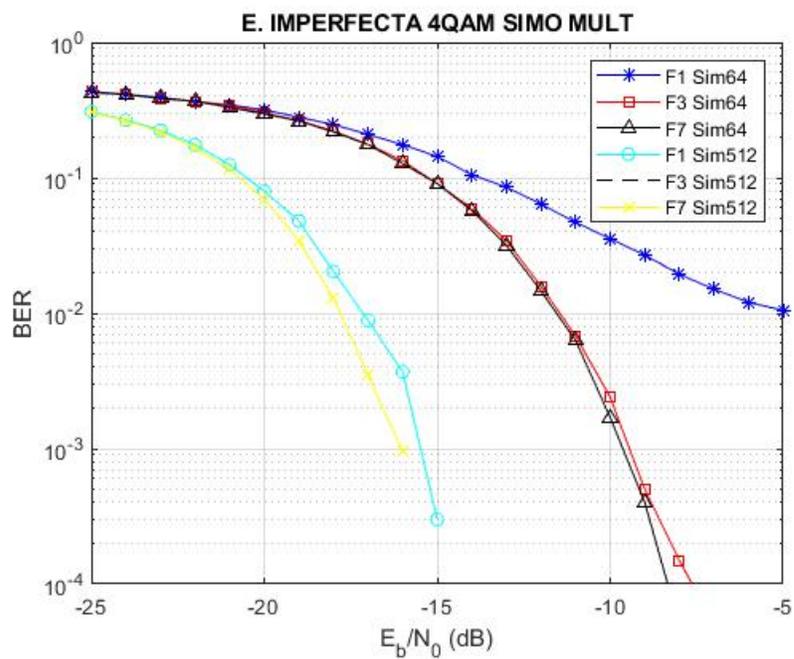
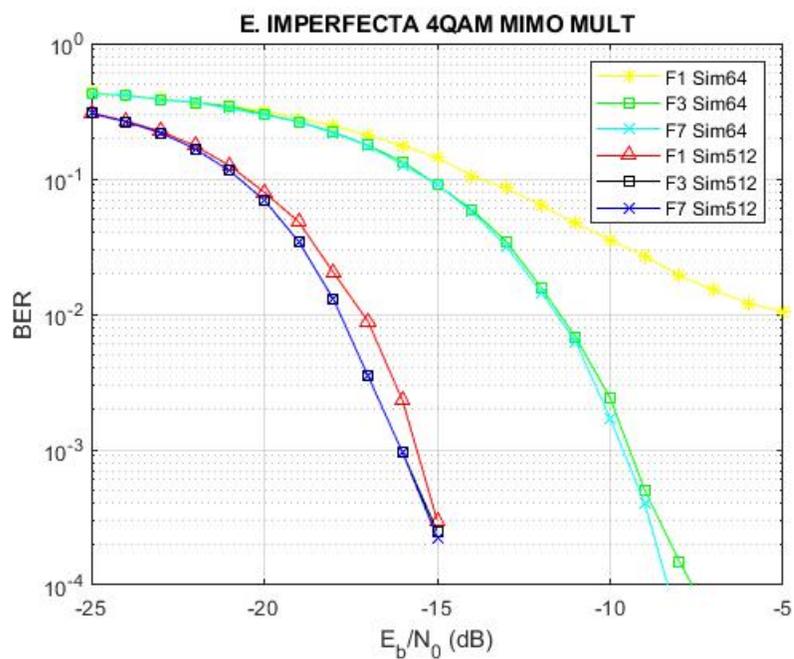


Figura 36

BER en sistema MIMO multicelular, modulación 4QAM, Estimación imperfecta



con 512, se necesita -16dB, mientras que con 64 antenas se requiere de -10db, lo que hace una diferencia significativa de 6dB. Comprobando de esta manera que al incrementar el número de antenas en decenas o centenas el sistema ofrece mejores características en su rendimiento.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajos Futuros

En esta sección final se describen las conclusiones luego de realizado el presente trabajo de investigación, además se plantean futuras líneas de investigación en base a la indagación aquí realizada.

Conclusiones

Al realizar el levantamiento del estado del arte respecto a sistemas de comunicaciones que emplean tecnología M-MIMO, se pudo evidenciar que a pesar de que es un tema que es ampliamente investigado, su alto impacto en las en temas relacionados con las telecomunicaciones actuales sigue generando nuevos enfoques de estudio que permitirán ampliar de forma práctica el uso actual que se le da a esta tecnología en los sistemas de comunicaciones inalámbricos.

Al comparar un escenario unicelular con uno multicelular mediante la comparación entre la Figura 34 con la Figura 15 podemos notar que en un escenario ideal como lo es el unicelular, la interferencia causada por el múltiple acceso de los usuarios no causa mayor efecto en la BER, que a diferencia en un escenario multicelular provoca que la BER ya no se reduzca sino que llegue a estabilizarse haciendo al sistema de comunicación menos confiable.

Los detectores lineales MRC y ZF que fueron usados en el presente trabajo de investigación, mostraron tener buen desempeño cuando el número de usuarios es reducido, pero al incrementar este número, el detector ZF tuvo mejores resultados, ya que al eliminar la interferencia se pudo observar que permite reducir la BER, lo que no sucede en el caso del detector MRC, ya que si se tiene un número de usuarios mayor a 16 la tasa de error de bit tiende a estancarse en un valor determinado, por lo que se debe

incrementar el número de antenas considerablemente para obtener los mismos resultados que con ZF.

La estimación de canal permite que el receptor pueda estimar los datos enviados por los usuarios, ya que como se evidencio cuando se trabaja en escenario ideales, es decir, con estimación perfecta del canal, no podemos describir de forma real el desempeño del sistema, pero al realizar la estimación del canal estamos haciendo una descripción mas cercana a la práctica de los sistemas de comunicaciones.

Como se ha mostrado M-MIMO, al usar mayor número de antenas permite que los sistemas de comunicaciones tengan un mejor desempeño en cuanto a la BER, ya que al incrementar el número de antenas la BER se reduce de forma rápida en comparación a los sistemas que usan pequeños arreglos de antenas, pero esto hace mayor la complejidad computacional para procesar grandes volúmenes de información

Trabajos Futuros

En este apartado se presentan varias propuestas sobre investigaciones futuras relacionadas con sistemas M-MIMO, tomando como punto de partida el análisis realizado en esta tesis.

- Al usar símbolos piloto para realizar la estimación del canal, se crean nuevas interrogantes, pues se hace necesario un análisis sobre el desempeño de sistemas donde la longitud de los pilotos no se mantenga constante, para determinar cual es el efecto que provoca sobre el error de estimación y la tasa de error de bit.
- La detección de los símbolos es parte esencial en un sistema de comunicación M-MIMO, según el análisis presentado el detector MRC reduce su desempeño al incrementar el numero de UTs, en tal razón se propone

analizar el rendimiento del detector de Error mínimo medio cuadrático (MMSE) en sistemas multicelulares usando estimación de canal multiplexada.

- La reutilización de recursos, sobre todo el reuso del canal permite que los sistemas celulares puedan manejar de mejor manera el espectro electromagnético que es un recurso escaso, por eso se plantea analizar a los sistemas M-MIMO multicelda utilizando esquemas de reuso de canal suave ya que estos son más prácticos.
- Todos los escenarios analizados en este estudio, se realizaron para el uplink, pero es importante examinar la BER de precodificadores que emplean MRC y ZF con estimación de canal multiplexada en el downlink a la vez que se pueda utilizar la reciprocidad del canal de los sistemas multicelda con duplexación por división de tiempo (Zhao et al., 2014).
- En este trabajo, se consideró un canal con las propiedades de un desvanecimiento selectivo de frecuencia lento con distribución de Rayleigh, debido a que M-MIMO es una tecnología emergente se puede considerar emplear nuevos modelos de canal de desvanecimiento para comunicaciones mm-Wave, $k-\mu$ shadowed, y Fluctuating Multiple Rays (FMR), los mismos que presentan un buen ajuste a medidas de canal de un sistema de comunicaciones a 28 GHz (Sánchez et al., 2021)

Referencias

- Albreem, M. A., Juntti, M., and Shahabuddin, S. (2019). Massive mimo detection techniques: A survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 21(4):3109–3132.
- Alexanderson, E. F. W. (1920). Trans-oceanic radio communication. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 8(4):263–285.
- Altamirano, C. C. D. (2011). Avaliação de desempenho de esquemas de modulação e codificação na presença de interferência de co-canal. 2011 [Tabla]. Recuperado de: *Repositório da Produção Científica e Intelectual de la Unicamp*.
- Altamirano, C. C. D. (2021). Performance of massive mimo under interference reduction and imperfect channel estimation. *PhD Thesis*.
- Altamirano, C. D., Minango, J., Mora, H. C., and De Almeida, C. (2019). Ber evaluation of linear detectors in massive mimo systems under imperfect channel estimation effects. *IEEE access*, 7:174482–174494.
- Bader, F. and Zorba, N. (2012). *Advances on processing for multiple carrier schemes: OFDM & OFDMA*. Nova Science Publishers.
- Baños, C. A. et al. (2020). Análisis del canal mimo masivo en interiores para su aplicación en 5g.

- Barry, J. R., Lee, E. A., and Messerschmitt, D. G. (2012). *Digital communication*. Springer Science & Business Media.
- Bolcskei, H. (2002). Multiple-input multiple-output (mimo) wireless systems. *The Communications Handbook*, pages 90–1.
- Caire, G. and Shamai, S. (2003). On the achievable throughput of a multiantenna gaussian broadcast channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(7):1691–1706.
- Campbell, K., Diffley, J., Flanagan, B., Morelli, B., O'Neil, B., and Sideco, F. (2017). The 5g economy: How 5g technology will contribute to the global economy. *IHS Economics and IHS Technology*, 4:16.
- Carvajal, H. (2018). Bit error rate and spectral efficiency evaluation of mc-cdma cellular systems employing multiuser detection. *PhD Thesis*.
- Córdova, B. E. D. (2018). Simulación de un algoritmo de detección para mimo masivo con matlab. B.S. thesis.
- Corrales, d. I. R. E. D. and Gómez, P. W. S. (2007). Tecnología mimo.
- Foschini, G. J. (1996). Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs technical journal*, 1(2):41–59.
- García, R. J. et al. (2020). Diseño e implementación de antenas mimo. B.S. thesis.
- González, L. M. (2004). Técnicas avanzadas de procesamiento de señal para sistemas múltiple input múltiple output (mimo).

- Hanzo, L., Ng, S. X., Webb, W., and Keller, T. (2004). *Quadrature amplitude modulation: From basics to adaptive trellis-coded, turbo-equalised and space-time coded OFDM, CDMA and MC-CDMA systems*. IEEE Press-John Wiley.
- Holma, H. and Toskala, A. (2011). *LTE for UMTS: Evolution to LTE-advanced*. John Wiley & Sons.
- Jose, J., Ashikhmin, A., Marzetta, T. L., and Vishwanath, S. (2011). Pilot contamination and precoding in multi-cell tdd systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 10(8):2640–2651.
- Kay, S. M. (1993). *Fundamentals of statistical signal processing*. Prentice Hall PTR.
- Larsson, E. G., Edfors, O., Tufvesson, F., and Marzetta, T. L. (2014). Massive mimo for next generation wireless systems. *IEEE communications magazine*, 52(2):186–195.
- Larsson, E. G., Marzetta, T. L., Ngo, H. Q., and Yang, H. (2016). *Fundamentals of massive MIMO*. Cambridge University Press.
- Lee, W. C. (1998). *Mobile communications engineering: theory and applications*. McGraw-Hill Education.
- Marzetta, T. L. (2006). How much training is required for multiuser mimo? In *2006 fortieth asilomar conference on signals, systems and computers*, pages 359–363. IEEE.
- Marzetta, T. L. (2015). Massive mimo: an introduction. *Bell Labs Technical Journal*, 20:11–22.
- Méndez, G. L. A., Jojoa, P. E., and Almenar, V. (2015). Sistemas mimo con un elevado número de antenas: clave para la 5g inalámbrica. *Entramado*, 11(2):250–261.

- Ngo, H. Q., Larsson, E. G., and Marzetta, T. L. (2011). Analysis of the pilot contamination effect in very large multicell multiuser mimo systems for physical channel models. In *2011 IEEE international conference on acoustics, speech and signal processing (ICASSP)*, pages 3464–3467. IEEE.
- Ngo, H. Q., Larsson, E. G., and Marzetta, T. L. (2013a). Energy and spectral efficiency of very large multiuser mimo systems. *IEEE Transactions on Communications*, 61(4):1436–1449.
- Ngo, H. Q., Larsson, E. G., and Marzetta, T. L. (2013b). The multicell multiuser mimo uplink with very large antenna arrays and a finite-dimensional channel. *IEEE Transactions on Communications*, 61(6):2350–2361.
- Orozco, G. N. V. et al. (2014). Análise de desempenho de uma proposta de transmissão oportunista sem fio em canais com desvanecimento rayleigh e na presença de interferência de co-canal para diferentes esquemas de modulação.
- Plaza, V. C. F. and Rey, M. E. L. (2008). Análisis comparativo entre un sistema siso y un sistema mimo.
- Rappaport, T. S. (1996). *Wireless communications: principles and practice*, volume 2. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey.
- Sacoto, C. E. (2021). *Análisis basado en teoría de juegos de modelos de negocio de operadores móviles virtuales en redes 4G y 5G*. PhD thesis, Universitat Politècnica de València.
- Sánchez, J. D. V., Aguiar, L. F. U., and Paredes, M. C. P. (2021). Modelos de canal de

desvanecimiento para comunicaciones millimeter-wave. *Revista de Investigación en Tecnologías de la Información: RITI*, 9(17):17–25.

Simon, M. K. and Alouini, M.-S. (2005). *Digital communication over fading channels*, volume 95. John Wiley & Sons.

Yacoub, M. D. (2017). *Wireless technology: protocols, standards, and techniques*. CRC press.

Zhao, L., Zheng, K., Long, H., and Zhao, H. (2014). Performance analysis for downlink massive mimo system with zf precoding. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 25(12):1219–1230.

