

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE CÓRDOBA**

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Doctorado en Ciencias de la Ingeniería

Tesis Doctoral



**Arquitectura de Sistemas de Comunicaciones  
Tierra-Tierra y Aire-Tierra con  
Multiplexación Espacial**

Autor: Mgter. Ing. Horacio Aurelio MENDOZA

Directora: Dra. Graciela CORRAL BRIONES

Junio de 2017



# Arquitectura de Sistemas de Comunicaciones Tierra-Tierra y Aire-Tierra con Multiplexación Espacial

*por*

Mgter. Ing. Horacio Aurelio MENDOZA  
Autor

Dra. Graciela CORRAL BRIONES  
Directora

## **COMISIÓN ASESORA**

Dr. Ing. Jorge Manuel FINOCHIETTO  
FCEFyN - UNC

Dr. Ing. Pablo FERREYRA  
FCEFyN - UNC

Esta Tesis fue enviada a la Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales de la Universidad Nacional de Córdoba para cumplimentar los requerimientos de obtención del grado académico de Doctor en Ciencias de la Ingeniería.

Córdoba, Argentina  
Junio de 2017





UNC

UNIVERSIDAD NACIONAL DE CORDOBA

Facultad de Cs. Exactas, Físicas y Naturales

**ACTA DE EXAMENES**

Libro: 00001

Acta: 03947

Hoja 01/01

LLAMADO: 1

27/06/2017

CATEDRA - MESA:

DI002 TESIS DOCTORADO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA

NUMERO	APELLIDO Y NOMBRE	DOCUMENTO	INGRESO	COND.	NOTA	FIRMA
27574977	MENDOZA, HORACIO AURELIO	DNI: 27574977	2013	T	APROBADO	

RIVA, GUILLERMO GASTON - KOŁODZIEJ, Javier - GREGORIO, Fernando H. - FERREYRA, Pablo - PUCHETA,

Observaciones:

Dra. Graciela Corral Briones  
Directora Alternativa  
Doctorado en Ciencias  
de la Ingeniería  
F.C.E.F. y N. - U.N.C.

Córdoba, \_\_\_\_/\_\_\_\_/\_\_\_\_.

Certifico que la/s firma/s que ha/n sido puesta/s en la presente Acta pertenece/n a: GUILLERMO RIVA

1   0   /   0   /  
Inscriptos   Ausentes   Examinados   Reprobados   Aprobados  
26/06/2017 09:23:06

Libro/Acta: 0000103947

Hoja: 01/01



*Para Luciano y Vanesa, quienes desde siempre me enseñaron sobre la prudencia y justicia, pero sobre todo a desarrollar templanza y fortaleza.*





## Agradecimientos

Son muchas las personas que gracias a sus aportes y comentarios han contribuido de una u otra manera a este logro, la directora del proyecto, Dra. Graciela Corral Briones, los miembros de la Comisión Asesora, Dr. Jorge Manuel Finochietto y Dr. Pablo Alejandro Ferreyra, la directora del Laboratorio de Comunicaciones Digitales (LCD), Ing. Carmen E. Rodríguez, los Miembros del Tribunal Evaluador de Tesis, Dr. Guillermo Riva, Dr. Fernando Gregorio y Dr. Javier Kolodziej, y quienes me asesoraron externamente Dr. Luis Caballero y especialmente el Dr. Fernando Botteron. A todos ellos, muchas gracias por su orientación y apoyo brindado durante el transcurso de todos estos años.

Agradezco especialmente a mi esposa, Vanesa, y a mi hijo, Luciano, quienes me acompañaron incondicionalmente en este proyecto. A mis padres y hermana, Aurelio, Mercedes y Rossana quienes siempre me han apoyado en todo. También agradezco a mis colegas y compañeros de trabajo en el LCD: Juan Pablo, Pablito, Martín, Gaba, Guille, Carlitos y Renato, de quienes aprendí muchísimas cosas. A mis colegas en el Departamento de Ingeniería Electrónica de Oberá Misiones, Sergio, José, Hector, Guillermo, Javier, Daniel, Victor Hugo, Ricardo, Juan Carlos, Andrea, Christian y Hernán, de quienes aprendí otras tantas cosas.

También agradezco a todas las instituciones que con su valioso aporte financiero posibilitaron este logro, fundamentalmente al Departamento de Ingeniería Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones, al Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y especialmente al Laboratorio de Comunicaciones Digitales perteneciente a la Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales (FCEFyN) de la Universidad Nacional de Córdoba (UNC).

**GRACIAS.**



## Resumen

La interacción automática de múltiples tipos de dispositivos inteligentes (*Smart Devices - SD*) conforman una red conocida como internet de las cosas (*Internet-of-Things - IoT*) la cual ofrece potenciales beneficios para incrementar efectivamente la calidad de vida de las personas. Los potenciales beneficios del paradigma de *IoT* se apoyan en la integración a la red de *IoT* de todos los *SD*, a través de redes de comunicaciones entre máquinas (*Machine-to-Machine - M2M*). Los *SD* exhiben rango de comunicaciones inalámbricas limitado, debido al bajo costo y consumo de energía impuesto por el paradigma *M2M*. Consecuentemente, las comunicaciones entre máquinas *M2M* dependen de alguna infraestructura de comunicaciones, por ejemplo las redes celulares, que otorgue soporte de transporte de datos para dichos dispositivos y así realizar la integración efectiva de todos ellos a la red *IoT*. No obstante, debido al rango de cobertura limitado de los *SD* no todos ellos pueden integrarse de manera efectiva, como aquellos que operan en zonas urbanas poco frecuentadas por personas y zonas alejadas de la infraestructura de redes celulares, limitando la proyección de funcionamiento óptimo de la red *IoT*.

Como la proyección del volumen de *SD* operando en simultáneo se vislumbra masivo, la combinación de tecnologías que despliegan múltiples antenas (*Multiple-Input Multiple-Output - MIMO*) y la diversidad multiusuario (*Multi-User Diversity - MUD*), inherente a un conjunto masivo de *SD*, tiene el potencial para brindar solución al rango limitado de cobertura de los *SD*. En la primera parte de esta Tesis se proponen y analizan aspectos de implementación de distintos receptores multiusuarios operando en una arquitectura de comunicaciones con diversidad en transmisión a lazo cerrado (*Closed-Loop Transmit-Diversity - CL-TD*) en canales *MIMO*, conformación de haz lineal (*Linear BeamForming - LBF*), selección de usuarios en canales *MIMO* con múltiples usuarios (*Multi-User MIMO - MU-MIMO*) en base a información de estado del canal en transmisión parcial (*Channel State Information at the Transmitter side - CSIT*) y operando en enlaces de canal *Tierra-Tierra*. En base a estos estudios se determinan cuáles son las estrategias de recepción más conveniente para el problema de rango de cobertura de los *SD*.

Por otro lado, para aquellos *SD* que operan en zonas alejadas de infraestructuras de soporte de comunicaciones, se propone una infraestructura de comunicaciones alternativa a bordo de un vehículo aéreo autónomo no tripulado (*Unmanned Aerial Vehicles - UAV*). Sin embargo, para evaluar alguna propuesta de arquitectura de comunicaciones es necesario conocer el comportamiento de canal configurado en este tipo de escenario. Dado que en la literatura, los modelos de canal existentes hasta el momento son insuficientes para describir las características de los nuevos escenarios configurados por los *UAV* (Zonas rurales, urbanas y sub-urbanas) en vuelos de baja altura, otra contribución fundamental de esta Tesis es la propuesta y extensión de un modelo de canal *MIMO* de tres dimensiones. La misma considera la existencia de la componente con línea de vista (*Line-of-Sight - LOS*), la componente sin línea de vista (*Non Line-of-Sight - NLOS*) con distribuciones de dispersores (*Scatterers*) no-isotrópicos y las características de movilidad en ambos extremos del enlace. En base a esta propuesta de canal se evalúa una arquitectura de comunicaciones con *CL-TD* para canales *MIMO-3D*, *LBF* y mecanismos de selección de usuarios para canales *MU-MIMO* con *CSIT* parcial operando en enlaces de canal *Aire-Tierra*. En base a estos estudios se evalúa el desempeño de la arquitectura para estos nuevos escenarios.

**Palabras Clave:** Receptores Multiusuarios, Conformación de Haz Lineal, Diversidad Multiusuario, Vehículos Aéreos Autónomos no Tripulados y Canales Inalámbricos *MIMO-3D*.



## Abstract

The interaction between multiple *Smart Devices* (SD) with communication capabilities conforms a networks known as Internet of things **IoT**. IoT offers potential benefits to increase the quality life of people. The potential benefits of IoT rely on the network integration of all smart devices through wireless communication network known as Machine-to-Machine network (**M2M**). However, IoT paradigm imposes low cost and low energy consumption to smart devices exhibiting short range communication capabilities, then they depend on the support of a bigger communication infrastructure to effectively integration to core network, e.g. wireless cellular communication infrastructure. As a consequence, no all smart devices can be integrated to core network limiting the potential benefits of **IoT**.

As the volume of smart devices operating simultaneously is projected massive, the combination of systems technologies with multiple-input and multiple-outputs **MIMO** and multiuser diversity **MUD**, inherent in a massive set of smart devices, has the potential to provide a solution to the limited range of device coverage. In the first part of this thesis we propose and analyze the practical aspects of the implementation of multiuser receivers operating in closed-loop transmit diversity **CL-TD** architecture for **MIMO** channels, linear beamforming **LBF** and user selection mechanisms for **MIMO** channels with multiple users **MU-MIMO**. Furthermore on *Earth-to-Earth* channel links, the channel status information is considered partial or incomplete at the transmission side **CSIT**. Based on these studies, the most convenient reception strategies for **SD** coverage range problem are determined.

On the other hand, for those devices that operate in areas far from communications support infrastructures, an alternative communication support infrastructure is proposed aboard an autonomous unmanned aerial vehicle **UAV**. However, to analyze any communications architecture proposal it is necessary to know the channel behavior configured in this type of scenario. Given that in the literature, the existing models up to now are insufficient to describe the characteristics of the new scenarios configured by **UAV** (rural, urban and also sub-urban areas) in low-altitude flights, another fundamental contribution of this Thesis is the proposal and extension of a three-dimensional MIMO channel model. It considers the existence of line-of-sight **LOS** signal component, non-line-of-sight **NLOS** with non-isotropic scatterer distributions and the mobility characteristics at both ends of the link. Based on this channel proposal, the communication architecture with closed-loop transmit diversity **CL-TD**, linear beamforming schemes **LBF** and user selection mechanisms is evaluated. For this **MU-MIMO** scenario with *Air-Ground* channel links, the channel status information is considered partial or incomplete at the transmitter side **CSIT**. Based on these studies, the most convenient reception strategies for these new scenarios are determined.

**Keywords:** Multiuser receivers, Linear Beamforming, Multiuser Diversity, Unmanned Aerial Vehicles and MIMO three-dimensional channels.



## Resumo

A interação do autômato de vários tipos de dispositivos inteligentes (*Smart Devices* - SD) compõem uma rede conhecida como Internet das coisas IoT, que oferece potenciais benefícios para efetivamente aumentar a qualidade de vida das pessoas. Os benefícios potenciais do paradigma IoT são baseados na integração na rede de IoT de todos os dispositivos inteligentes que operam de forma autônoma, através de redes de comunicação entre máquinas M2M. Os SD possuem capacidades de comunicação sem fio de alcance limitado devido ao baixo custo e ao consumo de energia impostos pelo paradigma M2M. Conseqüentemente, as comunicações entre máquinas M2M dependem de alguma infra-estrutura de comunicação, por exemplo, redes celulares, que fornecem suporte de transporte de dados para os referidos dispositivos e, assim, tornam a integração efetiva de todos eles na rede. IoT No entanto, devido à cobertura limitada desses SD, nem todos podem ser efetivamente integrados, como aqueles que operam em áreas urbanas pouco frequentadas por pessoas e áreas distantes da infraestrutura da rede celular, limitando assim a projeção de Operação ótima da rede IoT.

Como a projeção do volume de SD que operam simultaneamente é vista maciça, a combinação de tecnologias de sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas MIMO e diversidade multi-usuário MUD, inerente a um conjunto massivo de dispositivos inteligentes, tem o potencial de fornecer uma solução para o alcance limitado da cobertura do dispositivo. Na primeira parte desta tese, se propõem e analisam os aspectos práticos da implementação de receptores multiusuários que operam em uma arquitetura de comunicação com diversidade em transmissão fechada CL-TD para canais MIMO, esquema de Conformação de Feixe Linear LBF e mecanismos de seleção de usuários para canais MIMO com múltiplos usuários MU-MIMO com informações parciais do status do canal na transmissão, operando em links terrestres *Earth-Earth*. Com base nestes estudos, são determinadas as estratégias de recepção mais convenientes para o problema de alcance de cobertura de os SD.

Por outro lado, para os dispositivos que operam em áreas longe das infraestruturas de suporte de comunicações, uma infra-estrutura de suporte de comunicação alternativa é proposta a bordo de um veículo aéreo autônomo não tripulado UAV. No entanto, para analisar qualquer proposta de arquitetura de comunicação, é necessário conhecer o comportamento do canal configurado neste tipo de cenário. Dado que na literatura, os modelos existentes até agora são insuficientes para descrever as características dos novos cenários configurados por UAV (áreas rurais, urbanas e suburbanas) em vôos de baixa altitude, outra contribuição fundamental desta Tese é a proposta e extensão de um modelo de canal tridimensional MIMO. A mesma, considera a existência do componente com linha de visão LOS, sem linha de visão NLOS (com distribuições não-isotrópicas de dispersores no canal) e as características de mobilidade nas duas extremidades do link. Com base nesta proposta de canal, é avaliada a arquitetura de comunicação com diversidade na transmissão de canais fechados CL-TD para canais MIMO-3D, LBF e mecanismos de seleção de usuários para canais MIMO com múltiplos usuários MU-MIMO com informações parciais do status do canal na transmissão CSIT operando em links de canal *Air-Ground*. Com base nesses estudos, são determinadas as estratégias de recepção mais convenientes para esses novos cenários.

**Palavras-chave:** Receptores Multiusuário, Conformação de Feixe Linear, Diversidade Multiusuário, veículos aéreos não tripulados y Canais MIMO 3D sem fio.





# Índice general

<b>Nomenclatura</b>	<b>3</b>
<b>Símbolos</b>	<b>5</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>9</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>15</b>
1.1. Objetivos de la Tesis	19
1.2. Justificación de la Investigación	20
1.3. Metodología	21
1.4. Contribuciones	22
<b>2. Fundamentos de la Propagación Inalámbrica</b>	<b>25</b>
2.1. Características del Canal Inalámbrico	26
2.2. Sistemas de Comunicaciones con Múltiples Antenas	40
2.3. Beneficios de Canales MIMO con Único Usuario	41
2.4. Técnicas para Canal MIMO con Único Usuario	42
2.5. Sumario	50
<b>3. Arquitectura de Sistemas de Comunicaciones MU-MIMO</b>	<b>51</b>
3.1. Tipos de información de estado de canal	54
3.2. Algoritmos de selección de usuarios	60
3.3. Modelo de sistema	61
3.4. Receptores multiusuarios	71
3.5. Separación de datos de usuarios por diagramación	120
3.6. Sumario	125
Apéndice 3.A. Modelo discreto de sistema	130
Apéndice 3.B. Probabilidad de error de símbolo del Rx MF	131
Apéndice 3.C. Probabilidad de error de símbolo del LDD	132
Apéndice 3.D. Respuesta al impulso del Rx MMSE	133
Apéndice 3.E. Probabilidad de error del Rx MMSE	134
Apéndice 3.F. SINR del Rx adaptativo ciego	135
Apéndice 3.G. Probabilidad de error del Rx adaptativo ciego	136
<b>4. Modelos de canal MIMO</b>	<b>139</b>
4.1. Extensión doblemente direccional de la funciones de Sistema a MIMO	139
4.2. Modelos de canal Clásicos y Espaciales	144

4.3.	Principales Modelos de Canal inalámbrico MIMO . . . . .	149
4.4.	Modelos con base de Propagación Física . . . . .	152
4.5.	Modelos de Canal Estandarizados . . . . .	157
4.6.	Métricas de Desempeño . . . . .	166
4.7.	Sumario . . . . .	171
<b>5.</b>	<b>Modelo de canal MIMO tridimensional</b>	<b>173</b>
5.1.	Revisión del modelo MIMO-3D HAP de referencia . . . . .	175
5.2.	Factibilidad de aplicación del modelo 3D-HAP MIMO en escenarios UAV . . . . .	185
5.3.	Sumario . . . . .	191
	Apéndice 5.A. Simulador de suma de sinusoides . . . . .	193
<b>6.</b>	<b>Arquitectura de Sistemas de Comunicaciones en canales MIMO Aire-Tierra</b>	<b>197</b>
6.1.	Escenario de referencia . . . . .	198
6.2.	Resultados numéricos . . . . .	199
6.3.	Arquitectura del sistema de comunicaciones Aire-Tierra . . . . .	208
6.4.	Estrategias de detección . . . . .	213
6.5.	Sumario . . . . .	214
<b>7.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>217</b>
7.1.	Introducción . . . . .	217
7.2.	Conclusión sobre cada pregunta de investigación . . . . .	218
7.3.	Limitaciones de los resultados obtenidos . . . . .	222
7.4.	Líneas de investigación futuras . . . . .	222
	<b>Bibliografía</b>	<b>225</b>

# Nomenclatura

$(\odot)$	Producto Hadamar.
$(\propto)$	Proporción directa.
$\delta(t)$	Función delta de Dirac.
$(\cdot)^*$	Conjugado de una matriz o vector.
$(\cdot)^T$	Traspuesta de una matriz o vector.
$\ \cdot\ $	Norma de un vector.
$\ \cdot\ _F$	Norma Frobenius de una matriz o vector.
$\mathbb{C}$	Número complejo.
$\text{I}(\cdot)$	Parte imaginaria.
$\text{R}(\cdot)$	Parte real.
$\otimes$	Producto Kronecker.
$\propto$	Constante de proporcionalidad.
$\text{sgn}(\cdot)$	Operación signo.
$\sigma_x$	Desviación estándar de la variable aleatoria $x$ ( <i>Standard Deviation</i> ).
$\text{Var}\{x\}$	Varianza de la variable aleatoria $x$ .
$\text{vec}(\cdot)$	Operador vec (Apila las columnas de una matriz).
$f_x(x)$	Función de densidad de probabilidad de la variable aleatoria $x$ .
$(\cdot)^H$	Hermitiano o transpuesto conjugado de una matriz o vector.



# Símbolos

$(pdf)_A$	Densidad de flujo de potencia asociado a la superficie $A$ .
$B$	Ancho de banda.
$B_c$	Ancho de banda de coherencia.
$B_D$	Dispersión Doppler ( <i>Doppler Spread</i> ).
$G_r$	Ganancia de la antena receptora [Veces].
$G_t$	Ganancia de la antena transmisora [Veces].
$K$	Numero total de usuarios activos del sistema.
$M$	Cantidad de tiempos de bit dentro de un bloque o paquete de datos.
$N_0$	Densidad espectral de potencia bilateral de ruido.
$P^{MF}(\sigma)$	Probabilidad de error del receptor filtro apareado..
$P^{MMSE}(\sigma)$	Probabilidad de error receptor MMSE.
$P^c(\sigma)$	Probabilidad de error del detector convencional con un único usuario.
$P_r$	Potencia recibida [watts].
$P_t$	Potencia transmitida [watts].
$P_1^{ML}(\sigma)$	Probabilidad de error del receptor de máxima verosimilitud.
$P_{FL}$	Pérdida de espacio libre [watts].
$R_b$	Tasa de información.
$T$	Tiempo de símbolo-señal de información.
$T_c$	Tiempo de coherencia del canal inalámbrico.
$[i]$	$i$ -ésimo intervalo de tiempo de símbolo señal considerado.
$\alpha_n$	Amplitud de señal recibida, para el $n$ -ésimo trayecto de señal.
$\eta_L$	Factor de pérdida del sistema (Adimensional).

$\lambda$	Longitud de onda asociada a una onda electromagnética.
$\mathbf{H}$	Matriz de amplitudes del canal.
$\mathbf{R}_S$	Matriz de correlaciones cruzadas de firmas de usuario.
$\mathbf{R}_{rr}$	Matriz de covarianza de señales recibidas.
$\mathbf{b}$	Vector de datos normalizado.
$\mathbf{r}$	Vector de señales recibidas representadas en una base ortonormal.
$\mathbf{y}$	Vector de salida del banco de filtros apareados.
$\phi_{d_n}(t)$	Corrimiento de fase Doppler del $n$ -ésimo componente multicamino ( <i>Doppler Phase Shift</i> ).
$\phi_n$	Fase de señal recibida para el $n$ -ésimo trayecto de señal.
$\pi$	Número pi ( $\pi = 3.14159\dots$ ).
$\rho_r$	Coefficiente de reflexión terrestre $-1 \leq \rho_r \leq 1$ .
$\sigma_\tau$	Dispersión de retardo RMS del canal inalámbrico ( <i>RMS Delay Spread</i> ).
$\tau$	Retardo temporal ( <i>delay</i> ).
$\tau_{\text{máx}}$	Retardo temporal de propagación máxima de trayecto ( <i>delay</i> ).
$\tau_{\text{mín}}$	Retardo temporal de propagación mínima de trayecto ( <i>delay</i> ).
$\theta$	Dirección Angular ( <i>Azimuth</i> ).
$\tilde{r}(t)$	Señal recibida pasabanda.
$b_k$	Bits transmitidos por el $k$ -ésimo usuario.
$c$	Velocidad de la luz en el vacío.
$d$	Distancia física entre <b>Transmisor (Tx)</b> y <b>Receptor (Rx)</b> .
$d_0$	Distancia de Fraunhofer.
$d_c$	Distancia de Coherencia del canal inalámbrico.
$e$	Número de Euler ( $e = 2.7172\dots$ ).
$f_c$	Frecuencia de portadora.
$f_d$	Máximo Corrimiento de frecuencia Doppler ( <i>Maximum Doppler Frequency Shift</i> ).
$h_{Rx}$	Altura de la antena receptora.
$h_{Tx}$	Altura de la antena transmisora.

$k$	Identificación del $k$ -ésimo usuario.
$k_0$	Número de onda, $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ .
$p_{Tc}$	Forma de onda de los pulsos.
$r(t)$	Señal recibida en banda base.
$s_k(t)$	Señal código determinística asignada al $k$ -ésimo usuario.
$v$	Corrimiento de frecuencia Doppler ( <i>Doppler Frequency Shift</i> ).
$y(t)$	Señal de tiempo continuo recibida.
$y_k[i]$	Salida discreta del filtro apareado, en el tiempo $i$ para el $k$ -ésimo usuario.





# Acrónimos

<b>ACVQ</b>	Cuantización vectorial por celdas aproximadas ( <i>Approximate Cell Vector Quantization</i> ).
<b>AoA</b>	Angulo de Llegada ( <i>Angle of Arrival</i> ).
<b>AoD</b>	Ángulo de Salida ( <i>Angle of Departure</i> ).
<b>AWGN</b>	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo ( <i>Additive White Gaussian Noise - AWGN</i> ).
<b>BC</b>	Canal de Difusión ( <i>Broadcast Channel</i> ).
<b>BEP</b>	Probabilidad de Error de Bits ( <i>Bit Error Probability</i> ).
<b>BER</b>	Tasa de Error de Bits ( <i>Bit Error Rate</i> ).
<b>BLAST</b>	Espacio-Temporal en Capas de los Laboratorios Bell ( <i>Bell Labs LAYered Space-Time</i> ).
<b>BS</b>	Estación Base ( <i>Base Station</i> ).
<b>CCI</b>	Información de Covarianza del Canal ( <i>Channel Covariance Information</i> ).
<b>CCIR</b>	<i>Comité Consultatif International des Radio-Communication, now ITU-R.</i>
<b>CDI</b>	Información de Dirección del Canal ( <i>Channel Direction Information</i> ).
<b>CDMA</b>	Acceso múltiple por división de códigos ( <i>Code-Division Multiple-Access</i> ).
<b>CIR</b>	Respuesta al impulso del canal ( <i>Channel Impulse Response</i> ).
<b>CL</b>	Lazo Cerrado ( <i>Closed-Loop</i> ).
<b>CL-TD</b>	Diversidad en transmisión a lazo cerrado ( <i>Closed-Loop Transmit-Diversity</i> ).
<b>CMD</b>	Matriz de correlación de distancias <i>Correlation Matrix Distance</i> .
<b>CMI</b>	Información del valor Medio del Canal ( <i>Channel Mean Information</i> ).
<b>CQI</b>	Información de Calidad del Canal ( <i>Channel Quality Information</i> ).
<b>CQI-Norm</b>	CQI Norma de Canal ( <i>Channel Norm CQI</i> ).
<b>CQI-SIR</b>	CQI Relación Señal a Interferencia ( <i>Signal-to-Interference Power Ratio CQI</i> ).

<b>CSI</b>	Información de Estado del Canal ( <i>Channel State Information</i> ).
<b>CSIR</b>	Información de Estado del Canal en Recepción ( <i>Channel State Information at the Receiver side</i> ).
<b>CSIT</b>	Información de Estado del Canal en Transmisión ( <i>Channel State Information at the Transmitter side</i> ).
<b>DL</b>	Enlace de Bajada ( <i>DownLink</i> ).
<b>DoA</b>	Dirección de arribo de un frente de onda ( <i>Direction of Arrival</i> ).
<b>DoD</b>	Dirección de salida de un frente de onda ( <i>Direction of Departure</i> ).
<b>DPC</b>	Codificación tipo "papel sucio". ( <i>Dirty Paper Coding</i> ).
<b>DVQ</b>	Cuantización Vectorial Determinística ( <i>Deterministic Vector Quantization</i> ).
<b>EGC</b>	Combinación con igual ganancia ( <i>Equal Gain Combining</i> ).
<b>EGT</b>	Transmisión con igual ganancia ( <i>Equal Gain Transmission</i> ).
<b>ETSI</b>	Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones ( <i>European Telecommunications Standards Institute</i> ).
<b>FDD</b>	Duplex por división en frecuencia ( <i>Frequency-Division Duplex</i> ).
<b>FER</b>	Tasa de error de paquetes o frames ( <i>Frame Error-Rate - FER</i> ).
<b>FIR</b>	Respuesta al impulso finita ( <i>Finite Impulse Response</i> ).
<b>g-mode 1</b>	Modo 1 Generalizado <i>Generalized Mode 1</i> .
<b>g-mode 2</b>	Modo 2 Generalizado ( <i>Generalized Mode 2</i> ).
<b>GS</b>	Estación móvil de comunicación ubicada en tierra ( <i>Ground Station-GS</i> ).
<b>GSM</b>	Sistema Global para las comunicaciones Móviles ( <i>Global System for Mobile communications</i> ).
<b>HAP</b>	Plataformas de Comunicaciones a gran Altura ( <i>High Altitude Platforms - HAP</i> ).
<b>IoT</b>	Internet de las cosas ( <i>Internet-of-Things</i> ).
<b>ISI</b>	Interferencia Inter-Símbolo ( <i>Inter-Symbol Interference</i> ).
<b>ISM</b>	Banda, no licenciada, de uso Industrial, Científico y Médico ( <i>Industrial, Scientific and Medical-ISM</i> ).
<b>ITU</b>	Union Internacional de Telecomunicaciones <i>International Telecommunication Union</i> .
<b>LBF</b>	Conformación de Haz Lineal ( <i>Linear BeamForming-LBF</i> ).

<b>LDD</b>	Detector lineal de de-correlación ( <i>Linear-Decorrelating Detector</i> ).
<b>LMS</b>	Algoritmo LMS ( <i>Least Mean Square</i> ).
<b>LOS</b>	Línea de Vista ( <i>Line-of-Sight</i> ).
<b>LST</b>	Capa espacio-tiempo ( <i>Layer Space-Time</i> ).
<b>LTI</b>	Sistema lineal con coeficientes invariantes en el tiempo ( <i>Linear-Time Invariant</i> ).
<b>M2M</b>	Referencia a Comunicaciones entre Máquinas ( <i>Machine-to-Machine</i> ).
<b>MAC</b>	Canal Multiacceso ( <i>MultiAccess Channel</i> ).
<b>MAI</b>	Interferencia por acceso múltiple ( <i>Multiple-Access Interference</i> ).
<b>MF</b>	Receptor de filtro apareado <i>Match Filter Receiver</i> .
<b>MIMO</b>	múltiples-entradas múltiples-salidas ( <i>Multiple-Input Multiple-Output</i> ).
<b>MISO</b>	múltiples-entradas única-salida ( <i>Multiple-Input Single-Output</i> ).
<b>ML</b>	Máxima verosimilitud ( <i>Maximum Likelihood</i> ).
<b>MLSE</b>	Estimación de secuencias con máxima verosimilitud ( <i>Maximum Likelihood Sequence Estimation</i> ).
<b>MMSE</b>	Mínimo error cuadrático medio ( <i>Minimum Mean Square Error</i> ).
<b>MOE</b>	Salida de Mínima Energía ( <i>Minimum Output Energy</i> ).
<b>MRC</b>	Combinación con relación máxima ( <i>Maximal Ratio Combining</i> ).
<b>MRT</b>	Transmisión con relación máxima ( <i>Maximal Ratio Transmission</i> ).
<b>MS</b>	Estación móvil o dispositivo inteligente ( <i>Mobile Station</i> ).
<b>MSE</b>	Error cuadrático medio ( <i>Mean Square Error</i> ).
<b>MTC</b>	Referencia a Comunicaciones entre Máquinas ( <i>Machine-Type-Communication</i> ).
<b>MU-MIMO</b>	MIMO con Múltiples Usuarios ( <i>Multi-User MIMO</i> ).
<b>MUD</b>	Diversidad multiusuario ( <i>Multi-User Diversity</i> ).
<b>NFE</b>	Efecto <i>cercano-lejano</i> ( <i>Near-Far Effect</i> ).
<b>NLOS</b>	Sin línea de vista ( <i>Non Line-of-Sight</i> ).
<b>OE</b>	Varianza de la salida del filtro ( <i>Output Energy</i> ).
<b>OFDM</b>	Multiplexación por división en frecuencias ortogonales ( <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i> ).

<b>OL</b>	Lazo abierto ( <i>Open-Loop</i> ).
<b>OL-TD</b>	Diversidad en transmisión a lazo abierto ( <i>Open-Loop Transmit-Diversity</i> ).
<b>OSTBC</b>	Código Trellis espacio-temporal ( <i>Space-Time Trellis Code</i> ).
<b>OWO</b>	Sólo CDI Ortogonales ( <i>Orthogonal-Weight Only</i> ).
<b>PDF</b>	Función de Densidad de Probabilidad ( <i>Probability Density Function</i> ).
<b>IEEE</b>	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos ( <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> ).
<b>PDP</b>	Perfil de intensidad de potencia ( <i>Power Delay Profile</i> ).
<b>RAS</b>	Selección de antenas en recepción ( <i>Receive Antenna Selection</i> ).
<b>RLS</b>	Algoritmo recursivo de mínimos cuadrados ( <i>Recursive Least-Square</i> ).
<b>RV</b>	Variable aleatoria ( <i>Random Variable</i> ).
<b>RVQ</b>	Cuantización Vectorial Aleatoria (Random Vector Quantization).
<b>SDMA</b>	Acceso múltiple por división en espacio ( <i>Space-Division Multiple-Access</i> ).
<b>SIC</b>	Cancelación de Interferencia de forma Sucesiva ( <i>Successive Interference Cancellation</i> ).
<b>SINR</b>	Relación de potencia de señal a potencia de interferencia más ruido ( <i>Signal-to-Interference plus Noise power Ratio</i> ).
<b>SISO</b>	Sistema de única-entrada y única-salida ( <i>Single-Input Single-Output</i> ).
<b>SM</b>	Multiplexación espacial ( <i>Spatial Multiplexing</i> ).
<b>SNR</b>	Relación de potencia de señal a potencia de ruido ( <i>Signal-to-Noise power Ratio</i> ).
<b>SoS</b>	Suma de Sinusoides ( <i>Sum-of-sinusoids-SoS</i> ).
<b>ST</b>	Espacio-temporal ( <i>Space-Time</i> ).
<b>STBC</b>	Código bloque espacio-temporal ( <i>Space-Time Block Code</i> ).
<b>SU-MIMO</b>	MIMO con único usuario ( <i>Single-User MIMO</i> ).
<b>TAS</b>	Selección de antenas en transmisión ( <i>Transmit Antenna Selection</i> ).
<b>TD</b>	Diversidad en transmisión ( <i>Transmit-Diversity</i> ).
<b>TDD</b>	Dúplex por división en tiempo ( <i>Time-Division Duplex</i> ).
<b>TDLMS</b>	Algoritmo LMS en el dominio transformado ( <i>Transform Domain LMS</i> ).

<b>ToA</b>	Tiempo de arribo ( <i>Time-of-Arrival</i> ).
<b>TSC</b>	Combinación con selección de transmisor ( <i>Transmitter Selection Combining</i> ).
<b>UAV</b>	Vehículos aéreos no tripulados ( <i>Unmanned Aerial Vehicles</i> ).
<b>UL</b>	Enlace de subida ( <i>UpLink</i> ).
<b>ULA</b>	Arreglo de antena uniforme ( <i>Uniform Linear Array</i> ).
<b>UMTS</b>	Sistema universal de telecomunicaciones móviles ( <i>Universal Mobile Telecommunications System</i> ).
<b>US</b>	Ecos de distintos dispersores son no correlacionados ( <i>Uncorrelated Scattering</i> ).
<b>UTRA</b>	Acceso de Radio Terrestre de UMTS ( <i>UMTS Terrestrial Radio Access</i> ).
<b>VQ</b>	Cuantización vectorial ( <i>Vector Quantization</i> ).
<b>WLAN</b>	Red de área local inalámbrica ( <i>Wireless Local Area Network</i> ).
<b>WSS</b>	Proceso estacionario en sentido amplio ( <i>Wide-Sense Stationary</i> ).
<b>WSSUS</b>	Estacionario en sentido amplio con obstáculos no-correlacionados <i>Wide Sense Stationarity, Uncorrelated-Scattering</i> .
<b>ZF</b>	Detector con forzado a cero <i>Zero-Forcing Receiver</i> .
<b>ZFBF</b>	Conformación de haz con forzado de interferencia a cero ( <i>Zero-Forcing Beam-Forming</i> ).
<b>ZMCSCG</b>	Proceso Gaussiano complejo circularmente simétrico de media nula <i>zero-mean circularly symmetric complex Gaussian process</i> .



# Capítulo 1

## Introducción

La interacción automática de múltiples tipos de dispositivos inteligentes (*Smart Devices*) conforman una red conocida como internet de las cosas **IoT**. Mediante la combinación de sensado de variables físicas, capacidades de comunicación y análisis de datos para crear información útil, el paradigma de **IoT** habilita soluciones en distintos entornos inteligentes donde es posible proponer aplicaciones capaces de proveer mejoras significativas en la calidad de vida de las personas.

Los potenciales beneficios del paradigma de **IoT** se apoyan en la integración a la red de todos los dispositivos inteligentes que integran la misma. La capacidad de los dispositivos inteligentes de comunicar datos sin intervención humana es una parte fundamental para la integración exitosa de los mismos a la red **IoT**. Esta interacción entre dispositivos es conocida como comunicaciones entre máquinas, **M2M** o (*Machine-Type-Communication - MTC*), de acuerdo con la arquitectura propuesta por el Instituto de estandarización de las telecomunicaciones Europeo (*European Telecommunications Standards Institute - ETSI*) [1]. En esta propuesta, las aplicaciones y dispositivos **M2M** que se conecten a través de la red, tendrán acceso al núcleo de la misma y a los servidores **M2M** que proveen servicios y habilitan las aplicaciones correspondientes. En esta arquitectura, se prevé que los dispositivos **M2M** se enlacen al núcleo de la red de una de dos formas: de manera directa a través de la red celular o, considerando la posibilidad de que varios dispositivos **M2M** se organicen localmente tomando ventaja de tecnologías de corto alcance, como *Body Area Networks - BAN* (IEEE 802.15.6), *Wireless Sensor Networks* (IEEE 802.15.4 o IEEE 802.15.4e), o Redes de área local basadas en tecnología WiFi de baja potencia (IEEE 802.11). Esta red de dispositivos **M2M** locales pueden conectarse al núcleo de la red a través de algún dispositivo que tome el rol de gateway [2].

El paradigma de comunicaciones **M2M** está caracterizado principalmente por una masiva cantidad de dispositivos inteligentes de bajo costo, bajo caudal de transferencia de datos y altas restricciones en el consumo de energía. El éxito de la integración de los dispositivos **M2M** recae en la existencia de una infraestructura de comunicaciones que brinde soporte de comunicaciones a los diversos dispositivos **M2M**. Sin embargo, asumir la existencia de infraestructura de soporte de comunicaciones **M2M** en todo momento y lugar no es realista, pues no todos los dispositivos **M2M** consiguen integrarse a la red **IoT**. Uno de los mayores desafíos en la comunicación de dispositivos **M2M** es la masiva cantidad de los mismos que requieren la transferencia de pequeñas cantidades de datos. Además, los requerimientos de consumo energético y costo bajo limitan la cantidad de antenas que pueden desplegarse en los dispositivos **M2M**, creando serios problemas de cobertura, especialmente en ubicaciones donde no es esperable el tránsito

de personas. Ej. sistemas de monitoreo de agua, gas y electricidad implementados en zonas de acceso restringido o subterráneo. De manera similar, el problema de la falta de rango de cobertura, es compartido también por aquellos dispositivos **M2M** ubicados en zonas alejadas de las grandes infraestructuras de comunicaciones [3], como la red celular.

La diversidad multiusuario **MUD** tiene el potencial de incrementar el área de cobertura y reducir el consumo de potencia. Desde el punto de vista de la teoría de la información, varios trabajos de investigación extendieron los resultados de capacidad de los sistemas de única-entrada y única-salida (*Single-User MIMO - SU-MIMO*) [4, 5], a escenarios de comunicación multiusuarios (punto-a-multipunto o multipunto-a-punto) **MU-MIMO**, motivados principalmente por la similitud de los mismos cuando se los compara con los sistemas de comunicación celulares o los basados en la tecnología de red de área local inalámbrica (*Wireless Local Area Network - WLAN*). Como los canales multiusuario con múltiples-entradas y múltiples-salidas **MIMO** pueden ser clasificados como canal multiacceso (*MultiAccess Channel - MAC*) o canal de difusión (*Broadcast Channel - BC*), las extensiones de estos resultados de capacidad para el canal **MAC** resultan conocidas [6] pero para el canal **BC** con **MIMO** no se conocen hasta el momento [7, 8]. Por ahora, sólo se conoce la capacidad suma del canal **BC** con **MIMO** y aunque se ha mostrado que esta capacidad suma es alcanzable aplicando la técnica de precancelación de interferencia multiusuario conocida como codificación en "papel manchado o sucio" (*Dirty Paper Coding - DPC*) [9, 10], esta resulta compleja de implementarse en la práctica, especialmente cuando la cantidad de dispositivos del sistema es importante. La complejidad de implementación de **DPC** motivó el desarrollo de otras técnicas de precancelación de interferencia de menor complejidad, en particular la propuesta de conformación de haz lineal (**LBF**) [11] tuvo gran importancia. En **LBF**, las corrientes de información destinadas a cada dispositivo del **BC** se codifican y ponderan individualmente por un vector de conformación de haz específico que se aplica directamente al arreglo de antenas transmisora. La selección apropiada de los coeficientes del vector permite controlar el nivel de interferencia mutua entre las múltiples transmisiones simultáneas, tomando ventaja de este modo la separación espacial inherente entre los dispositivos. Por esto, a esta técnica de transmisión multiusuario se la conoce también como acceso múltiple por división de espacio (*Space-Division Multiple-Access - SDMA*). Desde el punto de vista de implementación, controlar el nivel de interferencia que el usuario percibe en recepción en un canal multiusuario, simplifica la estrategia de recepción en el terminal móvil. La técnica de precancelación de interferencia multiusuario compatible con este punto de vista es la Conformación de Haz con Forzado de Interferencia a Zero (*Zero-Forcing BeamForming - ZFBF*) [12], donde los vectores de conformación de haz se seleccionan con la premisa de cancelar completamente la interferencia mutua de los usuarios en recepción. El empleo de **ZFBF** suele resultar ineficiente en términos de potencia, porque los coeficientes de conformación de haz suelen no coincidir en forma complementaria con las ganancias de canal que experimentan los dispositivos en recepción. No obstante, se ha mostrado que en presencia de un gran número de terminales el desempeño de **ZFBF**, en términos de la capacidad suma, resulta aproximado al que se obtendría utilizando **DPC** [12], inclusive cuando los dispositivos portátiles del sistema sólo se encuentran equipados con una única antena de radio [12–14]. A este escenario de comunicación **BC** multiusuario particular se lo conoce en la literatura como canal *MIMO virtual*. De esta forma, es posible explotar la ganancia de capacidad por multiplexación espacial (*Spatial Multiplexing - SM*), a nivel sistema, aunque los dispositivos portátiles desplieguen un único elemento de antena por limitaciones físicas o energéticas [15].

Para obtener ganancias de **MUD** en la práctica, el transmisor debe conocer el estado del



canal que experimentan todos los receptores y en base a esta información seleccionar, para dar servicio, a aquellos dispositivos **M2M** que presentan las mejores condiciones de canal. Bajo el supuesto de que el transmisor dispone de una única antena se puede mostrar que, la transmisión a un único usuario de manera secuencial es la mejor estrategia para maximizar la tasa de transmisión de datos a nivel de sistema [14]. Pero, en el caso de que el transmisor pueda desplegar múltiples elementos de antenas, esta estrategia ya no es óptima. Para el caso de un **BC** con **MIMO**, se ha observado que la transmisión simultánea a un subconjunto de terminales activos cuidadosamente seleccionado provee un desempeño superior a la transmisión a un único usuario por vez (en forma secuencial) [16, 17]. Sin embargo, el éxito de este esquema recae en el conocimiento del estado del canal de cada dispositivo **M2M** por parte del transmisor. En el caso de utilizarse un esquema de comunicación bidireccional por división de tiempo (*Time-Division Duplex - TDD*) el transmisor puede explotar la reciprocidad del canal para obtener el estado del mismo. Sin embargo, en el caso de que la implementación se realice considerando un esquema comunicación bidireccional por división de frecuencia (*Frequency-Division Duplex - FDD*), la estimación la debe realizar el receptor y luego reportarla al transmisor por un canal de señalización alternativo. Considerando que la cantidad de dispositivos inteligentes se proyecta que sea masivo, es de esperar que el volumen de reportes de estados de canal sea enorme. En la literatura existen varios esquemas que reducen el caudal de información de realimentación y al mismo tiempo permiten obtener ganancias similares a la máxima capacidad teórica [18, 19]. Estos esquemas prácticos justifican la posibilidad de aprovechar la ganancia por **MUD** disponible justamente por la cantidad de dispositivos operando en la red **IoT**. Sin embargo, estas ganancias de desempeño se establecieron a nivel teórico y no se brindan información de la arquitectura de recepción que permite obtener estas ganancias, especialmente en términos de tasas de error de bit (*Bit Error Rate - BER*).

El tipo de detección a emplear depende principalmente de la intensidad de la interferencia que deba soportar. Cuando el número de integrantes activos en un sistema de comunicación crece, también se incrementa la interferencia siendo necesario el empleo de esquemas de detección robustos ante la presencia de interferencia [20]. En los últimos años el uso de las bandas no licenciadas, como las destinadas a usos industriales, científicos y médicos (*Industrial, Scientific and Medical - ISM*), se ha incrementado notablemente, principalmente debido a que disminuye notoriamente los costos operativos de los dispositivos. Sin embargo, el nivel de actividad actual en las bandas **ISM** constituye un grave problema de interferencia [21]. Para superar los problemas de interferencia, en la literatura existen varias propuestas, que van desde esquemas de transmisión adaptativos hasta cancelación de interferencia en el receptor [20, 22–24]. Las técnicas de detección multiusuario han sido ampliamente analizadas en la literatura. Sin embargo, en escenarios de comunicación **M2M** con **MIMO**, el uso de receptores de baja complejidad que superen en desempeño al receptor convencional no han sido propuestos [25, 26]. *A partir de lo expuesto, en la primera parte de esta tesis se proponen nuevas estructuras de recepción multiusuario, para operar en una Arquitectura de Sistemas de Comunicación MIMO con Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado, en donde se combinan el empleo de esquemas de precodificación lineal y mecanismos de selección de usuarios o dispositivos M2M, con gran énfasis en despliegues de baja complejidad compatibles con el paradigma M2M para enlaces Tierra-Tierra.*

La implementación de la red **IoT** necesita de una infraestructura que brinde soporte de comunicación a una masiva cantidad de dispositivos o máquinas. Esta infraestructura, no tiene que ser necesariamente la infraestructura de comunicaciones celulares. Principalmente porque,

utilizar sólo la red celular resultaría ineficiente e insuficiente para el volumen de tráfico proyectado de las comunicaciones **M2M**. La razón de esto recae en que el objetivo primario de las redes celulares es la dar soporte de comunicación a dispositivos con una gran cantidad de datos a transmitir, mientras que la mayoría de las aplicaciones **M2M** presentan un comportamiento de tráfico periódico de bajo caudal de datos y tolerante a retardos [27]. De esta manera, conectar una masiva cantidad de dispositivos con este comportamiento de tráfico saturaría fácilmente la capacidad actual de las redes celulares. En este contexto, infraestructuras de soporte de comunicaciones distintas a los celulares son necesarias y servirían como un importante suplemento de las redes celulares, especialmente para aquellas aplicaciones **M2M** que operan en lugares fuera del área de cobertura de las mismas. En aplicaciones **M2M** donde los dispositivos no disponen de una infraestructura que le brinde soporte de comunicación, la solución tradicional es el servicio de enlace satelital. Sin embargo, aunque el enlace satelital proveen una solución efectiva, los costos asociados a este tipo de servicio no son compatibles con los requeridos por el paradigma **M2M**. Por otro lado, los vehículos aéreos no tripulados **UAV** presentan características atractivas para operar como plataforma alternativa de soporte de recolección o diseminado de datos [28–30]. Esto es debido al hecho de que los **UAV** poseen características únicas como dinamismo, despliegue rápido y capacidad de medición en casi cualquier lugar [31]. Recientemente varios trabajos de investigación han mostrado la utilidad de los **UAV** como soporte para las comunicaciones directas entre dispositivos inteligentes o sensores aliviando el tráfico de datos por la red celular y/o extendiendo la cobertura de la misma [3, 32, 33].

Los **UAV** tienen el potencial para incrementar la cobertura y la confiabilidad de los enlaces inalámbricos. Típicamente, los enlaces **UAV** aire-tierra contienen una intensa presencia de la componente de línea de vista **LOS** en la señal transmitida/recibida mejorando la calidad de la señal recibida/enviada en sistemas de comunicaciones (*Single-Input Single-Output - SISO*). Por otro lado, es factible incrementar el rango de cobertura también cuando existe la posibilidad de desplegar más de una antena y de esta manera explotar la ganancia de potencia por conformación de haz sin incrementar el gasto de energía. Sin embargo, en este tipo de escenarios no es tan conocido el comportamiento del canal ni tampoco existen modelos del mismo que provean información adecuada para el estudio y desarrollo de sistemas de comunicaciones prácticos que permitan tomar ventaja del comportamiento del canal. Por ejemplo, en [34], se propone un modelo de propagación estocástico para estimar la atenuación de señal (*pathloss*) entre el **UAV** y la terminal en tierra, pero en [35] se amplía es modelo donde es posible asociar probabilísticamente la existencia de escenarios **NLOS** y **LOS** como función de la elevación y la altura promedio de vuelo del **UAV**. En [36] también se estudia el comportamiento del canal desde el punto de vista de la atenuación de la señal e incorpora los efectos de oscurecimiento de la señal (*shadowing*). Sin embargo, en estos trabajos se supone un comportamiento del canal simplificado que no contempla la extensión espacial que exige el canal configurado por múltiples antenas desplegadas en ambos extremos del enlace. El canal **MIMO** configurado entre el **UAV** y la terminal móvil en tierra ha recibido poca atención por parte de la comunidad de investigadores [37], en parte por los costos de despliegue de una campaña de medición para obtener datos del escenario. Consecuentemente, la mayoría de los modelos de canal disponibles en la literatura corresponden a extensiones de campañas ya realizadas o abordajes netamente teóricos. Sin embargo, considerando el papel de extensión de cobertura y soporte de infraestructura que los **UAV** son capaces de proveer resulta necesario disponer de un modelo de canal **MIMO** que contemple características realistas de los escenarios factibles de encontrar en situaciones prácticas. Además, hay que tener en cuenta que el canal de comunicaciones configurado

entre uno o varios **UAV** y los dispositivos en tierra contiene una fuerte componente de señal **LOS**, interferencia y configuraciones no-isotrópicas de dispersores. En este sentido, existen relativamente pocos trabajos de investigación que proporcionen un profundo conocimiento del efecto de las distribuciones de dispersores (*scatterers*) en canales **MIMO**. *Ante lo expuesto, la segunda contribución de este trabajo de Tesis, es la propuesta de un nuevo modelo de canal Aire-Tierra para enlaces de comunicaciones de baja altura que proporcione las respuestas a las cuestiones planteadas en el párrafo anterior y habilite el análisis de la capacidad potencial de transferencia de información alcanzable en escenarios compatibles con el paradigma **M2M**.*

La tecnología **MIMO** ofrece numerosas ventajas y grados de libertad, tales como: ganancia por diversidad espacial y multiusuario, ganancia por arreglo de antenas y codificación, ganancia por multiplexación espacial y reducción de interferencia, estas ventajas tienen el potencial para proveer una elevada eficiencia espectral no sólo en canales terrestres, sino también en escenarios con despliegue de movilidad en ambos extremos del enlace, como los que se plantean en el paradigma **M2M**. Un aspecto relevante de la comunicación **MIMO** es que los beneficios reportados han sido derivados desde el punto de vista de la teoría de la información. Sin embargo, las actuales arquitecturas de transmisores y receptores **MIMO**, están basados en modelos de canal de enlaces terrestres o de espacio tierra con suposiciones que no reflejan el comportamiento actual del mismo, ni tampoco el dinamismo que los nuevos escenarios exhiben. Por lo tanto, la investigación de nuevos esquemas transceptores que aprovechen de manera conjunta las ventajas mencionadas anteriormente, es de gran importancia para materializar estos beneficios a un costo de implementación razonable compatibles con los nuevos paradigmas. *En este sentido, el tercer aporte de esta Tesis es la propuesta y análisis de desempeño de la Arquitectura de Sistemas de Comunicación **MIMO** con Diversidad en Transmisión a lazo cerrado, en donde se combinan esquemas de precodificación lineal, mecanismos de selección de usuarios/dispositivos y esquemas de recepción multiusuario de baja complejidad, capaces de aprovechar los beneficios ofrecidos por un enlace de comunicaciones Tierra-Aire compatibles con el paradigma **M2M** de **IoT**.*

## 1.1. Objetivos de la Tesis

Los objetivos de este trabajo de Tesis Doctoral intentan contestar las siguientes interrogantes de investigación, siempre con gran énfasis en despliegues de baja complejidad compatibles con el paradigma de **M2M**:

- *¿Cuáles son los desempeños, en términos de **BER**, de los distintos esquemas de receptores multiusuarios operando en una Arquitectura de Sistema de iComunicaciones **MU-MIMO** con Diversidad en Transmisión a lazo cerrado, precodificación lineal y mecanismos de selección de usuarios en base a reportes de canal parcial?*
- *¿Cuál es el impacto del uso de la información de canal (**Channel State Information - CSI**) realimentada, sobre el desempeño de receptores multiusuarios?*
- *¿Cuál es el receptor multiusuario que presenta la mejor relación desempeño/complejidad en Arquitectura de Sistemas de Comunicación **MU-MIMO** con Diversidad en la Transmisión, precodificación lineal y mecanismos de selección de usuarios?*

Para contestar este primer grupo de preguntas se define el siguiente objetivo general:

**Desarrollar nuevas estructuras de Receptores Multiusuarios compatibles con el paradigma de IoT que permitan capitalizar la ganancia por MUD teóricas, pero en términos de Probabilidad de Error de Bits (*Bit Error Probability - BEP*), capaces de permitir una integración total de dispositivos inteligentes M2M a la red de IoT.**

- *¿Cual es la metodología de modelado de canal Aire-Tierra que puede proporcionar respuestas a las inquietudes de integración de dispositivos M2M?*

Para contestar esta pregunta se define el siguiente objetivo:

**Desarrollar un modelo de canal MIMO para enlaces de comunicaciones Aire-Tierra realista que permita brindar soporte a los dispositivos inteligentes M2M alejados de la infraestructura de la red celular.**

- *¿Cuál es el desempeño de las estrategias de recepción multiusuario ya identificadas cuando operan en la Arquitectura de sistema de comunicaciones propuesta pero en presencia de canales MIMO Aire-Tierra?*

Para contestar esta pregunta se define el siguiente objetivo:

**Evaluar e identificar la arquitectura de receptor multiusuario más compatible con el paradigma de IoT que permitan capitalizar la ganancia por MUD teóricas, pero en términos de Probabilidad de Error de Bits BEP, capaces de permitir una integración total de dispositivos inteligentes M2M con movilidad a la red de IoT.**

## 1.2. Justificación de la Investigación

La visión de la sociedad hiperconectada marcó la agenda de la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones 2015 de la (*International Telecommunication Union - ITU*). Se prevé la integración de varias áreas existentes y nuevos escenarios en las comunicaciones inalámbricas. Estos nuevos escenarios, involucran constelaciones masivas de pequeños satélites donde la comunicación inter-satelital y espacio-tierra constituyen su fortaleza, la comunicación aire-aire, aire-tierra y tierra-aire en formaciones de vehículos aéreos no tripulados diseñados, por ejemplo, para brindar soporte de comunicación a redes de transporte de energía (*smart grid*), Internet de las cosas (IoT), monitoreo ambiental o soporte estructural de comunicaciones ante situaciones de emergencia, entre otros. Ante estos nuevos escenarios, surge como primera preocupación el nivel de interferencia que deben tolerar los nuevos sistemas. En este sentido resulta necesario investigar y cuantificar el impacto de los niveles de interferencia entre nodos pertenecientes a una misma red de comunicaciones como así también el impacto de otros nodos ya existentes, en los sistemas de comunicaciones proyectados a futuro.

La capacidad de transmisión de Shannon representa un límite de desempeño teórico. Es decir, este índice de desempeño en sentido estricto sólo se puede alcanzar implementando esquemas de transmisión extremadamente complejos que empleen palabras código de longitud infinita. Como regla general, a medida que la tasa de transmisión de datos se aproxima al valor de capacidad del canal, aumenta la complejidad del esquema de codificación y decodificación y el retardo que introduce este proceso en la comunicación. Además, la complejidad del proceso de codificación y decodificación crece aun más en presencia de medios con múltiples usuarios. Por esta razón es de gran importancia desarrollar nuevos algoritmos de recepción de baja complejidad con desempeño robusto ante la presencia de elevados niveles de interferencia.

La mayoría de los escenarios y servicios de comunicaciones están basados en modelos de canal de enlaces terrestres o de espacio tierra con suposiciones que no reflejan el comportamiento actual del mismo, ni el ancho de banda ni tampoco el dinamismo que los nuevos escenarios imponen. Es por ello que las arquitecturas de transmisores y receptores **MIMO** actuales, no resultan adecuadas para extraer el máximo beneficio de la tecnología **MIMO** aplicada en nuevos escenarios de comunicaciones. En este sentido, para evaluar el desempeño de arquitecturas de comunicaciones actuales y desarrollar nuevas arquitecturas apropiadas, es necesario desarrollar nuevos modelos de canal **MIMO** que sean capaces de reflejar adecuadamente el comportamiento del mismo en estos nuevos escenarios.

### 1.3. Metodología

De manera general, la Tesis estará enfocada al desarrollo de teorías de algoritmos de recuperación de datos y modelos estocásticos del canal de comunicación inalámbrico y herramientas de software de simulación que permitan el estudio de los efectos producidos por las distorsiones del canal inalámbrico sobre el receptor y a su vez el impacto en el desempeño general de las arquitectura de sistema de comunicaciones propuesta.

En la primera parte, se estudian distintas estructuras de recepción que aprovechan la dimensión espacial de la señal recibida. Para extraer los beneficios ofrecidos por el canal con **MIMO**, se analizan distintas estructuras de recepción con capacidad de estimar el comportamiento del canal, cuantizarlo y reportarlo hacia el transmisor para que éste pueda aplicar un esquema precodificación lineal antes de enviar datos por el canal inalámbrico. Para esto se propone:

- Derivar métricas que permitan comparar el desempeño de las distintas estructuras de recepción multiusuario operando en canales **MIMO** terrestres. En algunos casos de manera analítica, y en otros casos resultados semi-analítico con soporte de simulación numérica.
- Llevar adelante estudios teóricos que permitan caracterizar la degradación de desempeño de las estructuras a través de métricas derivadas en relación con la presencia de otros usuarios interferentes.

Luego, el enfoque recae en el estudio y caracterización de modelos **MIMO Aire-Tierra** donde se tendrá en cuenta los efectos de la propagación electromagnética en tres dimensiones de tal manera que permitan capturar el comportamiento del mismo, tanto en la dimensión espacial como en la temporal. Estudiar el comportamiento del canal de manera exacta significa resolver las ecuaciones de propagación de Maxwell, el cual no resulta viable dado la cantidad de información del entorno que debiera de estar disponible. Sin embargo una aproximación del mismo, como sería el método de *ray-tracing*, implica la disponibilidad de una base de datos de mediciones empíricas del entorno de propagación que, por razones prácticas difícilmente esté disponible hoy día. Es por ello, que el enfoque principal de la metodología de análisis del comportamiento de canal se centra en el modelado estocástico del mismo y la simulación del comportamiento en conjunto con la arquitectura del sistema de comunicaciones propuesto. Para esto se propone:

- Desarrollar herramientas analíticas que posibiliten modelar y simular el canal de comunicaciones *Tierra-Aire* tomando en cuenta la dinámica espacial de los nuevos escenarios.
- Estudiar teóricamente el comportamiento del canal, caracterizando de este modo la capacidad de transferencia de información alcanzable en estos nuevos escenarios.

## 1.4. Contribuciones

El aporte principal de esta Tesis es la caracterización de las estructuras de receptores multiusuario cuando operan en arquitecturas de sistemas **MIMO** Multiusuario combinados con algoritmos de selección de usuarios y esquemas de precodificación lineal en transmisión, cuando la **CSIT** sólo se puede conocer en forma parcial (cuantizado), en canales Tierra-Tierra (descrito por procesos estocásticos con desvanecimiento Rayleigh) y canales Aire-Tierra (descrito por procesos estocásticos tipo Rician con descripción de movilidad). A continuación, se enumeran, las publicaciones originales que componen a esta Tesis.

1. Horacio Mendoza y Graciela Corral Briones. *Adaptive Blind Interference Cancellation and Spatial Scheduling Schemes for Closed Loop Multiuser MIMO Systems*. Latin American Applied Research **Journal**, LAAR. Vol. 43:237-242 (2013).
2. Horacio Mendoza y Graciela Corral Briones. *Scheduling Schemes with Adaptive Blind Detection for Code Reuse in Multiuser MIMO Systems* EURASIP **Journal** on Advances in Signal Processing 2013, 2013:109.
3. Horacio Mendoza y Graciela Corral Briones. *On the Application of Three Dimensional HAP MIMO Model in UAV Environment* Enviado para su revisión al IEEE ACCESS **Journal**.

El primer objetivo de la investigación consistió en realizar un análisis de desempeño y complejidad de implementación de algoritmos conocidos en el canal inalámbrico considerando diferentes configuraciones de canal **MIMO**. Este análisis permitió determinar en qué escenario estos algoritmos pueden ser aplicados. En base a los reportes de atractivas ganancias de desempeño en términos de capacidad de canal en arquitecturas **MIMO** con diversidad en transmisión a lazo cerrado, un Capítulo de este trabajo se ha concentrado en el análisis de desempeño de nuevos esquemas receptores **MIMO** multiusuario generando criterios de diseño que puedan utilizarse en estructuras paralelizables y sintetizables en hardware reconfigurable. Este estudio permitió la propuesta de un nuevo esquema de transmisión y recepción que consigue mejores desempeños diseñando el diagramador y el receptor de manera conjunta de tal manera que cooperen con la disminución de interferencia. Esta propuesta fue publicada en la revista LAAR (*Latin American Applied Research*).

- Horacio Mendoza y Graciela Corral Briones. *Adaptive Blind Interference Cancellation and Spatial Scheduling Schemes for Closed Loop Multiuser MIMO Systems*. Latin American Applied Research **Journal**, LAAR. Vol. 43:237-242 (2013)

En el siguiente artículo, publicado en la revista *Journal on Advances in Signal Processing* se propone una variante del esquema de transmisión anterior, donde el diagramador proyecta la información para distintos usuarios a sub-espacios ortogonales pero distinguibles para el receptor adaptativo ciego.

- Horacio Mendoza y Graciela Corral Briones. *Scheduling Schemes with Adaptive Blind Detection for Code Reuse in Multiuser MIMO Systems* EURASIP **Journal** on Advances in Signal Processing 2013, 2013:109

En general, los nuevos escenarios de comunicaciones vislumbrados en la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones comparten la característica de que la cantidad de nodos operando en ellos de manera simultánea puede crecer hasta ser denominados masivos, consecuentemente surge como primera preocupación el nivel de interferencia que deben tolerar los nuevos sistemas. En este sentido se investigó el impacto de los niveles de interferencia entre nodos pertenecientes a una misma red satelital como así también el impacto de otros nodos ya existentes. Se dedica un capítulo de la Tesis a describir estos nuevos escenarios, con especial énfasis en los desafíos que presenta. Además, en base a la investigación y diseño de constelaciones satelitales, se ha realizado una publicación sobre el impacto del lóbulo de radiación de la antena en los niveles de interferencia percibidos en nodos satelitales.

- Horacio Mendoza y Graciela Corral Briones. *Interferencia en Sistemas Distribuidos de Satélites en Órbita Media y Baja XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control San Carlos de Bariloche*, 16-20 de Septiembre 2013 - ISBN: 978-987-27739-7-7

Aunque en el transcurso de esta investigación se generaron avances en la investigación de estructuras de receptores multiusuarios **MIMO**, los mismos estaban basados en modelos de canal de enlaces terrestres o de espacio tierra con suposiciones que no reflejan el comportamiento actual del mismo, ni el ancho de banda ni tampoco el dinamismo que los nuevos escenarios imponen. En este sentido, se ha realizado una exhaustiva investigación de nuevos modelos de canal capaces de reflejar adecuadamente el comportamiento del mismo en estos nuevos escenarios. Los resultados obtenidos de la aplicación de los nuevos modelos a los escenarios de comunicación móvil espacio-tierra se han plasmado en un trabajo, enviado al Journal IEEE Access, donde discute la posibilidad de aplicación de un modelo de canal inalámbrico diseñado originalmente para plataformas de comunicación de gran altitud a escenarios de vuelo de vehículos aéreos autónomos no tripulados.

- Horacio Mendoza y Graciela Corral Briones. *On the Application of Three Dimensional HAP MIMO Model in UAV Environment* Enviado para su revisión al IEEE ACCESS Journal





## Capítulo 2

# Fundamentos de la Propagación Inalámbrica

El diseño de sistemas de comunicaciones inalámbricos espectralmente eficientes requiere de una profunda y detallada comprensión de la propagación de señales en medios no guiados.

La caracterización del canal inalámbrico es esencial para comprender su comportamiento en distintos escenarios, capturar los principales mecanismos de propagación operan a distintas frecuencias y a partir de esto modelarlo apropiadamente. En principio, el canal inalámbrico presenta un comportamiento determinístico, sin embargo, debido a la gran cantidad de factores que es necesario disponer de escenario a escenario representarlo de esta manera no resulta viable. Es por esto que la manera de caracterizarlo confiablemente y que resulte representativo de una gran cantidad de escenarios, es a través de sus estadísticas. Resulta necesario entonces, identificar los factores claves a tener en cuenta para que el modelo de canal elegido, represente adecuadamente al escenario de interés sobre el cual se desea desarrollar o mejorar un sistema de comunicaciones inalámbrico. Con este fin, se repasan los fundamentos de la propagación inalámbrica.

El Capítulo se organiza de la siguiente manera, la Sección 2.1 está dedicada a repasar los principios de propagación de onda en un medio inalámbrico, sus mecanismos de propagación y los principales modelos de canal de enlaces punto a punto presentes en la literatura. La Sección 2.2 introduce a los canales con MIMO en enlaces punto a punto. La Sección 2.3 describe los potenciales beneficios que se puede obtener desplegando múltiples antenas en ambos extremos del enlace de radio. La Sección 2.4 es un resumen de las técnicas más importantes que permiten obtener los potenciales beneficios del canal MIMO y la Sección 2.5 contiene un sumario del Capítulo.

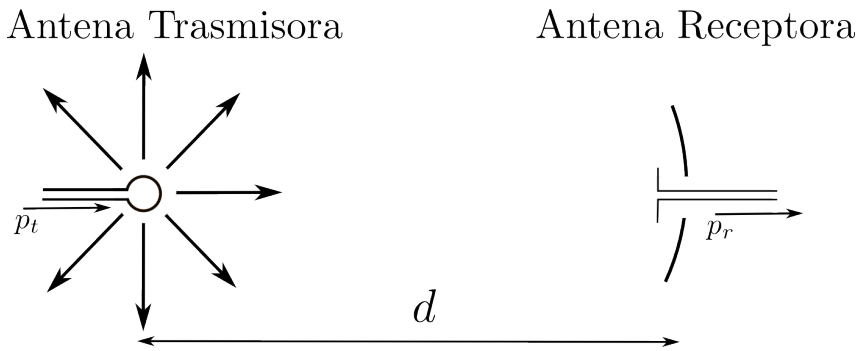


Figura 2.1: Propagación en el espacio libre, frente de onda isotrópico.

## 2.1. Características del Canal Inalámbrico

Una onda electromagnética viajera es caracterizada por las variaciones de sus campo eléctrico y magnético. El movimiento oscilante de las intensidades de campo, en un punto particular del espacio y a una frecuencia  $f$ , induce vibraciones similares en el entorno espacial del punto, y se dice que la onda electromagnética viaja o se propaga. La longitud de onda  $\lambda$  es la separación espacial entre dos sucesivas oscilaciones, es decir la distancia que viaja la onda durante un ciclo de oscilación. La frecuencia y la longitud de onda están relacionadas en el espacio libre como  $\lambda = c/f$ , donde  $c$  es la velocidad de luz en el vacío. Si consideramos un onda electromagnética que se propaga en el espacio libre desde una fuente puntual  $P$  que emite con potencia  $p_t$  watts, la misma se propaga de manera isotrópica en el espacio. Es decir, esféricamente radiante desde el punto  $P$  como se ilustra en la Fig. 2.1. La densidad de flujo de potencia sobre la superficie de la esfera con radio  $d$  y centro en  $P$  viene dada por,

$$\frac{p_t}{4\pi d^2}, \text{ watts/m}^2. \quad (2.1)$$

La fracción de potencia capturada,  $p_r$ , por una antena receptora ubicada a una distancia  $d$ , viene dada por [38],

$$\frac{p_r}{p_t} = \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}. \quad (2.2)$$

La (2.2) refleja el comportamiento de la potencia capturada de un frente de onda que se propaga desde una fuente puntual, que resulta con un decaimiento de potencia inversamente proporcional al cuadrado de la distancia de la fuente, en el espacio libre. Sin embargo, en un escenario más realista, el frente de onda interactúa con los objetos que encuentra en el trayecto de propagación mediante diferentes mecanismos. A continuación repasamos los mecanismos de propagación más importantes.

### 2.1.1. Mecanismos de Propagación

Los mecanismos son usualmente descritos en términos de las variaciones de las características de la señal, contrastadas con aquella señal que viaja a través del espacio libre donde se considera que no existen esos mecanismos. La mayoría de las definiciones presentadas están basadas en la *Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation* de la ([Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE](#)) y [39].

Tabla 2.1: Parámetros mensurables de la señal recibida en función al mecanismo de propagación.

Mecanismo/Parámetro:	Amplitud	Fase	Polarización	Frecuencia	BW	AoA
Absorción	X		X			
Reflexión	X	X	X		X	X
Refracción	X	X	X		X	X
Difracción	X	X			X	X
Dispersión	X	X	X		X	X
Multicamino	X	X	X		X	X
Centelleo	X	X				
Dispersión frec.				X	X	

**Absorción:** Reducción de la amplitud de la señal recibida causado por una irreversible conversión de la energía electromagnética en calor.

**Reflexión:** Para dos medios de propagación separados por una interfaz plana, la parte reflejada es la parte de la onda incidente que retorna al primer medio. La dirección de propagación de la onda reflejada esta dado por la ley de reflexión de Snell. Este fenómeno tiene lugar cuando la onda electromagnética transmitida impacta de lleno contra un objeto de gran dimensión (en comparación con la longitud de onda de la señal de radio transmitida). La superficie de la tierra, los edificios, y los muros son ejemplos típicos de objetos donde el fenómeno de reflexión suele tener lugar en el contexto de un sistema de comunicación inalámbrico.

**Refracción:** Es un cambio de la dirección de propagación del frente de onda como resultado de las variaciones espaciales del índice de refracción del medio.

**Difracción:** La difracción es un cambio de dirección de propagación como resultado de la presencia de obstáculos, zonas de apertura restringida u otros objetos en el medio de propagación. Este fenómeno permite a las señales de radio propagarse por detrás de obstrucciones. Aunque la intensidad de la señal recibida decae rápidamente a medida que el receptor se mueve hacia la región obstruida, el campo difractado aún existe y tiene suficiente intensidad para producir una señal útil. La difracción tiene su origen cuando la línea imaginaria que une los extremos transmisor y receptor de un enlace de radio se encuentra obstruida por una superficie con irregularidades filosas (bordes agudos). El comportamiento del campo difractado se puede explicar a partir del principio de Huygens, en el cual establece que todos los puntos de un frente de onda se pueden considerar como fuentes puntuales de nuevas ondas secundarias. Estas ondas secundarias se combinan para producir un nuevo frente de onda en la dirección de propagación. En este contexto, la presencia de frentes de ondas secundarios que se propagan hacia el interior de la región de sombra (que genera el obstáculo) provocará una curvatura en la trayectoria de propagación de la onda electromagnética original. Por esto, es posible recibir energía electromagnética en situaciones prácticas donde no existe línea visual entre ambos extremos del enlace de radio.

**Dispersión:** La dispersión o *scattering* es un proceso en el cual la energía del frente de onda es dispersada en dirección debido a la interacción de la misma con zonas no homogéneas, propias del medio de propagación (por mecanismos distintos a los de refracción y reflexión). Este fenómeno tiene lugar cuando la onda electromagnética se propaga a través de un medio

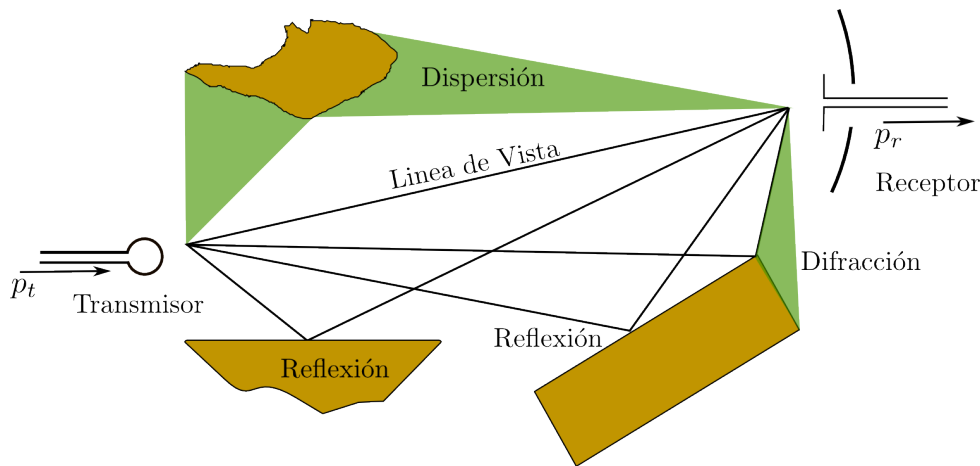


Figura 2.2: Principales mecanismos de propagación inalámbrica.

compuesto por un gran número de objetos (por unidad de volumen) cuya dimensión física es pequeña en comparación con la longitud de la onda de la señal de radio transmitida. La dispersión de ondas electromagnéticas se genera en presencia de superficies rugosas, objetos pequeños u otros tipos de irregularidades en el entorno del canal de radio. El follaje de los árboles, los carteles de señalización vial, los postes de iluminación y la mayoría de los elementos que componen el mobiliario urbano de una ciudad, son ejemplos típicos de objetos que generan dispersión en sistemas de comunicación inalámbricos prácticos.

**Multicamino:** Es una condición de propagación que se observa cuando una transmisión llega al receptor por dos o más trayectos de propagación. Esto puede resultar por irregularidades en la troposfera o la ionosfera, dispersiones del frente de onda por estructuras en el camino de propagación o rebotes en la superficie de la tierra.

**Centelleo** Son fluctuaciones temporales rápidas de la amplitud y fase del frente de onda causada por pequeñas irregularidades presentes en el trayecto de propagación.

**Dispersión en Frecuencia:** Variaciones en las componentes de frecuencia y fase dentro del ancho de banda del frente de onda, causado por un medio dispersivo. Un medio dispersivo es aquel cuyas componentes constitutivas (permitividad, conductividad y permeabilidad) dependen de la frecuencia (dispersión temporal) o dirección espacial (dispersión espacial).

Muchos de los mecanismos descritos anteriormente pueden presentarse de manera simultánea en el trayecto de propagación. Esto dificulta la identificación del mecanismo predominante que genera un cambio en las características de la señal transmitida. Es por ello que el autor de [40] resalta la diferencia de significados entre *efectos de propagación* y *mecanismos de propagación*. Los *efectos de propagación* se definen en términos de las variaciones en los parámetros de la señal recibida (pueden ser causado por varios mecanismos de propagación actuando simultáneamente), mientras que los *mecanismos de propagación* hacen referencia a la manera en que se produce la variación de un parámetro de señal. En la Tabla 2.1 se puede apreciar el impacto de cada mecanismo considerado en los parámetros observables de la señal.

En el diseño de sistemas de comunicaciones resulta importante disponer de modelos de comportamiento del canal y en base a lo expuesto una señal de información que viaja a través de un canal de comunicación inalámbrico está sujeta a las leyes físicas que dicta la teoría de ondas electromagnéticas, donde se establece la presencia de múltiples trayectos de propagación como consecuencia de la existencia simultánea de diferentes mecanismos de propagación

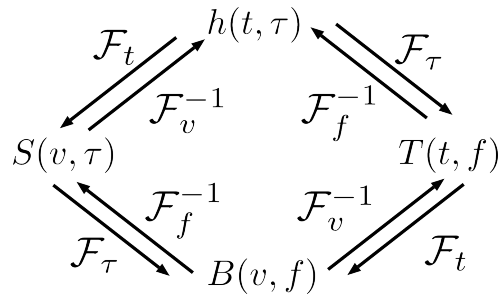


Figura 2.3: Relación entre las funciones primer conjunto de ecuaciones de Bello [42] a través de la transformada de Fourier.

(Fig.2.2). De esta manera, la señal resultante en recepción es la superposición simultánea de varios frentes de ondas electromagnéticas provenientes de diferentes direcciones que arriban en distintos instantes de tiempo, donde cada una de estas señales aporta una porción de energía distinta y además, poseen una fase instantánea diferente.

Considerando el comportamiento del canal inalámbrico como un sistema lineal, es razonable describir su comportamiento en términos de filtros lineales variantes en el tiempo [41]. La descripción más general del canal de radio móvil la dio Bello [42] a través del conjunto de cuatro funciones de sistema. Estas son, la respuesta al impulso variante en el tiempo,  $h(t, \tau)$ , la función de transferencia variante en el tiempo,  $T(t, f)$ , la respuesta al impulso Doppler,  $S(v, \tau)$ , y la función de transferencia Doppler,  $B(v, f)$ . La relación de estas funciones con la transformada de Fourier se muestra en la Fig. 2.3

Utilizando la (*Channel Impulse Response - CIR*),  $h(t, \tau)$  del filtro, la relación entre la señal de entrada de tiempo continuo,  $s(t)$ , y la señal de salida,  $y(t)$ , es,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) s(\tau) d\tau, \quad (2.3)$$

En principio  $h(t, \tau)$  o equivalentemente  $B(v, f)$  describen completamente el comportamiento del canal de radio móvil. Sin embargo, esta información no está disponible para ningún tipo de canal, dado que este depende de la topografía del terreno y sólo puede describirse a través de las estadísticas del mismo.

Una completa descripción de  $h(t, \tau)$  implica conocer las funciones de densidad de probabilidad multidimensional de las funciones de sistema, lo cual no es posible. Una aproximación muy utilizada es la de limitar la descripción del comportamiento del canal hasta la cantidad de información disponible en las estadísticas de primer y segundo orden, i.e. los valores medios y correlaciones de cada función de sistema definida por Bello. Considerando que el medio inalámbrico es puramente aleatorio, este puede ser representado por procesos de media nula, entonces,

$$R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) = E\{h(t_1, \tau_1)h^*(t_2, \tau_2)\}, \quad (2.4)$$

$$R_T(t_1, t_2, f_1, f_2) = E\{h(t_1, f_1)h^*(t_2, f_2)\}, \quad (2.5)$$

$$R_S(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) = E\{h(v_1, \tau_1)h^*(v_2, \tau_2)\}, \quad (2.6)$$

$$R_B(v_1, v_2, f_1, f_2) = E\{h(v_1, f_1)h^*(v_2, f_2)\}. \quad (2.7)$$

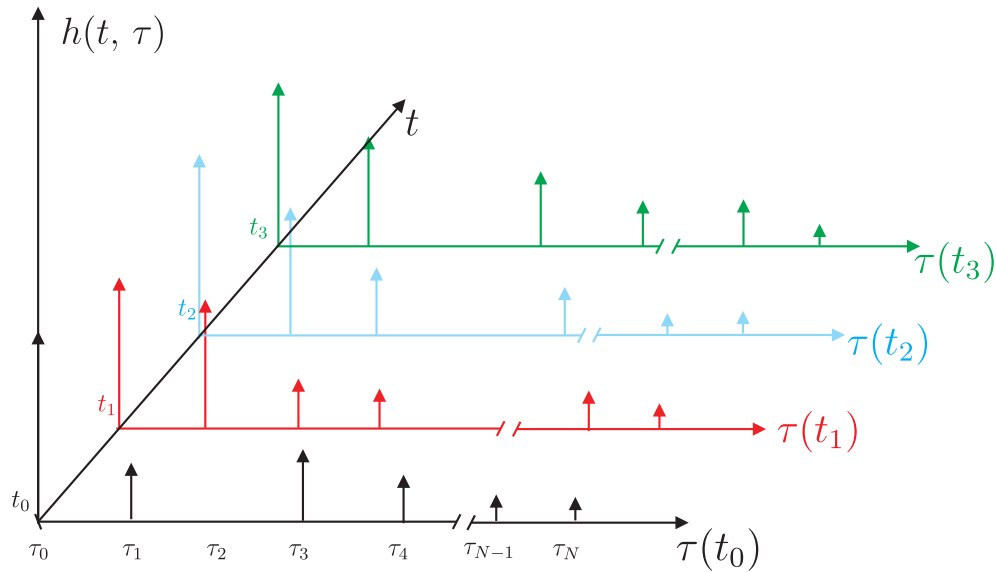


Figura 2.4: CIR de un canal Inalámbrico.

Estas cuatro funciones de correlación son todavía complicadas para usos prácticos (4 dimensiones). Consecuentemente se introdujeron dos importantes simplificaciones como la suposición de que el proceso es estacionario en sentido amplio (*Wide-Sense Stationary - WSS*), y también que las respuestas de los dispersores no están correlacionadas (*Uncorrelated Scattering - US*). Estas suposiciones pueden introducirse por separado o juntas. La consideración de ambas en simultáneo se conoce como (*Wide Sense Stationarity, Uncorrelated-Scattering - WSSUS*), y resultó ser de suma importancia dado que de allí se deriva la expresión más simple del canal que exhibe desvanecimiento en el dominio temporal y frecuencial.

Los canales que exhiben estadísticas de desvanecimiento que no son estrictamente estacionarias en el dominio temporal, pueden considerarse **WSS** por intervalos de tiempo. Esto permite considerar a las funciones de correlación dependientes de la diferencia de tiempo considerada. Sin embargo, esta consideración impone restricciones en el comportamiento de canal en el dominio del corrimiento Doppler, i.e.,

$$R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2)|_{\text{WSS}} = R_h(\Delta t, \tau_1, \tau_2), \quad (2.8)$$

donde  $\Delta t = t_2 - t_1$ . El corrimiento Doppler se corresponde con el dominio temporal, y la consideración **WSS** también se manifiesta en este dominio, entonces

$$R_S(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2)|_{\text{WSS}} = R_S(\Delta v, \tau_1, \tau_2)\delta(\Delta v), \quad (2.9)$$

donde  $\Delta v = v_2 - v_1$ . La función de correlación de la respuesta al impulso Doppler difiere de cero sólo para corrimientos Doppler iguales. Es decir que el contenido espectral de señales con diferentes corrimientos Doppler resultan no correlacionadas. Esto, implica que la dispersión se origina en distintas fuentes con distribuciones angulares no correlacionadas.

Por otro lado, si se incorpora la consideración **US** significa que los ecos causados por fuentes con diferentes longitudes de trayecto son no correlacionados en amplitud. Esto se refleja en el comportamiento del canal como si fuera estacionario en el dominio frecuencial, i.e.,

$$R_B(v_1, v_2, f_1, f_2)|_{\text{US}} = R_B(v_1, v_2, \Delta f), \quad (2.10)$$

donde  $\Delta f = f_2 - f_1$ . Este comportamiento se corresponde con el dominio de retardo temporal mostrando el siguiente comportamiento,

$$R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) |_{\text{US}} = R_h(t_1, t_2, \Delta\tau)\delta(\Delta\tau). \quad (2.11)$$

Considerando la aplicación simultánea de ambas restricciones, **WSS** y **US**, surge la clasificación de canales **WSSUS**. Este tipo de canales es la clase más simple no degenerada de canales que exhiben dispersión no correlacionada en el dominio de retardo y corrimiento Doppler. De esta manera, las funciones de correlación se reducen a dos dimensiones, esto es

$$R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) |_{\text{WSSUS}} = R_h(\Delta t, \tau)\delta(\Delta\tau), \quad (2.12)$$

$$R_T(t_1, t_2, f_1, f_2) |_{\text{WSSUS}} = R_T(\Delta t, \Delta f), \quad (2.13)$$

$$R_S(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) |_{\text{WSSUS}} = R_S(v, \tau)\delta(\Delta v)\delta(\Delta\tau), \quad (2.14)$$

$$R_B(v_1, v_2, f_1, f_2) |_{\text{WSSUS}} = R_B(v, \Delta f)\delta(v), \quad (2.15)$$

considerando el teorema de Wiener-Kinchineen, las ecuaciones (2.12) y (2.14), se pueden reescribir de la siguiente manera,

$$R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) |_{\text{WSSUS}} = P_h(\Delta t, \tau)\delta(\Delta\tau), \quad (2.16)$$

$$R_S(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) |_{\text{WSSUS}} = P_s(v, \tau)\delta(\Delta v)\delta(\Delta\tau). \quad (2.17)$$

donde  $P_s(v, \tau)$ , es conocida como *función de scattering* y representa la potencia media que arriba con corrimiento Doppler  $v$  y retardo  $\tau$ .  $P_h(\Delta t, \tau)$  puede ser interpretada como la densidad de potencia cruzada entre  $h(t_1, \tau)$  y  $h(t_1 + \Delta t, \tau)$ .

En base a este comportamiento, el modelo que caracteriza la respuesta impulsiva del canal inalámbrico (en el dominio del tiempo) para una frecuencia de portadora  $f_c$  está constituido por  $N_c$  coeficientes del canal (taps) en distintos retardos de tiempo  $\tau_n$ , i.e.

$$h(t, \tau) = \sum_{n=0}^{N_c-1} \alpha_n(t, \tau) \exp \{j [\omega_c \tau_n(t) + \phi_n(t, \tau)]\} \delta[\tau - \tau_n(t)], \quad (2.18)$$

donde  $\delta(t)$  representa la función delta de Dirac.  $\omega_c = 2\pi f_c$ , mientras que  $\alpha_n$  y  $\phi_n$  representan la amplitud y la fase aleatoria del  $n$ -ésimo coeficiente del modelo de canal inalámbrico, respectivamente.

En la práctica, el comportamiento estocástico de estos parámetros se caracteriza a partir de diferentes modelos estadísticos según las particularidades del medio inalámbrico que se desea estudiar. Los mecanismos que participan en la variación de algún parámetro de la señal pueden ser varios siendo imposible determinar que tipo de mecanismo predomina, sin embargo es posible describir los efectos de propagación agrupándolos según la dinámica temporal que presenta. A continuación, se presenta cómo afectan estos mecanismos de propagación la dinámica del canal de radio en diferentes escalas, a saber:

- Atenuación por propagación (dinámica de gran escala),
- Oscurecimiento o *Shadowing* (dinámica de escala media) y
- Desvanecimiento multitrayecto (dinámica de pequeña escala).

### 2.1.2. Atenuación por Propagación ( Dinámica a Gran Escala)

La atenuación por propagación o pérdida de trayecto (*path loss*) es un efecto a gran escala que afecta a las ondas electromagnéticas de manera gradual durante su propagación. En un escenario de propagación teórico ideal (espacio libre sin obstáculos), la energía de la señal en recepción se determina a partir de la ecuación de Friis para el espacio libre, (2.2). Sin embargo, a la hora de caracterizar la atenuación por propagación en sistemas de comunicación inalámbricos reales, se debe recurrir al empleo de modelos de comportamiento más avanzados. En la literatura existen varios modelos determinísticos, con base empírica, que posibilitan caracterizar el comportamiento de este efecto en distintas circunstancias. Entre los modelos más populares se pueden citar el modelo de Okumura-Hata [43], Walfish-Ikegami [44] y las extensiones COST-231 para estos modelos, el modelo de propagación con reflexión en tierra plana con un factor de corrección (*plane earth with clutter factor*), entre otros [45]. En concordancia con todos estos enfoques, hay suficiente evidencia teórica y empírica para establecer que la energía electromagnética que se recibe en un sistema de comunicación inalámbrico, decae de manera logarítmica con la distancia  $d$  ( tanto en medios interiores como exteriores). En base a este comportamiento, la atenuación media de potencia,  $\bar{L}$ , debido a la propagación por espacio libre se puede caracterizar como

$$\bar{L} \propto \left( \frac{d}{d_0} \right)^n, \quad (2.19)$$

donde  $n$  es el exponente del modelo de atenuación logarítmico en distancia, mientras que  $d_0$  es una distancia de referencia próxima al transmisor en donde se lleva a cabo una medición de atenuación (que se emplea como patrón). Para que el modelo de atenuación sea válido, la distancia de referencia  $d_0$  se debe ubicar dentro de la región de campo lejano o de Fraunhofer. El exponente  $n$  varía generalmente entre 2 (espacio libre) y 6 (medios inalámbricos con gran número de obstrucciones). El valor de  $d_0$  se debe seleccionar de manera apropiada según el tipo de medio de propagación. Por ejemplo,  $d_0 = 1 \text{ km}$  es un valor adecuado para emplear en sistemas inalámbricos de gran cobertura (macro-celdas de sistemas celulares), mientras que en presencia de sistemas inalámbricos de dimensiones más acotadas (micro-celdas de sistemas celulares) se aconseja reducir el valor de  $d_0$  de 1 a 100 metros según el rango de cobertura del sistema.

### 2.1.3. Oscurecimiento o Shadowing (Dinámica a Escala Media)

El modelo que refleja la ecuación (2.19) no tiene en cuenta la distribución de objetos (*environmental clutter*) alrededor del punto donde se realiza la medición de atenuación. Esto genera que la energía de la señal recibida fluctúe considerablemente y de manera aleatoria alrededor del valor que se obtiene aplicando la (2.19), aplicado a distintos entornos y para una misma distancia,  $d$ . A este efecto se lo conoce como oscurecimiento (*shadowing*). Reportes muestran que la fluctuación de energía tiene un comportamiento log-normal (normal o Gaussiano en dB) alrededor del valor que especifica la (2.19), i.e.

$$L(d) |_{dB} = \bar{L}(d) |_{dB} + X_\sigma, \quad (2.20)$$

donde  $X_\sigma$  es una Variable Aleatoria (VA) con distribución Gaussiana (en dB) con media nula y desviación estándar  $\sigma$ . En la práctica, los valores del exponente  $n$  y la desviación estándar  $\sigma$



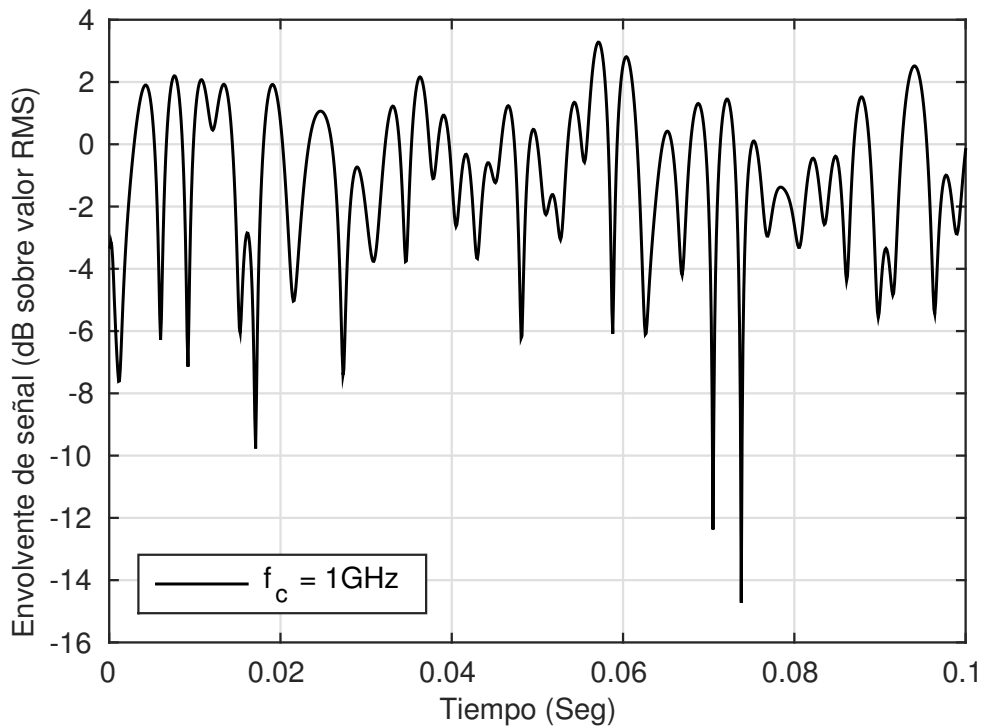


Figura 2.5: Simulación de la envolvente típica de un desvanecimiento Rayleigh a 1 GHz. Velocidad del móvil 108 kmh.

se calculan a partir de datos de mediciones para diferentes distancias de separación entre transmisor y receptor. La idea clave es expresar, de manera conveniente y paramétrica, los valores empíricos relevados en estas campañas de medición. Los métodos son variados, por ejemplo técnicas de regresión lineal o ajustes de curva con criterio Mínimo de Error Cuadrático Medio (MMSE). Estudiando convenientemente este comportamiento, es posible modelar la probabilidad de corte de servicio  $P_{r_{out}}$ , (con un determinado índice de confianza) dentro del área de cobertura total del sistema inalámbrico que se desea analizar. Los efectos de atenuación por propagación y oscurecimiento, se pueden contrarrestar a partir del empleo de mecanismos de control de potencia sobre el enlace de radio [46–48]. En esta circunstancia, el objetivo final es adaptar convenientemente la potencia de salida del transmisor en función de la pérdida del trayecto que se observa instante a instante en la recepción y de esta manera mejorar la probabilidad de corte de servicio.

#### 2.1.4. Desvanecimiento Multitrayecto (Dinámica a Pequeña Escala)

La interferencia mutua que se genera entre dos o más versiones de una misma señal que arriban al receptor con diferentes retardos de tiempo dan como resultado una señal cuya amplitud y fase experimenta una gran variabilidad aún en periodos cortos de tiempo, en la Fig. 2.5 se puede observar un ejemplo de la envolvente de la señal recibida. Esta variabilidad de pequeña escala es responsable de desvanecimientos profundos que generan pérdidas de datos en los enlaces inalámbricos. Los mecanismos de control de potencia en transmisión, mencionados anteriormente, no operan con suficiente rapidez para compensar los grandes cambios de amplitud que genera el desvanecimiento multitrayecto en escala microscópica. Para solucionar este con-

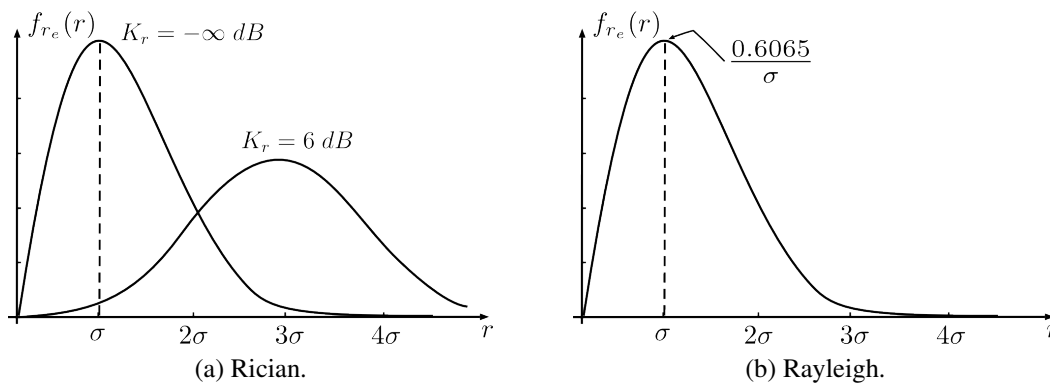


Figura 2.6: Ejemplos de funciones de densidad de probabilidad.

tratiempo, se debe recurrir al empleo de una estrategia de transmisión distinta: los mecanismos de diversidad en transmisión/recepción.

La naturaleza estadística de la amplitud de envolvente de la señal en recepción se suele caracterizar generalmente a partir del empleo de tres modelos de desvanecimiento diferentes, a saber:

- Desvanecimiento Rayleigh,
- Desvanecimiento Rician y
- Desvanecimiento Nakagami.

### 2.1.4.1. Desvanecimiento Rayleigh

El Desvanecimiento Rayleigh es un modelo estadístico que caracteriza la amplitud de la señal de radio en recepción cuando se verifica que:

- No hay trayecto de propagación dominante entre transmisor y receptor, el canal es **NLOS**.
- Hay un gran número de objetos que dispersan la energía de la señal electromagnética alrededor del receptor.

En esta circunstancia, haciendo referencia al teorema central del límite, la respuesta al impulso del canal se puede considerar como un proceso Gaussiano complejo. La envolvente,  $r_e$ , de la suma de dos variables Gaussianas independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d.) en cuadratura, sigue una distribución Rayleigh, mientras la fase instantánea tiene un comportamiento uniforme en el intervalo  $[0, 2\pi)$ . En la Fig. 2.6b se puede apreciar la función de densidad de probabilidad (*Probability Density Function - PDF*) de la amplitud de envolvente de señal instantánea en un escenario inalámbrico con desvanecimiento Rayleigh. La fórmula cerrada de la PDF Rayleigh viene dada por,

$$f_{r_e}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0, \quad (2.21)$$

donde  $2\sigma^2$  representa el valor medio de la potencia de señal recibida (previo a la detección).

### 2.1.4.2. Desvanecimiento Rician

En presencia de un trayecto directo con línea de vista **LOS** en el canal inalámbrico, el proceso de desvanecimiento Rayleigh deja de poseer media nula. En este contexto, la distribución de la amplitud de envolvente instantánea se debe comenzar a modelar como una distribución de probabilidad Rician (también conocida como distribución de Rice). La PDF Rician se caracteriza generalmente a partir del factor de Rice

$$K_r = \frac{s^2}{2\sigma^2}, \quad (2.22)$$

el cual, define la relación entre la potencia de la señal determinística  $s^2$  (componente especular) y la potencia de señal difusa,  $2\sigma^2$ . La fórmula cerrada de la PDF Rician viene dada por

$$f_{r_e}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r^2 + s^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0; s \geq 0, \quad (2.23)$$

donde  $I_0(x)$  representa la función de Bessel modificada de primer tipo y orden cero. A modo de ejemplo, en la Fig. 2.6a se puede apreciar el comportamiento de la PDF Rician para un factor  $K_r = -\infty$  dB, (i.e.,  $s = 0$ ), el cual corresponde al caso PDF Rayleigh y  $K_r = 6$ dB, (i.e.,  $s = \sqrt{8}\sigma$ ), respectivamente. Cabe resaltar que la PDF Rayleigh resulta de no tener ninguna componente especular entre emisor y receptor, así para un enlace único (sin diversidad) ésta representa la PDF asociada al peor caso de recepción de potencia media.

### 2.1.4.3. Desvanecimiento Nakagami

La distribución Nakagami [49] es un modelo probabilístico empírico general que se ajusta de manera apropiada a los valores de desvanecimiento multitrayecto recolectados en medios inalámbricos reales. La fórmula cerrada de la PDF Nakagami viene dada por

$$f_{r_e}(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right) \quad r \geq 0; m \geq \frac{1}{2}, \quad (2.24)$$

donde  $\Omega = E\{r_e^2\}$  corresponde al valor medio de la potencia de señal recibida (previo a la detección). El factor

$$m = \frac{\Omega^2}{\text{Var}\{r_e^2\}} = \frac{\Omega^2}{E\{r_e^4\} - \Omega^2}, \quad (2.25)$$

es la figura de desvanecimiento (*fading figure*) del proceso de desvanecimiento y  $\Gamma(\cdot)$  representa la función Gamma (general). En este contexto, el factor  $m$  determina el grado de variabilidad del proceso, caracterizando de este modo cuan severa es la dinámica de desvanecimiento del canal inalámbrico que se desea modelar. Es importante aclarar que, el parámetro  $\Omega$ , de la PDF Nakagami, es conocida en la literatura con el nombre de ganancia de (*Signal-to-Noise power Ratio - SNR*). Cuando  $m = 1$ , la formula 2.24 se reduce a la distribución Rayleigh que se presenta en (2.21). De manera similar, cuando

$$m = \frac{(K_r + 1)^2}{(2K_r + 1)}, \quad (2.26)$$

la (2.24) tiende a la distribución Rician (2.23).

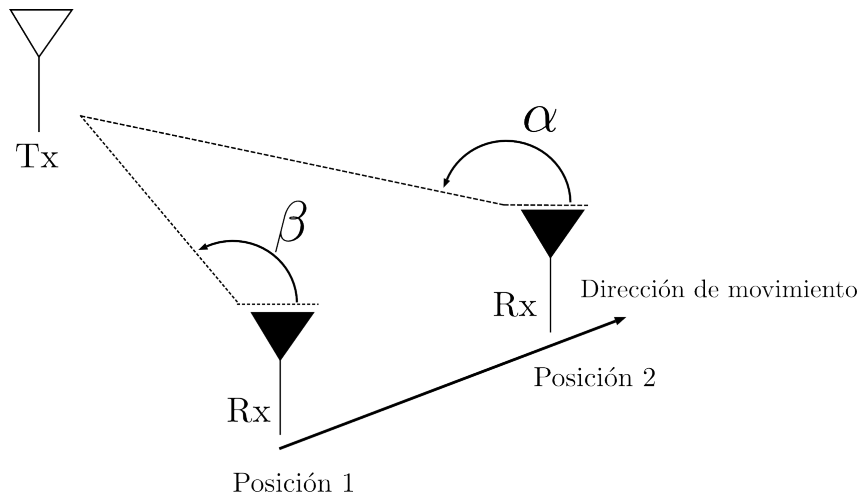


Figura 2.7: Ejemplo de canal inalámbrico móvil con ángulo de arribo aleatorio.

### 2.1.5. El concepto de Selectividad en el Canal Inalámbrico

La propagación multitrayecto genera una dispersión de la señal transmitida en varias dimensiones, afectando de este modo el comportamiento de la señal electromagnética recibida en cada uno de estos dominios. A continuación, se presenta un resumen de cómo se modela el comportamiento del canal en cada una de estas dimensiones, a saber:

- Dominio del tiempo (dispersión Doppler),
- Dominio de la frecuencia (dispersión por Retardo)

#### 2.1.5.1. Desvanecimiento Selectivo en Tiempo

Los movimientos relativos del transmisor, del receptor y de los obstáculos intermedios entre ambos, generan selectividad temporal en el canal inalámbrico. La caracterización apropiada de este comportamiento permite modelar la dinámica del canal inalámbrico en el dominio del tiempo. En la práctica, el fenómeno de selectividad temporal genera un ensanchamiento espectral en la señal transmitida durante su propagación. Las variaciones de frecuencia en un canal móvil tienen su origen en el fenómeno físico conocido como efecto Doppler, donde los desplazamientos de frecuencia propios de cada trayecto dependen de la diferencia angular entre el ángulo de arribo azimutal del mismo y la dirección de movimiento relativa entre transmisor y receptor, ver Fig.2.7. La dispersión Doppler  $f_d$  representa la máxima dispersión de frecuencia entre todos los desplazamientos Doppler correspondientes a cada una de las direcciones de arribo,

$$f_d = \frac{v}{\lambda_c}, \quad (2.27)$$

donde  $v$  es la velocidad de desplazamiento (relativa) del móvil y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal portadora de radio.

La velocidad de cambio de la respuesta del canal en distintos tiempos se puede caracterizar a partir de la función de autocorrelación temporal de la respuesta al impulso del canal  $R_h(\Delta t, \tau)$ . En este contexto, el espectro Doppler del proceso estocástico que modela el desvanecimiento,  $P_S(v, \tau)$ , fue durante mucho tiempo modelado como el propuesto por Clarke-Jakes [50]. El

modelo de Clarke-Jakes supone que los objetos que dispersan la energía electromagnética que se propaga por el canal inalámbrico se encuentran uniformemente distribuidos alrededor de la antena receptora, configurando de este modo un círculo perfecto sobre el plano horizontal. En otras palabras, esto equivale a suponer que los frentes de ondas de los distintos trayectos del canal inciden en la antena receptora aportando energía de manera uniforme desde todas las direcciones azimutales. Utilizando un dipolo vertical de longitud  $\frac{\lambda_c}{4}$  como antena receptora, se puede mostrar que el espectro Doppler del modelo Clarke-Jakes viene dado por,

$$P_S(v) = \begin{cases} \frac{1,5}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{v}{f_d}\right)^2}} & -f_d \leq v \leq f_d \\ 0 & \text{en el resto} \end{cases}, \quad (2.28)$$

donde  $v = f - f_c$  es el desplazamiento Doppler relativo a la frecuencia portadora. En este contexto, la función de autocorrelación temporal correspondiente al modelo Clarke-Jakes viene dada por

$$R(\Delta t) = J_0(2\pi f_d \Delta t), \quad (2.29)$$

donde  $J_0(\cdot)$  representa la función de Bessel de primer tipo y orden cero. El grado de selectividad temporal que experimenta un canal inalámbrico se puede parametrizar a partir del tiempo de coherencia  $T_c$  del mismo. El tiempo de coherencia se define como el intervalo de tiempo durante el transcurso del cual los estados que adopta el canal inalámbrico móvil poseen un alto nivel de correlación entre sí. El tiempo de coherencia de un canal con desvanecimiento es una medida estadística inversamente relacionada con el valor de dispersión Doppler  $f_d$  que experimenta dicho canal,

$$T_c \approx \frac{1}{f_d}. \quad (2.30)$$

Cuanto menor sea el valor de  $T_c$  en un canal inalámbrico móvil, mayor será la velocidad con que varíen los estados de dicho canal con el transcurso del tiempo. Un canal inalámbrico móvil se clasifica como canal de desvanecimiento lento si su respuesta al impulso sólo varía significativamente en un período de tiempo mucho mayor al tiempo de símbolo  $T$  de la señal de información transmitida. (*Block fading*).

### 2.1.5.2. Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia

El arribo de múltiples versiones de una misma señal transmitida en distintos retardos de tiempo (donde cada réplica de señal original provee un aporte de energía diferente) genera selectividad en frecuencia en el canal inalámbrico bajo análisis. La caracterización apropiada de este comportamiento permite modelar la dinámica del canal multitrayecto en el dominio de la frecuencia. Esto permite responder preguntas como: para un pulso transmitido ¿cuanto varía la potencia media en función del retardo de tiempo,  $\tau$ . El grado de dispersión temporal que induce un canal inalámbrico multitrayecto se puede modelar a partir del parámetro conocido con el nombre de dispersión de retardo (*delay spread*). A grandes rasgos, la dispersión de retardo mide la diferencia temporal que existe entre el trayecto (distinguido) que arriba la antena receptora con máximo retardo y el trayecto que llega a la antena receptora con retardo mínimo, ver Fig. 2.8. Nótese que en la mayoría de los casos, corresponde al retardo de arribo del trayecto con LOS. En la práctica, existen diferentes parámetros que permiten caracterizar de forma más apropiada el perfil de potencia del canal inalámbrico multitrayecto. Entre los mismos, se pueden destacar los siguientes:

- Retardo en exceso medio (*mean excess delay*),
- Dispersión de retardo RMS (*RMS delay spread*) y
- Dispersión de retardo en exceso @X dB (*excess delay spread @ X dB*).

El retardo en exceso medio  $\bar{\tau}$  representa el primer momento del (*Power Delay Profile - PDP*),  $P_h(\tau) |_{\Delta t=0}$ , del canal inalámbrico multitrayecto,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k S(\tau_k) \tau_k}{\sum_k S(\tau_k)}, \quad (2.31)$$

donde  $a_k$  y  $\tau_k$  representan la amplitud y el retardo (relativo a  $\tau_{\min}$ ) del  $k$ -ésimo coeficiente en el perfil de potencia de canal inalámbrico multitrayecto, respectivamente. La dispersión de retardo RMS  $\sigma_\tau$  equivale a la raíz cuadrada del segundo momento central del perfil de potencia del canal inalámbrico multitrayecto,

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}, \quad (2.32)$$

donde  $\bar{\tau}$  viene dada por (2.31), mientras el segundo momento del perfil de potencia del canal inalámbrico multitrayecto viene dado por la expresión

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k S(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k S(\tau_k)}. \quad (2.33)$$

Por último, la dispersión de retardo en exceso @X dB del perfil de potencia de un canal inalámbrico se define como el retardo durante el cual la energía electromagnética multitrayecto cae X dB por debajo de su valor máximo. En otras palabras, la dispersión de retardo en exceso @X dB se define como  $\tau_X - \tau_{\min}$ , donde  $\tau_X$  es el retardo máximo correspondiente al trayecto cuyo aporte de energía se encuentra dentro del rango de los X dB respecto al nivel máximo de energía del perfil de potencia del canal (que no necesariamente tiene que ser el que le corresponde al trayecto con retardo  $\tau_{\min}$ ).

La transformada de Fourier de la dispersión de retardo  $|R(\Delta t)|$  permite ver que el canal multitrayecto se comporta como un filtro con (*Finite Impulse Response - FIR*), induciendo de este modo un comportamiento selectivo en el dominio de la frecuencia. En este contexto, el rango de frecuencias a lo largo del cual la respuesta del canal se puede considerar constante (plana) se conoce como ancho de banda de coherencia del canal  $B_c$ . El ancho de banda de coherencia de un canal con desvanecimiento es una medida estadística inversamente relacionada con la dispersión de retardo RMS  $\sigma_\tau$  del mismo,

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau}. \quad (2.34)$$

Un canal inalámbrico multitrayecto se clasifica como canal con desvanecimiento plano (no selectivo en frecuencia) si el ancho de banda de la señal de información  $B_s$  es significativamente menor al ancho de banda de coherencia del canal ( $B_s \ll B_c$ ). En la Fig. 2.9 se puede apreciar las relaciones entre los distintos parámetros de caracterización de la selectividad en tiempo y frecuencia.

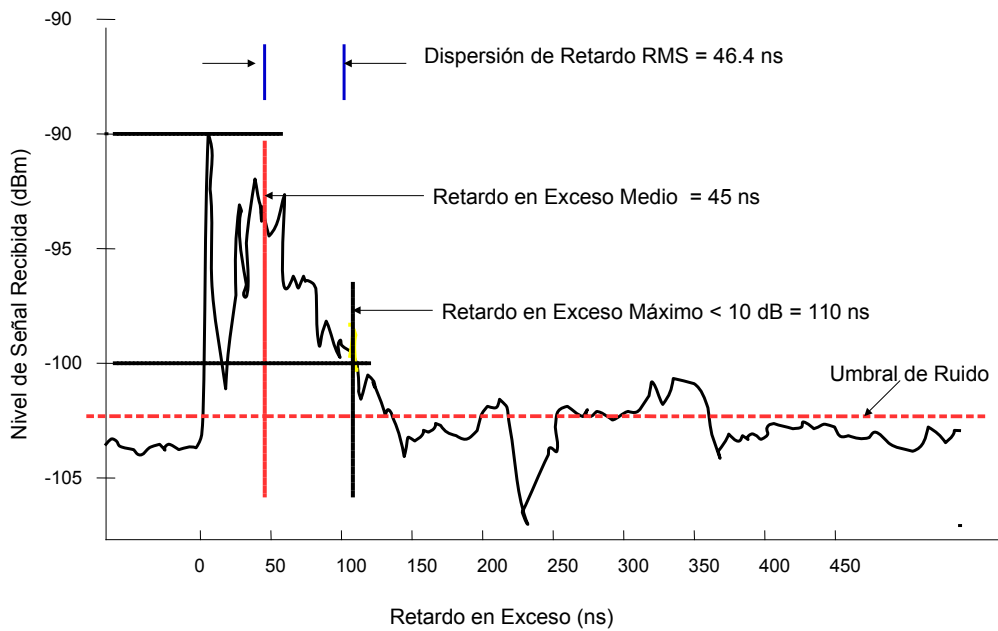


Figura 2.8: Perfil de Retardo de Potencia. Parámetros de dispersión de retardo de la señal recibida.

### 2.1.5.3. Desvanecimiento Selectivo en Espacio

El concepto de dispersión angular en el extremo receptor/ transmisor de un enlace de radio hace referencia a la dispersión que se observa en el patrón de Ángulo de llegada/ Ángulo de las componentes multitrayecto en el arreglo de antenas en recepción/transmisión, respectivamente. La presencia de diferentes direcciones de llegada, conducen a que el canal inalámbrico multitrayecto posea un comportamiento selectivo en espacio; en otras palabras, que las amplitudes de señal que se observen dependan directamente de la ubicación espacial de los elementos del arreglo de antenas. Los canales selectivos en espacio se modelan a partir de un parámetro característico, conocido como distancia de coherencia  $d_c$ . La distancia de coherencia representa la separación máxima que puede existir entre dos elementos de un arreglo de antenas, de forma tal que los procesos de desvanecimiento que se observen en los mismos continúen fuertemente correlacionados entre sí. Un límite superior para la  $d_c$  de un sistema inalámbrico con múltiples antenas viene dado por la siguiente relación:

$$d_c \leq \frac{\lambda_c}{2 \sin\left(\frac{\Delta\theta_{m\acute{a}x}}{2}\right)}, \quad (2.35)$$

donde  $\lambda_c$  es la longitud de onda de la portadora de radio y  $\Delta\theta_{m\acute{a}x}$  representa la máxima separación angular del patrón de radiación del arreglo de antenas, en otras palabras el máximo rango de valores en los cuales el espectro azimutal de potencia del arreglo no es nulo. A modo de resumen en la Fig.2.9 se muestra las interrelaciones de los parámetros definidos.

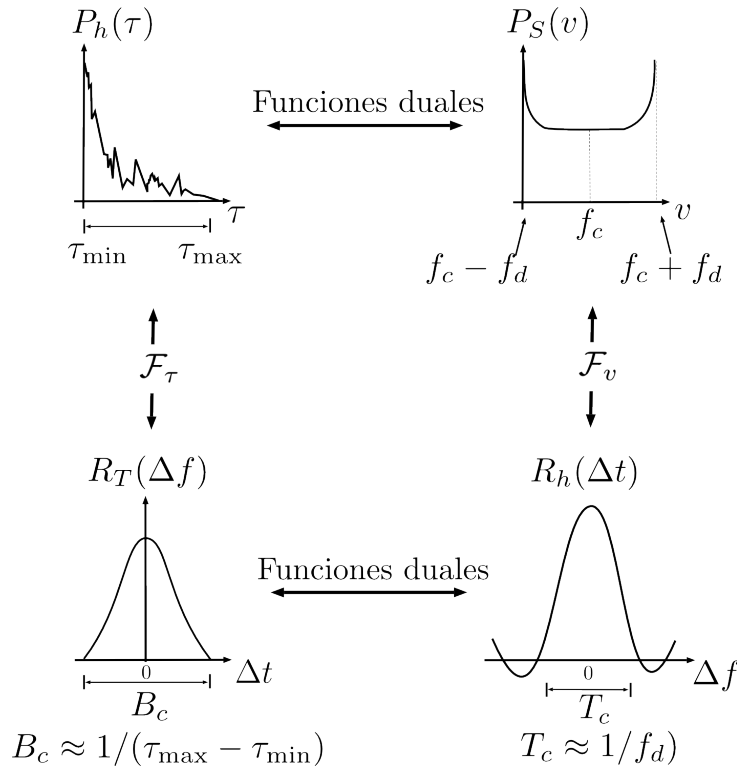


Figura 2.9: Relaciones entre la funciones de correlación de canal y la funciones de densidad de potencia [42, 51].

## 2.2. Sistemas de Comunicaciones con Múltiples Antenas

En la década de 1990, los trabajos de Foschini *et al.* [4] y Telatar [5] mostraron que es posible incrementar linealmente la capacidad de un enlace de radio utilizando múltiples elementos de antena en ambos extremos del sistema de comunicación. Específicamente, si  $M_t$  es el número de antenas en transmisión y  $M_r$  es el número de antenas en recepción, la tasa de transmisión alcanzable en un canal punto-a-punto inalámbrico con **MIMO** es aproximadamente  $\min(M_t, M_r)$  veces mayor que la que se obtiene en un sistema inalámbrico **SISO**. A esta mejora en la capacidad de un sistema de comunicación con **MIMO** se la suele referenciar en la bibliografía como ganancia por multiplexación (**SM**) [7].

Para que un sistema de comunicaciones **MIMO** pueda explotar de manera efectiva la ganancia de **SM** del medio inalámbrico, se debe equipar a ambos extremos del enlace con múltiples elementos de antenas, ( $M_t > 1$  y  $M_r > 1$ ), además ambos extremos del enlace deben poseer algún nivel de conocimiento de la información del estado de canal (**CSI**) configurada entre ellos. El conocimiento de **CSI** define dos tipos de escenarios de comunicaciones: a *lazo abierto* y a *lazo cerrado*, donde la diferencia surge de identificar que extremo del enlace tiene disponible la información del canal, ya sea sólo en el receptor (*Channel State Information at the Receiver side - CSIR*), sólo en el transmisor **CSIT** o en ambos extremos del enlace.

Según el sentido del flujo de información, al canal **MU-MIMO** se lo suele clasificar como canal multiacceso (**MAC**) o como canal de difusión (**BC**). Un canal **MAC** representa de manera conceptual el *enlace de subida* (**UL**) de un sistema de comunicación, donde varios transmisores emiten simultáneamente información hacia un único receptor. Por otro lado, el canal **BC** es un modelo abstracto del *enlace de bajada* (**DownLink - DL**) de un sistema de comunicación, donde



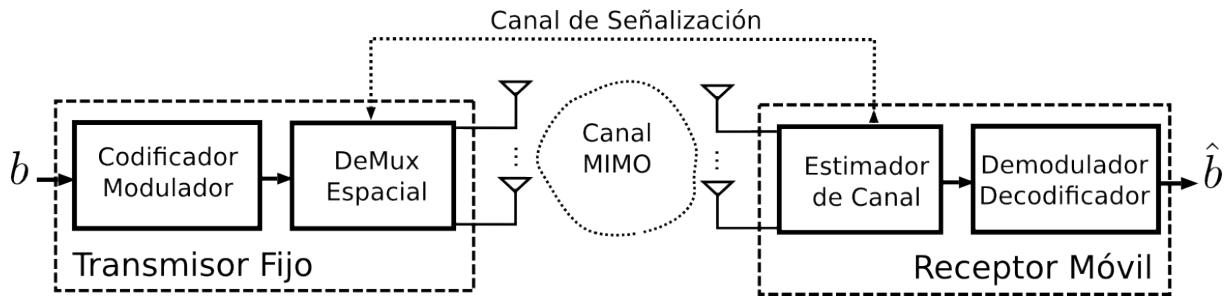


Figura 2.10: Arquitectura de Comunicación MIMO a lazo cerrado con único usuario.

un transmisor (BS o AP) sirve a varios receptores de forma simultánea.

### 2.3. Beneficios de Canales MIMO con Único Usuario

Los trabajos de Foschini et al. y Telatar fueron pioneros de un gran número de investigaciones posteriores, las cuales no solo analizaron con mayor profundidad los límites de desempeño de diferentes tipos de canales inalámbricos con **MIMO**, sino que también propusieron técnicas avanzadas para explotar el potencial que presenta esta tecnología en aplicaciones de diseño prácticas. Convencionalmente los sistemas de comunicación inalámbricos con una sola antena en transmisión/recepción incrementan el desempeño del enlace empleando técnicas de modulación en el dominio del tiempo y/o el de la frecuencia. En particular, la codificación de canal es utilizada con el objetivo de mitigar los efectos negativos del desvanecimiento multicamino. Sin embargo, con la creciente demanda de servicios inalámbricos, las antenas han sido involucradas como parte del sistema de procesamiento de señal del enlace. En este sentido, el empleo de múltiples antenas en transmisión/recepción posibilita aprovechar el dominio espacial del canal inalámbrico como una nueva dimensión de trabajo. El gran potencial del uso de múltiples antenas para la comunicación inalámbrica ha sido evidente a partir de finales de la década del 90 cuando las técnicas multi-antena mostraron nuevas maneras de aumentar la tasa de datos y disminuir la tasa de error, sacando provecho de las trayectorias multicamino entre emisor y receptor. Por esto, el constante desarrollo de este tipo de tecnologías constituye al día de la fecha un tema de interés primario para hacerle frente al desafío que implica obtener eficiencias espectrales superiores a las actuales. Un sistema con múltiples antenas en transmisión/recepción esencialmente configura distintos comportamientos de canal entre cada par de antena transmisora/receptora. Si las características de desvanecimiento de los medios paralelos formados entre cada par de antenas transmisora-receptora son suficientemente diferentes, los canales se consideran independientes. Con esta característica presente, los mecanismos de transmisión con múltiples antenas se pueden emplear con diferentes propósitos bien diferenciados.

- Ganancia de Diversidad Espacial.** Existe ganancia de diversidad espacial cuando la misma información es transmitida/ recibida en cada elemento del par antena transmisora/ receptora, luego la conveniente combinación de señales genera un incremento de la **SNR** de la señal recibida. Esto se logra utilizando la diversidad espacial (canales independientes) que proveen las múltiples antenas y mejoran la robustez de la comunicación inalámbrica frente al desvanecimiento multitrayecto. También se interpreta como la disminución de la **SNR** requeridas para lograr un valor específico de **BER**. Su objetivo final

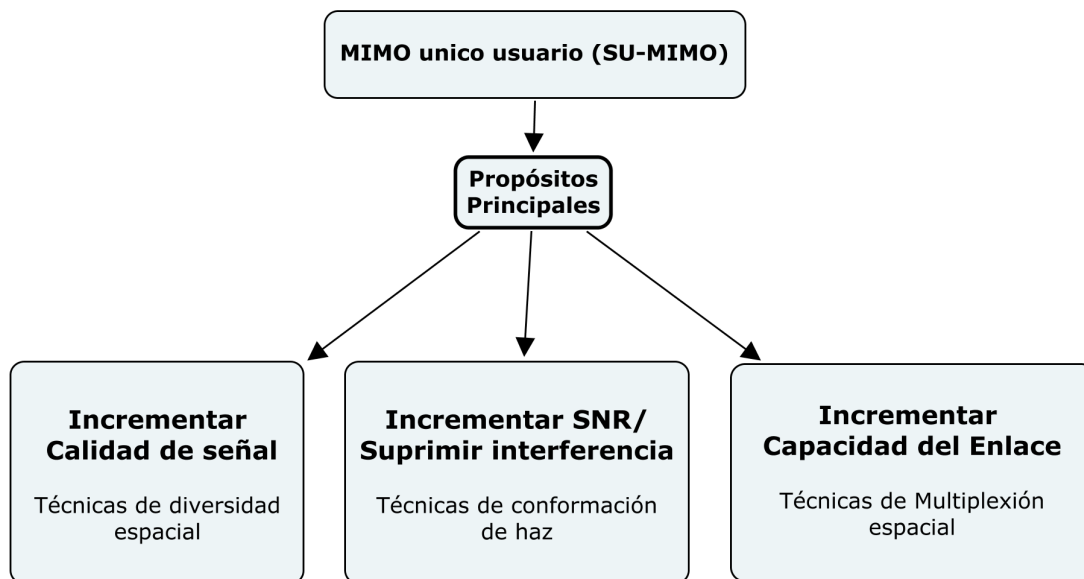


Figura 2.11: Beneficios de los sistemas con MIMO.

es reducir la probabilidad de corte de servicio en el sistema con **MIMO**, al reducir el rango dinámico de la señal en recepción. Este tipo de ganancia depende del número de elementos de antenas y para lograrlo el receptor debe conocer la **CSI** relacionada a cada canal independiente.

- **Ganancia de Potencia.** Busca concentrar la energía electromagnética irradiada en una o más direcciones espaciales. Su objetivo final es incrementar el valor medio de la **SNR** recibida en el sistema con **MIMO** en un área espacial determinada, o suprimir la interferencia de acceso múltiple en un escenario multiusuario.
- **Ganancia por Multiplexación Espacial.** Consiste en transmitir varias corrientes de bits de información no correlacionadas (destinadas a un mismo usuario) a través de trayectos espaciales independientes, los cuales se obtienen a partir de un procesamiento de señales conjunto tanto en transmisión como en recepción. El beneficio de esta ganancia se interpreta como un incremento en la tasa de transferencia de información.

Cabe destacar que tanto en la ganancia de diversidad espacial y la obtenida por multiplexación espacial se plantean situaciones de compromiso entre obtener, una menor probabilidad de error, para la primera y mayor tasa de transferencia, para la segunda. A continuación se presentan distintas técnicas implementables, disponibles en la literatura, con el fin de aprovechar los beneficios que ofrece el canal **MIMO** inalámbrico.

## 2.4. Técnicas para Canal MIMO con Único Usuario

### 2.4.1. Técnicas de Diversidad Espacial

La ganancia por diversidad espacial se desarrolla con el objetivo de disminuir la cantidad de errores en el sistema al mejorar la **SNR** en recepción y mitigar los efectos negativos del desvanecimiento multicamino del canal. La diversidad espacial se logra utilizando un arreglo

de antenas en el transmisor/receptor, donde cada elemento del arreglo transmite/recibe una réplica ponderada de la señal de información original. Si la separación entre antenas dentro del arreglo es adecuada, los procesos de desvanecimiento que experimentan cada uno de los canales de radio que se configuran entre cada par de antenas en transmisión y recepción serán independientes. En el receptor, las señales redundantes recibida en cada elemento del arreglo deben ser combinadas apropiadamente. De este modo, se consigue reducir significativamente la probabilidad de que todos los canales espaciales del escenario inalámbrico con **MIMO** sufran un estado de desvanecimiento profundo en forma simultánea. Como consecuencia de esta estrategia de transmisión, se consigue una mejora en la capacidad de corte de servicio ( $C_{out}$ ) de un enlace inalámbrico punto a punto. En base a la posibilidad de despliegue de antenas en cada extremo del enlace, los esquemas de diversidad espacial se pueden clasificar en dos grandes grupos, esquemas de diversidad espacial en transmisión y esquemas de diversidad espacial en recepción.

#### 2.4.1.1. Diversidad Espacial en Recepción

La diversidad espacial en recepción constituye una familia de técnicas maduras, las cuales han sido estudiadas profundamente desde la década de 1950. El escenario de aplicación es un sistema con una sola antena transmisora y múltiples antenas receptoras. El receptor realiza una combinación lineal de las señales recibidas en cada elemento del arreglo con el objetivo de obtener una señal de mejor calidad. Existen diversas formas de combinar las señales de los elementos del arreglo de antenas en el receptor, las tres alternativas más importantes en la literatura son:

*Combinación con Relación Máxima (Maximal Ratio Combining - MRC)* en este método se ponderan primero las señales que se perciben en cada uno de los elementos del arreglo de antenas en recepción, combinándolas posteriormente de forma coherente con el objetivo final de maximizar la **SNR** de la señal resultante a la salida. El factor de ponderación de cada una de las ramas de recepción es directamente proporcional a la ganancia de canal que experimenta el elemento de antena correspondiente.

*Combinación con Igual Ganancia, (Equal Gain Combining - EGC)* el procesamiento de señales que se lleva a cabo en este método es similar al que se realiza en **MRC**. La principal diferencia radica en que en **EGC**, los módulos de los factores de ponderación para cada una de las señales son idénticos entre sí. Como todas la señales a la salida del arreglo de antena se ponderan de igual modo, se reduce ligeramente la complejidad del procesamiento de señales en recepción (a expensas de una ligera degradación en la calidad de la señal resultante a la salida respecto al caso **MRC**).

*Selección de Antenas en Recepción, (Receive Antenna Selection - RAS)*, a esta técnica se la suele conocer también con el nombre de diversidad conmutada (*switched diversity*). El algoritmo **RAS** se encarga de seleccionar la señal del elemento de antena con mejor **SNR**, para alimentar posteriormente al bloque decodificador en recepción. Este tipo de algoritmo se emplea en receptores simples, con pocos requerimientos de procesamiento; sin embargo, representa la alternativa con menor grado de desempeño de los tres esquemas de diversidad en recepción expuestos.

### 2.4.1.2. Diversidad Espacial en Transmisión

En la diversidad espacial en transmisión (*Transmit-Diversity - TD*) la idea es lograr una ganancia de diversidad al enviar réplicas de señales a través de los elementos del arreglo de antenas en el transmisor. Para permitir que en el receptor se pueda implementar una detección sincrónica, es necesario un pre-procesamiento de la señal antes de la transmisión, típicamente sin el conocimiento del canal en el transmisor. Con ésta técnica es requisito que el arreglo de antenas esté presente en el transmisor, siendo opcional en el receptor.

En la literatura existen dos grandes grupos de técnicas de **TD** de acuerdo a la disponibilidad de **CSIT**, las de lazo abierto (*Open-Loop - OL*) y lazo cerrado (*Closed-Loop - CL*). En los esquemas de diversidad en transmisión a lazo abierto (*Open-Loop Transmit-Diversity - OL-TD*), el emisor no dispone de **CSIT** alguna, por lo que supone los parámetros de transmisión fijos. No obstante, en los esquemas de diversidad en transmisión a lazo cerrado, **CL-TD**, el emisor utiliza la **CSIT** disponible para adaptar convenientemente los parámetros de transmisión, según las condiciones instantáneas de canal que experimenta el usuario. El nivel de adaptación varía de acuerdo al caudal de información que se reporta y en este sentido los sistemas que aplican **CL-TD** presentan un desempeño comparativamente superior a los que aplican esquemas **OL-TD**.

En conjunto con las ganancias mencionadas, de orden espacial, hacia finales de los años 90 se desarrollaron técnicas que podían alcanzar ganancias de orden temporal de manera simultánea. Estas técnicas se concentraron en incrementar la ganancia de diversidad de la señal recibida empleando arquitecturas de diseño **OL** por sus ventajas de costo de implementación comparadas con las arquitecturas **CL**. Estas técnicas son conocidas como códigos en bloque espacio-temporales (*Space-Time Block Code - STBC*), las cuales se pueden dividir en dos grandes grupos:

*Códigos en bloque espacio-temporal.* Los **STBC** representan la familia de esquemas más sencillos de codificación (*Space-Time - ST*). Estos permiten obtener una ganancia por diversidad espacial de manera simple. La referencia más importante es la que desarrolló Alamouti [52] en 1998. En ese trabajo y considerando un escenario de un arreglo de antenas con dos elementos en transmisión, la idea principal es lograr una transmisión espacio-tiempo ortogonal, lo que permite en el receptor una detección de máxima verosimilitud mediante una simple transformación lineal.

*Códigos Trellis Espacio-Temporal* [53] (*Space-Time Trellis Code - STTC*). Los **STBC** no pueden alcanzar la tasa de transmisión de un sistema **SISO** cuando se utilizan señales complejas en presencia de más de dos antenas en transmisión. Aunque proveen ganancia por diversidad espacial, no permite aprovechar de forma completa la capacidad de un sistema con **MIMO**. Con la idea de superar esta limitación Tarok *et al*, presentaron en [54] una nueva familia de códigos **ST**, conocidos como **OSTBC**. Estos códigos tienen la capacidad de proveer ganancia por diversidad espacial en simultáneo con parte de la ganancia de codificación del esquema. Sin embargo, la complejidad asociada a estos esquemas se incrementa de manera proporcional con el número de bits del esquema de modulación utilizado.

En el receptor, por otro lado, la estrategia óptima de decodificación, en sentido (*Maximum Likelihood Sequence Estimation - MLSE*), puede ser implementada mediante un algoritmo de Viterbi [55].

### 2.4.2. Técnicas de Conformación de Haz

Los arreglos de múltiples antenas desplegados a ambos extremos del enlace también se pueden utilizar para incrementar la **SNR** en recepción y para mitigar interferencia multiusuario (*Multiple-Access Interference - MAI*). En base a que la señal transmitida toma diferentes trayectos para arribar al receptor, si el receptor conoce las direcciones dominantes en las que arriba la señal es posible aplicar las técnicas de conformación de haz para ajustar el lóbulo principal del arreglo receptor para obtener una alta directividad hacia los ángulos dominantes de arriba. De esta manera la **SNR** se puede incrementar significativamente en comparación con un arreglo con diagramas de radiación omnidireccional. En la literatura este incremento de la **SNR** es conocido como ganancia del arreglo (*array gain*). De manera similar, si las direcciones dominantes de propagación son conocidas en el lado transmisor, la energía transmitida puede concentrarse en esas direcciones y no desperdiciarse en direcciones que no contribuyen a la señal recibida. Los esquemas de conformación de haz son diseños implementados en arquitecturas **CL** equipadas con múltiples antenas que posibilitan extraer ganancia de potencia del canal inalámbrico. A diferencia de los métodos **OL**, los mecanismos de conformación de haz en transmisión (o **CL-TD**) aprovechan la **CSI** reportada desde el terminal móvil (*Mobile Station - MS*) hacia la estación base (*Base Station - BS*) a través de un canal reverso de señalización. Esta **CSI** se puede utilizar para ponderar las señales que se transmiten a través de cada uno de los elementos del arreglo de antenas para conseguir que los múltiples aportes de señal se combinen de manera constructiva en recepción. De este modo, se logra reforzar la energía de la señal deseada en recepción.

En un enlace descendente donde el reporte de **CSI** se realiza a través de una banda de frecuencia distinta al del envío de información **FDD**, la **CSI** se estima en recepción en cada uno de los receptores, se discretiza y finalmente se reporta hacia el transmisor a través de mecanismos de señalización apropiados. A continuación se describen brevemente las técnicas de diversidad en la transmisión en una arquitectura de lazo cerrado **CL-TD** diseñadas para el **DL** de un sistema MIMO con **FDD**. Las tres opciones más populares son:

#### 2.4.2.1. Selección de antenas en transmisión (*Transmit Antenna Selection - TAS*)

Conocida también como Combinación con Selección de Transmisor (*Transmitter Selection Combining - TSC*) [56], en esta técnica toda la potencia de transmisión se aplica a la antena que presenta la mayor ganancia de canal. El principal beneficio de **TAS** es el bajo caudal de información de retro-alimentación que necesita reportar. Sin embargo, su desempeño relativo a otros esquemas **CL-TD** es inferior y es sensible a los errores en el reporte en el canal de retro-alimentación [57].

#### 2.4.2.2. Transmisión con igual ganancia (*Equal Gain Transmission - EGT*)

Esta técnica controla la fase de la señal aplicada a cada elemento del arreglo de antenas en transmisión, de manera que se superpongan de manera constructiva en el extremo receptor. Con esto se consigue que la potencia de transmisión se mantenga siempre balanceada a lo largo de los distintos elementos que componen el arreglo de antenas. Un algoritmo específico para implementar **EGT** en un sistema MIMO con **FDD**, conocido como CL-TD Modo 1 Generalizado (*Generalized Mode 1 - g-mode 1*), fué presentado en [56]. En este algoritmo, las diferencias de fase que existen entre las señales provenientes desde las distintas antenas se ajustan respecto a una antena de referencia [58]. Para esto, el receptor reporta hacia la **BS** las correc-

ciones de fase (palabra código de longitud  $M_t - 1$ ) y la discretización de cada una de las fases relativas se realiza en forma independiente empleando  $N_{rp}$  bits de cuantización por antena.

#### 2.4.2.3. Transmisión con relación máxima (*Maximal Ratio Transmission - MRT*)

Es una extensión del esquema *EGT*, donde el transmisor, además de ajustar las fases relativas de los coeficientes de conformación de haz en los distintos elementos del arreglo de antena, también pondera las amplitudes relativas de los coeficientes para que la energía en recepción se maximice. Es decir que canaliza la mayor potencia de transmisión por la antena que presenta la mayor ganancia de canal. Este esquema resulta *CL-TD* óptimo en términos de desempeño aunque su implementación práctica requiere complejos estimadores de canal, un mayor caudal de información de retro-alimentación para incluir información de amplitud y amplificadores de potencia con respuesta lineal en todo el rango de variación.

Un algoritmo específico para implementar *MRT* en un sistema *MIMO* con *FDD* se conoce con el nombre *CL TD Modo 2 Generalizado (Generalized Mode 2 - g-mode 2)* [56]. En este algoritmo, el receptor primero ordena de mayor a menor todas (o algunas) de las ganancias individuales de canal, para posteriormente seleccionar la información de señalización de fase aplicando el algoritmo *CL-TD g-mode 1* descrito en el punto anterior. Luego, reportan a la *BS* tanto la información del orden de las ganancias individuales de canal como las diferencias de fase de cada una de ellas (respecto a la antena que se emplea como referencia). Posteriormente, la *BS* procesa esta información para establecer los valores de amplitud y fase de cada uno de los pesos de conformación de haz que se deben aplicar en transmisión, los cuales se seleccionan de un conjunto de cuantización finito que se conoce a priori en ambos extremos del enlace de comunicación. Cuando este algoritmo de señalización reporta el orden de las ganancias de canal en forma completa, la longitud de la palabra de retro-alimentación contara de  $\lceil \log_2(M_t!) \rceil$  bits de orden y  $(M_t - 1)N_{rp}$  bits de fase.

#### 2.4.2.4. Supresión de Interferencia

La conformación de haz (*beamforming*) puede ser interpretada como un filtrado lineal en el dominio espacial. Gracias a esto, también es beneficiosa en ambientes multiusuarios donde se la utiliza con el fin de minimizar la interferencia multiacceso. Para esto, se puede ajustar los diagramas de radiación para lograr un mínimo de radiación en la dirección espacial de otros usuarios y al mismo tiempo maximizar la energía electromagnética en la dirección espacial del enlace de interés [59]. El beneficio inmediato en el enlace es un incremento de la SNR en la recepción del usuario deseado y una disminución de la interferencia multiacceso percibida por el resto de los usuarios presentes. El manejo del diagrama de radiación a través del arreglo de antena permite coexistir múltiples usuarios dentro del mismo ancho de banda. Este concepto es conocido en la literatura como una técnica de acceso múltiple por división de espacio *SDMA* [60].

### 2.4.3. Técnicas de Multiplexación Espacial

Las técnicas de multiplexación espacial *SM* tienen el objetivo de maximizar la tasa de transferencia de datos. La idea de la multiplexación espacial fue publicada por primera vez en [61]. El principio básico de esta técnica es descomponer el flujo de datos en  $M_t$  sub-secuencias, que

son moduladas y transmitidas simultáneamente en el arreglo de antenas transmisora. En el receptor, las secuencias combinadas que arriban al arreglo de antenas son separadas mediante la aplicación de algún tipo de algoritmo de cancelación de interferencia [62]. En base al comportamiento del canal en relación a la tasa de datos, existen varias alternativas de algoritmos de recepción que pueden alcanzar distintos grados de aprovechamiento de la ganancia **SU-MIMO**.

En el caso de canales de banda angosta, un esquema directo consiste en codificar en forma conjunta las corrientes de datos que se transmiten desde los diferentes elementos del arreglo de antenas. aplicando además detección (*Maximum Likelihood - ML*) de forma conjunta en las señales que se observan en los múltiples elementos de antena en recepción. Sin embargo, el **ML** logra desempeños próximos a los valores de capacidad del sistema **SU-MIMO** gracias a la búsqueda exhaustiva sobre todas las posibles combinaciones de bits transmitidos, con una complejidad de implementación proporcional al número de antenas y la cantidad de bits por símbolo del esquema de modulación. Por esto, la implementación de este receptor suele resultar inviable en sistemas prácticos. Con la idea de buscar receptores alternativos aplicables a este esquema, existen opciones de baja complejidad como los receptores basados en transformaciones lineales. Estos pueden ser, el de forzado de interferencia a cero (*Zero-Forcing Receiver - ZF*) o de criterio de mínimo error cuadrático medio (*Minimum Mean Square Error - MMSE*). Sin embargo, el desempeño en términos de **BER** es típicamente pobre, especialmente cuando la cantidad de elementos del arreglo en recepción es comparable al de transmisión ( $M_r \leq M_t$ ). Ahora si  $M_r \geq M_t$  es posible obtener ganancia por diversidad.

Por otro lado, existen esquemas denominados estructuras Espacio-Temporal en Capas (*Layer Space-Time - LST*) las cuales permiten dividir el proceso de de-modulación en varios bloques separados con complejidad de procesamiento reducida. Este esquema es conocido en la literatura como arquitectura (*Bell Labs Layered Space-Time - BLAST*). En la arquitectura **BLAST**, el transmisor divide el flujo de datos en  $M_t$  corrientes de datos secundarios (*Layers*). Luego las  $M_t$  sub-secuencias de datos son transmitidas simultáneamente por el arreglo de antena. Cuando se aplica este esquema en medios inalámbricos sobre un escenario rico en dispersores, las ganancias de canal entre cada par de antena transmisor-receptor tienden a ser independientes entre sí.

En el lado receptor, es posible utilizar el receptor **ML** pero existen alternativas de recepción de baja complejidad que involucra varias etapas de procesamiento, forzado de interferencia a cero y luego cancelación de interferencia. En este tipo de algoritmo de recepción, las diferentes capas no son demoduladas de manera simultánea sino de manera sucesiva. En primera instancia se aplica a cada capa un algoritmo de forzado de interferencia a cero. Luego, el receptor selecciona la capa (flujo de información independiente) con mayor **SNR** y demodula los datos de esta capa considerando a las otras capas como interferencia. Posteriormente, la influencia de esta capa demodulada, es restada de la señal recibida (paso de cancelación). Basado en esta señal modificada, nuevamente se implementa un forzado de interferencia a cero y el algoritmo selecciona de nuevo la capa con mayor **SNR**. El proceso se repite con todas las capas restantes. Debido a la operación de forzado de interferencia el algoritmo impone la restricción de que la cantidad de elementos en el arreglo en recepción se mayor o igual que el de transmisión. Cabe aclarar que este esquema de recepción guarda muchas similitudes con el algoritmo de cancelaciones sucesivas (*Successive Interference Cancellation - SIC*) propuesto en el contexto de un esquema de comunicación de acceso múltiple por división de código (*Code-Division Multiple-Access - CDMA*). Un análisis detallado de este esquema **BLAST** y su desempeño es presentado en [63]. Es importante mencionar también que algunos esquemas **SM** emplean algún tipo de

estructura de codificación de canal. Los tipos de estructuras de codificación de canal existentes pueden clasificarse según las dimensiones en las que operan. Las estructuras de una dimensión operan en la dimensión temporal y en total se distinguen tres tipos de esquemas según donde aplica la codificación:

- **Horizontal** La codificación se realiza por capa y el receptor decodifica individualmente cada capa.
- **Vertical** La codificación se realiza en el flujo original de información y el receptor debe decodificar de manera conjunta los datos.
- **Diagonal** Combinación de las anteriores.

La mayoría de los esquemas **SM** emplean una estructura de codificación y decodificación de una sola dimensión; la temporal. Una comparación de desempeño de ellas en la dimensión temporal es presentada en [64]. Cabe aclarar que los esquemas **SM** mencionados son arquitecturas **OL** y como máximo, alguno de ellos, requieren de la información de estado de canal en el receptor. Sin embargo, existen propuestas que incorporan reportes de estado de canal al transmisor, como en [65]. En ese trabajo, el receptor selecciona un subgrupo de antenas en transmisión de tamaño  $1 : M (M > M_t, M_r \geq M)$  y lo reporta al transmisor para luego transmitir  $M$  corrientes de datos a través de las antenas seleccionadas. El criterio de selección del grupo de antenas puede maximizar la **SNR** o la Capacidad.

Más información de **SM** puede ser encontrado en el trabajo de Mietzner [62] el cual ofrece una excelente recopilación de trabajos en técnicas multiantena. Así también, en el trabajo de Mesleh [66] donde se aplica **SM** en esquemas de modulación (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing - OFDM*) para canales con desvanecimiento selectivo. En la Fig.2.12, a manera de resumen, se muestran las principales técnicas de implementación asociadas a cada propósito del sistema **MIMO** con único usuario.

**Combinación de Técnicas** La utilización de arreglos de antenas en ambos extremos del enlace de radio permite también combinaciones de las distintas técnicas de diversidad espacial, conformación de haz y multiplexación espacial. Sin embargo, para lograr un incremento de desempeño general en la comunicación, los esquemas de conformación de haz deben ser adaptados a las técnicas de diversidad espacial y multiplexación espacial. Los esquemas de comunicación **MIMO** que combinan estas técnicas guardan muchas similitudes con los esquemas de comunicación multiusuarios. En este sentido, en la sección de receptores abordaremos este tema que es el ambiente de trabajo de este proyecto de investigación.



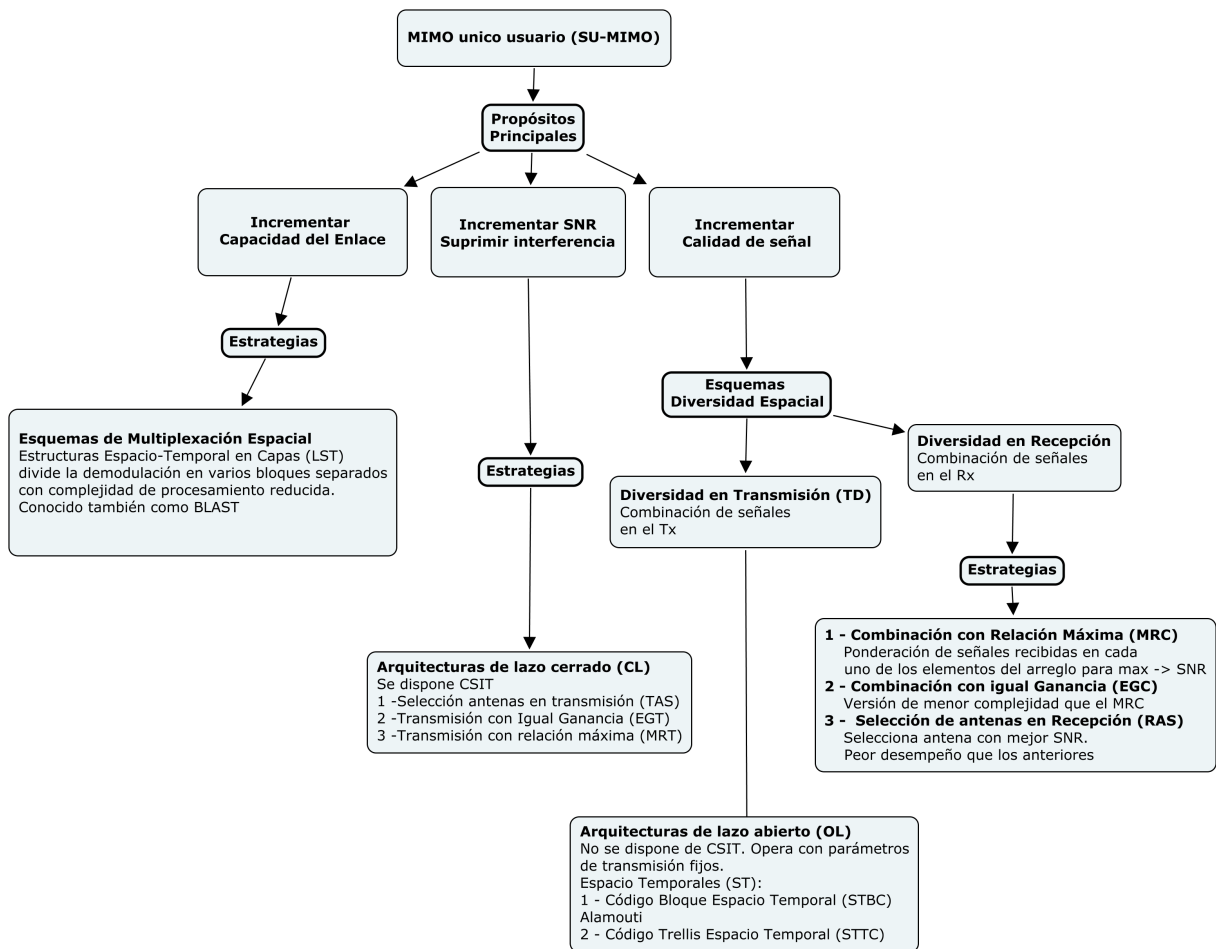


Figura 2.12: Resumen de las técnicas aplicables en MIMO con único usuario.

## 2.5. Sumario

En este Capítulo se revisaron los conceptos más importantes de la fundamentación y caracterización de la propagación de señales en canales.

Cabe resaltar que todo lo mencionado en este capítulo, en lo que a modelos de canal se refiere, corresponde a enlaces de radio punto a punto que despliega una sola antena en cada extremo del enlace. Este tipo de sistema se conoce en la literatura como sistemas de comunicaciones **SISO**. Los sistemas que despliegan múltiples elementos de antena en cada extremo del enlace se conocen como sistemas **MIMO**.

En base a la consideración de que el canal tiene un comportamiento lineal, se observó que es posible obtener una caracterización determinística del canal. Sin embargo, dada la cantidad de factores desconocidos o con configuración aleatoria una descripción más adecuada cae en el dominio estocástico. Obtener una descripción completa en el dominio estocástico no resulta viable pero gracias al trabajo de Bello, es posible obtener una descripción estocástica del comportamiento del canal en dos dimensiones a través de la función de *scattering*. Luego, se describieron los modelos más importantes presente en la literatura, siendo el propuesto por Nakagami el más general, pues los demás son casos particulares de éste. En base a la función de *scattering*, de dos dimensiones, se discutieron los conceptos de selectividad tanto en el dominio espacial como en el dominio de retardo de donde surgen importantes parámetros de caracterización de los mismos. Se realizó también la extensión de caracterización **SISO** a **MIMO** con único usuario, exponiendo los potenciales beneficios del canal **MIMO** con único usuario y las técnicas orientadas a extraer las distintas ganancias que ofrece el despliegue de múltiples antenas. Cabe resaltar que en casi todas las técnicas que se describieron para el canal **MIMO** con único usuario, consideran que el comportamiento del canal configurado entre las distintas antenas como estocástico, con desvanecimiento Rayleigh y con respuestas independientes en el dominio espacial. Esta consideración del comportamiento del canal es una idealización que raramente se cumple en un escenario realista. Sin embargo, existe un consenso general en la comunidad científica de que es un buen punto de partida para analizar el desempeño general de un sistema de comunicaciones. Consecuentemente, en el Capítulo siguiente se adopta este tipo de comportamiento de canal para analizar el desempeño de la arquitectura de sistema propuesto. Luego, en Capítulos posteriores analizaremos las modificaciones necesarias que deben introducirse en el modelo de canal para acercarlo a un escenario más realista.

## Capítulo 3

# Arquitectura de Sistemas de Comunicaciones MIMO con Múltiples Usuarios

La cantidad de dispositivos inteligentes desplegados para el 2020 se espera que alcance los 50 billones [67]. Esta cantidad de dispositivos establece crecientes exigencias en cuanto a la habilidad de estos sistemas para proveer en forma simultánea una utilización eficiente del ancho de banda, una mayor tasa de información y un menor costo inherente al diseño del sistema. El tráfico de datos de la red de dispositivos **M2M** es bidireccional y actualmente existe mucho esfuerzo en solucionar el acceso al núcleo de la red por parte de los dispositivos. Esta situación puede resultar comprometedor para el desempeño del enlace de bajada del sistema de comunicaciones. En función de la tecnología adoptada y la porción del espectro donde opere, el nivel de interferencia puede resultar perjudicial para el desempeño de la red **IoT** dado que el enlace de bajada constituye el camino de información procesada por la red. En este sentido, sistemas **MIMO** con múltiples dispositivos receptores constituyen el tema de interés de este Capítulo. El canal **MIMO** con Múltiples Usuarios **MU-MIMO** es caracterizado por ser compartido entre los múltiples dispositivos activos que componen al sistema. De acuerdo al sentido del flujo de información existen dos tipos de canales **MU-MIMO**: el canal **MAC** y el canal de difusión **BC**. El **MAC**, conocido también como (*UpLink* - **UL**) o canal reverso, posee múltiples dispositivos **MS** enviando información en forma simultánea hacia un único receptor (**BS**) en una misma porción espectral. El **BC**, conocido también como canal directo, dispone de un único transmisor **BS** enviando información individual en forma simultánea hacia múltiples receptores. En el escenario **BC**, los receptores tienen el objetivo de separar los datos que le corresponden y descartar los que son destinados a otros dispositivos considerándolos como parte de la interferencia.

Desde el punto de vista de la teoría de la información, varios trabajos de investigación extendieron los resultados de capacidad de los sistemas **SU-MIMO** a escenarios de comunicación multiusuarios **MU-MIMO** (punto-a-multipunto o multipunto-a-punto), motivados principalmente por la similitud de los mismos cuando se los compara con los sistemas de comunicación celulares o los basados en la tecnología de Red de Área Local Inalámbrica (**WLAN**). En dichos trabajos se observó que es posible explotar ganancia por **SM** en este tipo de escenario inalámbrico, aun cuando los dispositivos portátiles del sistema sólo se encuentran equipados con una única antena de radio [8]. En esta circunstancia, cuando la **BS** se comunica simultáneamente con varias **MS**, los elementos de antena de estos usuarios se pueden agrupar de manera

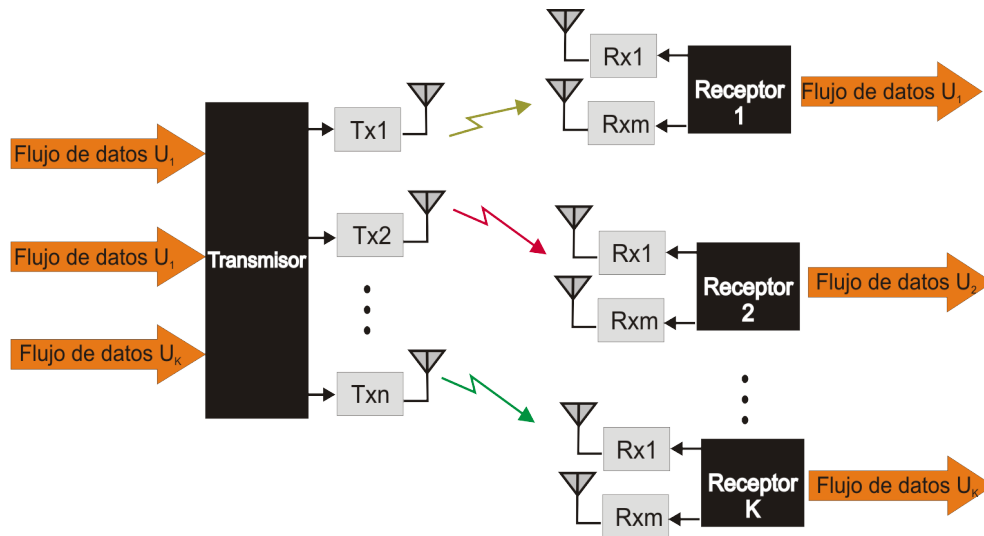


Figura 3.1: Sistema de Comunicaciones MIMO Inalámbrico con Múltiples Usuarios.

colectiva para configurar un canal *MIMO virtual*. De esta forma, es posible explotar la ganancia por **SM**, a nivel sistema, aunque los dispositivos portátiles desplieguen un único elemento de antena por limitaciones físicas. Sin embargo, como contrapartida, el aumento de la interferencia generada por la comunicación simultánea de varios usuarios limita la tasa alcanzable en este tipo de sistemas.

Los distintos puntos que componen la región de capacidad de un **BC** con **MIMO** se pueden alcanzar aplicando técnicas no lineales de codificación en transmisión conocidas como **DPC** [68]. Sin embargo, **DPC** es un concepto teórico difícil de implementar en la práctica. Entre las dificultades propias de este esquema se encuentra la imposibilidad de determinar la forma óptima de compartir los recursos espaciales entre los distintos usuarios activos del sistema, especialmente cuando el número de usuarios activos es grande.

La alta complejidad de **DPC** dio pie al análisis de diferentes técnicas de precodificación subóptimas, con la idea de evaluar cual es la pérdida real de desempeño de las mismas respecto al caso ideal. En este contexto, los autores de [11] propusieron utilizar técnicas de Conformación de Haz Lineal (**LBF**) en transmisión como una alternativa de menor complejidad que posibilite servir a varios usuarios en forma simultánea aprovechando su separación espacial. En dicho trabajo, se muestra que en un escenario donde el número de usuarios activos es superior al número de elementos del arreglo de antena en transmisión, i.e.,  $K \gg M_t$ , el empleo de técnicas **LBF**, permite alcanzar grados de desempeños próximos a la región de capacidad del **BC** inalámbrico con **MIMO**. **LBF** consiste en ponderar cada flujo de información destinado a cada usuario por un vector de conformación de haz lineal e independiente. Pero, determinar la solución **LBF** óptima de un **BC** con **MIMO** (i.e., los vectores de conformación de haz idóneos y los factores de potencia óptimos para cada usuario) involucra un problema de optimización difícil de tratar en forma analítica [8]. Con la idea de lidiar con esta problemática, un esquema atractivo es el enfoque subóptimo conocido como **ZFBF** [10], que constituye una alternativa de pre-codificación lineal con una solución de compromiso equilibrada entre desempeño y complejidad de implementación para un **BC** con **MIMO**.

En **ZFBF** la matriz de precodificación lineal que se aplica en transmisión se selecciona con la premisa de anular la interferencia mutua que experimentan los usuarios móviles en recep-

ción [10, 11]. Cuando el número de usuarios es superior al número de elementos de antena del arreglo en transmisión (i.e.,  $K \gg M_t$ ), se debe recurrir al empleo de mecanismo de *diagramación de usuarios* (selección de usuarios) para alcanzar la cancelación total de la interferencia mutua en recepción. En esta circunstancia, los algoritmos de diagramación deben identificar un subconjunto de usuarios  $\mathcal{S} \subseteq \{1, \dots, L\}$  convenientemente seleccionado (con  $|\mathcal{S}| \leq M_t$ ), con el propósito final de maximizar, por ejemplo, la tasa de transmisión suma alcanzable. Hay que resaltar que la eficiencia de potencia del esquema ZFBF se incrementa a medida que aumenta el grado de ortogonalidad de los usuarios seleccionados en transmisión. Además, el empleo de este esquema de precodificación lineal en un BC con MIMO demuestra alcanzar (analíticamente) la capacidad suma de este tipo de canal a medida que la cantidad de usuarios activos dentro del sistema crece asintóticamente [11].

Combinar esquemas de precodificación lineal con diagramación multiusuario resulta atractivo para implementaciones en sistemas prácticos reales con muchos usuarios. Los resultados de capacidad que se derivaron de los trabajos anteriores consideran que la BS cuenta con conocimiento ideal de la CSIT. En la práctica, la CSIT sólo se puede adquirir a través de muestras parciales de la CSIR que son estimadas por las MSs, las cuales son reportadas luego hacia la BS a través de mecanismos de señalización con ancho de banda generalmente restringido, dando lugar a un conocimiento de la CSI, en la BS, incompleto o parcial. No obstante, en presencia de un BC con MIMO operando en régimen de sistema alto (esto es, cuando  $K \geq M_t$ ), con bajos niveles de cuantización en los reportes CSIT, es posible capitalizar una ganancia por Multiplexación Espacial SM completa y conseguir en consecuencia un nivel de desempeño próximo al óptimo en este tipo de escenario [69, 70]. Además, en este tipo de escenario, la selección inteligente de usuarios en base a su condición de canal instantánea en transmisión permite incrementar adicionalmente la tasa de transferencia de datos alcanzable a nivel de sistema. Este incremento adicional es conocido en la literatura como ganancia por MUD.

El uso de CSIT parcial en un BC con MIMO incrementa la interferencia mutua que experimentan las MS en recepción. Como es de esperarse, la disponibilidad parcial de la CSIT en el transmisor genera una penalidad a la hora de anular la interferencia mutua experimentada por los usuarios. Varios trabajos de investigación caracterizaron el impacto que tiene el empleo de CSIT parcial en el DL de un sistema de comunicaciones inalámbrico de este tipo, mostrando que aún con restricciones prácticas en la realimentación de información de canal, el sistema alcanza una tasa de transmisión suma alcanzable próxima al desempeño con CSIT ideal o completa [18]. Si bien los desempeños de sistemas medidos en términos de capacidad resultan de gran ayuda para evaluar el potencial de un sistema, no otorgan información práctica sobre el tipo de detección que hace posible obtener ganancias similares en términos de tasa de error o nivel de interferencia tolerable [71].

El tipo de detección a emplear en un sistema depende principalmente de la intensidad de la interferencia que deba soportar. Cuando el número de usuarios interferentes crece, también se incrementa el nivel de interferencia volviendo necesario el empleo de esquemas de detección multiusuario [20]. El desempeño de un receptor convencional, con la detección extendida de un simple usuario a un un escenario multiusuario, se degrada rápidamente al incrementarse la interferencia debido a que desconoce la estructura de la misma y la toma como parte del ruido. Resulta evidente, entonces recurrir a otras estrategias de detección de baja complejidad y capaz de adaptarse a variaciones del canal. Es por esto que resulta necesario desarrollar algoritmos de detección que permitan obtener incrementos significativos en la tasa de transferencia de datos, con la premisa de que los mismos puedan ser implementadas en condiciones reales de

funcionamiento y en presencia de niveles de interferencia no nulos.

De acuerdo a lo expuesto, este capítulo se enfoca a analizar diferentes tipos de arquitectura de receptores multiusuario para canales que combinan la diversidad de transmisión a lazo cerrado con la diagramación multiusuario. Concretamente, el estudio se concentra en obtener el desempeño, en términos de tasa de error de distintos receptores multiusuarios combinados con un esquema de prefiltrado de **LBF**, como alternativa de precodificación lineal de baja complejidad para implementar una estrategia de acceso múltiple por división en espacio en transmisión. En base a esto, se determina cual de ellos presenta la mejor relación desempeño/complejidad, tomando en cuenta las restricciones de implementación prácticas que existen en los sistemas móviles reales.

El capítulo se organiza de la siguiente manera en la Sección 3.1, se describen los tipos de información de estado de canal disponible en la literatura. En la Sección 3.2, se describen los tipos de algoritmos de selección de usuarios. En la Sección 3.4 se analizan los distintos tipos de estrategias de recepción multiusuario. En la Sección 3.5, se analiza el desempeño del Receptor Adaptativo Ciego en combinación con diagramadores de usuarios propuestos y finalmente en la Sección 3.6, se brindan las conclusiones del capítulo.

### 3.1. Tipos de información de estado de canal

La posibilidad de contar con algún tipo **CSI** reviste gran importancia en el diseño de estrategias de transmisión para canales de comunicación inalámbricos. El alcance de este concepto se vuelve muy importante en presencia de sistemas **MU-MIMO**, donde la ausencia de **CSI** genera una pérdida total de grados de libertad en transmisión [72]. Además, existe una diferencia de desempeño significativas entre un sistema **MU-MIMO** y un sistema **SU-MIMO** cuando se abastece al transmisor con algún tipo de **CSI**. La mayor parte de los trabajos de investigación suponen que las **MS** disponen de **CSIR** ideal, sin embargo, en sistemas prácticos es conveniente caracterizar el comportamiento de un canal **BC** con **MIMO** cuando la tasa de realimentación disponible sólo permite disponer **CSIT** parcial. En la literatura, se suele analizar tres casos de estudio distintos a saber:

- Presencia Completa de **CSIT**
- Ausencia total de **CSIT**
- Presencia parcial de **CSIT** (Información **CSI** estadística o cuantizada en el transmisor)

Considerar que las **MS** disponen de **CSI** completa en recepción es una hipótesis razonable para el **BC** de un sistema de comunicación inalámbrica, donde las técnicas de estimación de canal basadas en secuencias de entrenamiento se pueden implementar de manera eficiente a partir del empleo de señales pilotos comunes que se irradian secuencialmente desde cada uno de los elementos de antena de la **BS** hacia todos los usuarios activos del sistema. Los mecanismos de adquisición de **CSI** se basan siempre en mediciones de canal que se llevan a cabo en el receptor, las cuales, deben ser informadas al transmisor a través de mecanismos de señalización adecuados. En un sistema con **TDD**, el transmisor explota el concepto de reciprocidad del canal inalámbrico, siempre y cuando el tiempo de coherencia del canal sea mucho mayor que el intervalo de transmisión del sistema. En un sistema con **FDD**, como contrapartida, se deben

implementar mecanismos de señalización que posibiliten transportar la **CSI** que estiman los receptores hacia el transmisor.

El caudal de información de realimentación que se debe reportar depende de la tasa de variación del canal. En sistemas de comunicaciones diseñados para medios inalámbricos con alta movilidad el caudal de información de realimentación que se debe reportar aumenta considerablemente. De la misma manera, el volumen de información de realimentación se incrementa en presencia de sistemas de comunicaciones de banda ancha (*Wideband*), donde el comportamiento selectivo en frecuencia del medio inalámbrico hace necesario estimar la **CSI** en transmisión en varias porciones espectrales (cuyo tamaño es proporcional al ancho de banda de coherencia del canal).

Desde el punto de vista de la teoría de la información, el autor de [73] expresa la conveniencia de servir simultáneamente varios usuarios en la modalidad SDMA, seleccionando de forma apropiada la matriz de precodificación en el extremo transmisor. Esto se logra con la información de **CSIT** que, en el caso de que se cuente con la presencia completa del mismo, la matriz de precodificación es óptima. Sin embargo, esta hipótesis de trabajo es poco representativa en la mayoría de los sistemas de comunicaciones prácticos, por lo que en el presente trabajo se considerará esta hipótesis como límite superior ideal de desempeño en receptores.

En ausencia de **CSIT** no se puede conseguir ganancia por **SM**, debido a que la **BS** se ve imposibilitada de conocer cuáles son las direcciones espaciales en las cuales conviene concentrar la energía electromagnética irradiada en el extremo transmisor. Esto es lo que se conoce como pérdida total de los grados de libertad en transmisión.

Debido a que la suposición de la presencia de **CSIT** completa es una situación ideal, la mayoría de los trabajos que analizan el comportamiento de este tipo de canal se concentra en la situación intermedia, cuando el caudal de **CSI** se reporta de manera no completa. El término **CSIT** parcial, también conocido como *Información de realimentación limitada*, hace referencia a cualquier forma posible de **CSI** que se reporte en forma incompleta desde las **MS** hacia la **BS** del sistema. Por ser este tipo de esquema un enfoque más realista, a continuación se amplía este tipo de reporte.

### 3.1.1. Información parcial de estado del canal

La primera alternativa natural que surge a la hora de comprimir el caudal de datos de una fuente de información es emplear cuantización. En un **BC** con **MIMO**, la fuente de información es representada por los elementos que constituyen el vector de estado de canal en recepción, **CSIR**, (o de manera equivalente, los vectores de precodificación óptimos que se deben aplicar en transmisión). La tasa de **CSIT** parcial realimentada depende, entre otros factores, de la frecuencia con que se actualiza esta información (suele ser una fracción del tiempo de coherencia del canal), el número de parámetros que se necesita reportar y la resolución con que se desea conocer esta información. La mayor parte de los trabajos publicados en la literatura se concentran en proponer técnicas para reducir el número de parámetros a reportar y/o minimizar la cantidad de bits de resolución que se deben emplear en su discretización.

El desempeño de un sistema de comunicación que aplica precodificación en transmisión con **CSIT** parcial depende de los criterios aplicados en el diseño del esquema de cuantización de los vectores de canal en recepción. El diseño de esquemas de cuantización de **CSI** presenta similitudes y diferencias con los problemas clásicos de codificación de fuentes de información. Ambos problemas buscan minimizar la distorsión entre la información fuente y su representación cuan-

tizada. No obstante, entre las diferencias claves de diseño se puede mencionar que el esquema de cuantización puede (y es conveniente) que trabaje con el vector de canal normalizado. Además, los valores que toman los elementos del vector de canal (sin normalizar) y la variable que se desea cuantizar se pueden ubicar en espacios vectoriales diferentes (pudiendo incluso poseer distintas dimensiones). La metodología de diseño de un esquema de cuantización óptimo para un sistema MIMO a lazo cerrado no posee todavía solución definitiva [73]. Por este motivo, en esta Tesis se recurre a un esquema de cuantización aproximado con desempeño subóptimo. En este sentido, una alternativa sencilla de diseño consiste en discretizar directamente los coeficientes del vector de estado de canal que experimentan los usuarios en recepción. A este concepto se lo referencia en la literatura con el nombre de precodificación con información de realimentación limitada (*limited feedback precoding*); el mismo fue propuesto por primera vez por Love *et al.* en [74] en el contexto de SU-MIMO. Lamentablemente, extender este concepto a un sistema MU-MIMO no es una tarea sencilla ya que, en esta circunstancia, el precodificador óptimo en transmisión depende también de los estados de canal que experimentan los usuarios restantes del sistema (que también participan de la comunicación). Para mantener bajo control este problema, se puede recurrir al empleo de una estructura de precodificación con determinadas propiedades específica (Ej. ZFBF), posibilitando de este modo reducir considerablemente el caudal de información de realimentación que se debe reportar en esta circunstancia.

A continuación se introducen brevemente una clasificación de los esquemas reportes parciales que se puede encontrar en la literatura. Bajo el término CSIT *parcial* utilizado en la literatura, se engloban los siguientes conceptos:

1. Reporte de estadísticas del vector de estado de canal estimado en recepción.
2. Reporte de información cuantizada del vector de estado de canal estimado en recepción.
  - Reporte de información cuantizada de la calidad de canal (*Channel Quality Information - CQI*).
  - Reporte de información cuantizada de la dirección de canal (*Channel Direction Information - CDI*).

### 3.1.1.1. Señalización por reporte de estadísticas del CSI

Este tipo de esquema esta basado en reportar únicamente las estadísticas de la CSIT manteniendo de esta manera acotado la tasa de información de realimentación a reportar. Esto se logra gracias a que las estadísticas de primer y segundo orden del canal varían lentamente comparado con los valores instantáneos que adoptan los vectores de estado del canal. Los mecanismos de adquisición de CSI en transmisión estadística se pueden también implementar de forma implícita promediando las mediciones de CSI en recepción del UL, para posteriormente hacer uso de la propiedad de reciprocidad estadística de estos parámetros entre ambos canales (UL y DL). Los mecanismos más importantes presentes en la literatura son:

- *Información del valor medio del canal (Channel Mean Information - CMI)*: Hace referencia al escenario de trabajo donde sólo se conoce el valor medio de la distribución de las ganancias de canal en transmisión. En este caso, no hay información relativa a la matriz de covarianza del canal (generalmente, se supone que los procesos de desvanecimiento espaciales son blancos).



- *Información de covarianza del canal (Channel Covariance Information - CCI)*: Hace referencia al escenario de trabajo donde el valor medio de las distribuciones de ganancia de canal se suponen nulos (e.g., porque el proceso de desvanecimiento varía rápidamente), mientras que la información correspondiente a la estructura espacial del canal (basada en los distintos trayectos de propagación del medio) se conoce en transmisión a partir de la matriz de covarianza de canal (espacial) que se reporta desde cada MS activa del sistema.

Los mecanismos de adquisición de CSIT parcial basados en la información de covarianza del canal se pueden aplicar tanto en sistemas con TDD como con FDD. A diferencia de la reciprocidad determinística (que sólo existe en sistemas con TDD), las estadísticas de canal del UL y DL tiene una alta correlación aun en sistemas con FDD. En este contexto, la diferencia que existe entre las distintas bandas de frecuencias de ambos canales se puede corregir a partir del empleo de una matriz de calibración de frecuencias en transmisión.

### 3.1.1.2. Señalización por reportes de información cuantizada de calidad de canal (CQI)

La tasa de transmisión suma alcanzable por un sistema MU-MIMO que solo dispone de CDI en transmisión se encuentra limitada a medida que el número de usuarios participantes crece. Este comportamiento se debe a que, en un sistema de comunicación inalámbrico donde las MSs no reportan CQI, el diagramador multiusuario en transmisión no tiene la habilidad de explotar la ganancia por MUD inherente al medio inalámbrico. De este modo, el sistema de comunicación multiusuario se ve impedido de capitalizar una ley de crecimiento doble-logarítmica en la tasa de transmisión suma del sistema respecto al número de usuarios participantes (i.e.,  $K$ ) [70]. En la literatura existen dos tipos de definiciones de CQI, cada una de las cuales es representativa de un escenario de trabajo específico:

- La CQI Norma de Canal (*Channel Norm CQI*)
- La CQI Relación Señal a Interferencia (*Signal-to-Interference power Ratio CQI*).

La CQI-Norm es proporcional a la norma del canal del usuario seleccionado, i.e.,

$$Q(\mathbf{h}_k) = \|\mathbf{h}_k\|, \quad (3.1)$$

mientras que la CQI-SIR es proporcional a la relación entre la energía de la señal deseada en recepción ( $d_k$ ) y la energía de la interferencia mutua ( $q_k$ ) en recepción por la presencia de CSIT parcial ,i.e.,

$$\check{Q}(\mathbf{h}_k) = \frac{E\{|d_k|^2\}}{E\{|q_k|^2\}} = \frac{|\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{l \in \mathcal{S}, l \neq k} |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2} \quad (3.2)$$

Aunque este tipo de esquema, permite obtener mejoras de desempeño a nivel de sistema, la complejidad y volumen de información asociada no se corresponde con el paradigma M2M. Por esta razón, en esta Tesis, se prefieren esquemas de reporte con complejidad reducida que mantengan acotado el caudal de los reportes.

### 3.1.1.3. Señalización por reportes de CDI cuantizados

Los esquemas de realimentación de información con tasa limitada para MU-MIMO son extensiones de esquemas originalmente pensados para sistemas SU-MIMO [69]. Estos esquemas resultan estar estrechamente ligados con un esquema general conocido como Cuantización Vectorial (*Vector Quantization - VQ*), donde los usuarios pueden reportar (idealmente) hasta  $N_D = 2^{N_{cd}}$  identificaciones de canal posibles, a través de un canal reverso con ancho de banda limitado a  $N_{cd}$  bits de información por usuario en cada instancia de transmisión. Este enfoque equivale a particionar el espacio vectorial del canal en  $N_D$  regiones de cuantización diferentes (no solapadas), donde cada una de estas regiones se identifican de manera unívoca a partir de una palabra código diferente. Luego, la BS recibe la información de la región de cuantización donde se encuentra el vector de canal instantáneo que observa cada MS en recepción. En un esquema de cuantización de este tipo, cada MS comparte de antemano con la BS un diccionario o conjunto de cuantización (*quantization codebook*). Cabe destacar que en la práctica es común suponer que la información de realimentación que viaja de las MS a la BS, lo hace libre de errores y de manera instantánea. Empleando potentes esquemas de codificación para el control de errores es posible sostener esta suposición. Sin embargo, suponer que no existen retardos en el canal de realimentación es algo aproximado en situaciones prácticas y puede conducir a resultados erróneos cuando la dinámica temporal del canal es alta.

- *Cuantización Vectorial Aleatoria (Random Vector Quantization - RVQ)*: Este esquema es considerado como el límite inferior de desempeño y su uso fue propuesto originalmente para optimizar la firma de usuario (el código de dirección) de un sistema de comunicación con Acceso Múltiple por División en Códigos CDMA que dispone de un caudal de información de retroalimentación restringido [75]. Posteriormente, su uso se extendió al diseño de esquemas de cuantización de CSI para sistemas de comunicación SU-MIMO con información de realimentación limitada [76]. En este esquema de cuantización, las  $N_D$  palabras código que componen al diccionario de cuantización se obtienen a partir de sendos ensayos independientes de un experimento aleatorio con distribución isotrópica sobre la superficie de la hiper-esfera unitaria de dimensión  $M_t$ . Hay que destacar que la técnica de RVQ provee un límite inferior de desempeño para cualquier esquema de VQ determinístico que se diseñe de manera racional. Intuitivamente, cualquier mecanismo de VQ determinístico deberá experimentar un comportamiento superior o igual al que se obtiene al elegir las palabras código del diccionario completamente al azar.
- *Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (Approximate Cell Vector Quantization - ACVQ)* : Este esquema es considerado que presenta un límite superior de desempeño en los esquemas de VQ. Cuando el esquema de VQ que se emplea para discretizar la CDI de un sistema MIMO se diseña de forma eficiente (verifica las condiciones de NNC y CC), el área de la región de Voronoi de cada palabra código se puede modelar de forma aproximada a partir del área (conjunta) de los dos casquetes opuestos que se configuran en la hiper-esfera unitaria. Este marco de trabajo fue propuesto inicialmente en [77], donde los autores se enfocaron en caracterizar las regiones de cobertura de un esquema de VQ, recurriendo a este tipo de estructura geométrica como una alternativa sencilla para modelar aproximadamente este comportamiento.
- *Esquema de Cuantización Vectorial Determinística*: La estructura de un esquema (*Deterministic Vector Quantization - DVQ*) se puede determinar a partir de diferentes criterios de

diseño, varios de los cuales fueron tratados extensivamente en la literatura con el propósito de construir diccionarios de cuantización vectorial con buen desempeño en presencia de un canal inalámbrico con MIMO. La estructura específica de un esquema de cuantización vectorial se puede establecer con distintos objetivos finales, a saber: maximizar la SNR en recepción [78], maximizar la información mutua entre transmisor y receptor [79], o minimizar la probabilidad de corte de servicio (Prout) del enlace de comunicación [80], entre otros. En todos estos casos, el diccionario de cuantización vectorial se diseña fuera de línea (*offline*) según las características propias del sistema de comunicación inalámbrico que se maneja. Una vez que se establece analíticamente cuál es la estructura de cuantización más conveniente, la idea es mantener las particularidades de la misma sin mayores cambios a la hora de implementarla en forma práctica. Es importante observar que este enfoque de diseño determinístico es el que se empleó para diseñar los modos de señalización CL-TD de la interfaz FDD de (*UMTS Terrestrial Radio Access - UMTS*), donde se incorporaron originalmente dos diccionarios de cuantización específicos, CL-TD Modo 1 y Modo 2 [81]. Analizando específicamente los modos de señalización CL-TD que incorporó en un principio la interfaz FDD de UTRA, se observa claramente que el Modo 1 de señalización sólo reporta información de fase cuantizada con dos bits de resolución ( $N_{cd} = 2$ ), mientras que el Modo 2 de señalización reporta tanto información de magnitud como de fase, las cuales se discretizan de forma independiente con uno y tres bits de resolución, respectivamente ( $N_{cd} = 3$ ) [82]. En ambos casos, la información de fase del canal se discretiza empleando un esquema de cuantización uniforme.

En el CL-TD Modo 1, como no hay información de magnitud de señalización, la BS distribuye la potencia de transmisión de forma pareja entre ambas antenas en todo momento. Como contraparte, el CL-TD Modo 2 de señalización asigna 6 dB más de potencia en transmisión a la antena del canal con mayor magnitud relativa. Se hace notar que, el CL-TD Modo 2 de señalización se eliminó posteriormente de la especificación FDD de UTRA original (junto con otras características de las primeras versiones del estándar) con el propósito de mantener acotada su complejidad.

En el CL-TD Modo 1 al tener como objetivo reportar sólo información de fase, el objetivo ahora es hallar los vectores de conformación de haz que logren que las ganancias de canal se combinen colinealmente trabajando sobre sus fases (*Co-Phase*).

Sean  $\mathbf{h}_k$  el vector de canal que estima el  $k$ -ésimo usuario en recepción en el  $i$ -ésimo instante de tiempo, i.e.,

$$\mathbf{h}_k = [h_{1k} \ h_{2k} \ \dots \ h_{M_t k}]^T = [\alpha_{1k} e^{j\theta_{1k}} \ \alpha_{2k} e^{j\theta_{2k}} \ \dots \ \alpha_{M_t k} e^{j\theta_{M_t k}}]^T, \quad (3.3)$$

y  $\mathbf{w}_k$  vector de conformación de haz que maximiza la amplitud de la señal recibida dado el vector de canal estimado en el  $i$ -ésimo instante de tiempo, i.e.,

$$\mathbf{w}_k = [w_{1k} \ w_{2k} \ \dots \ w_{M_t k}]^T = \frac{1}{\sqrt{M_t}} [1 \ e^{j\phi_2} \ \dots \ e^{j\phi_{M_t}}]^T, \quad ; \|\mathbf{w}_k\|^2 = 1, \quad (3.4)$$

donde, sin pérdida de generalidad, se ha supuesto que  $w_{1k}$  es real y las fases de corrección están dadas por

$$\phi_m = \arg [h_{1k}^* h_{mk}] = \theta_{mk} - \theta_{1k}, \quad m = 2, \dots, M_t \quad (3.5)$$

donde  $\theta_{mk}$  son las fases de los coeficientes de canal (3.3).

Luego, si la BS dispone de  $\mathbf{w}_k$  sin cuantizar, es decir en una situación ideal, el receptor experimenta la combinación de coeficientes de canal con máxima amplitud, i.e.,

$$(\mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{w}_k) = \frac{1}{\sqrt{M_t}} [\alpha_{1k} e^{j\theta_{1k}} + \alpha_{2k} e^{j(\theta_{2k} + \phi_2)} + \dots + \alpha_{M_t k} e^{j(\theta_{M_t k} + \phi_{M_t})}], \quad (3.6)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{M_t}} [\alpha_{1k} e^{j\theta_{1k}} + \alpha_{2k} e^{j\theta_{1k}} + \dots + \alpha_{M_t k} e^{j\theta_{1k}}], \quad (3.7)$$

en otras palabras, la suma de las amplitudes del canal en fase con la referencia.

## 3.2. Algoritmos de selección de usuarios

El proceso de selección de usuarios se conoce en la literatura como *diagramación de usuarios* y define la metodología con la cual se selecciona al subconjunto de usuarios activos, a los cuales se les transmitirá información a través del canal de radio móvil común del sistema. Tradicionalmente sólo se considero la posibilidad de que la BS envíe información hacia las MS activas del sistema en ranuras de tiempo predeterminadas, sin importar el estado de canal que experimentaban los usuarios en dichas instancias de transmisión. Sin embargo, en [83] se estableció que el desempeño de un sistema de comunicaciones puede mejorar considerablemente si el proceso de selección de usuarios se lleva a cabo considerando el estado instantáneo de canal que perciben los mismos en recepción. Esta mejora se puede interpretar como una ganancia de la capacidad a nivel de sistema, la cual, es inherente de los medios inalámbricos con desvanecimiento y es conocida como ganancia por MUD. El empleo de arreglos de antenas con múltiples elementos en transmisión posibilita ampliar esta ganancia por MUD. Los sistemas MU-MIMO ofrecen abundantes direcciones de canal (CDI) a través de las cuales se pueden enviar corrientes de información independientes, destinadas a múltiples usuarios en forma simultánea y utilizando el mismo bloque de recursos de canal. Sin embargo la selección de usuarios a servirse es una tarea complicada que involucra el conocimiento de las compatibilidades espaciales y las calidades individuales de los canales en el instante considerado. El objetivo de la diagramación multiusuario es lograr una relación de compromiso entre maximizar la tasa de datos global del sistema y la calidad de servicio (QoS) que experimentan los usuarios participantes en la comunicación.

### 3.2.1. Métricas de desempeño de algoritmos de selección de usuarios

#### 3.2.1.1. Diversidad multiusuario (MUD)

Es una clase de diversidad propia de las redes inalámbricas con múltiples usuarios. Cada usuario, en forma individual, es considerado como una rama espacial de diversidad en transmisión. Esta diversidad se interpreta como una ganancia al aumentar la transferencia de datos efectiva del sistema diagramando, instante a instante, al subconjunto de usuarios con condiciones de canal más favorables. Sin embargo un algoritmo de diagramación que maximice esta ganancia no permite asegurar una QoS para todos los usuarios participantes en la comunicación.

#### 3.2.1.2. Asignación de recursos (QoS):

Los algoritmos diagramadores de usuarios que den preferencia a los usuarios con mejores condiciones de canal tienden a concentrar los recursos del sistema a aquellos usuarios en per-

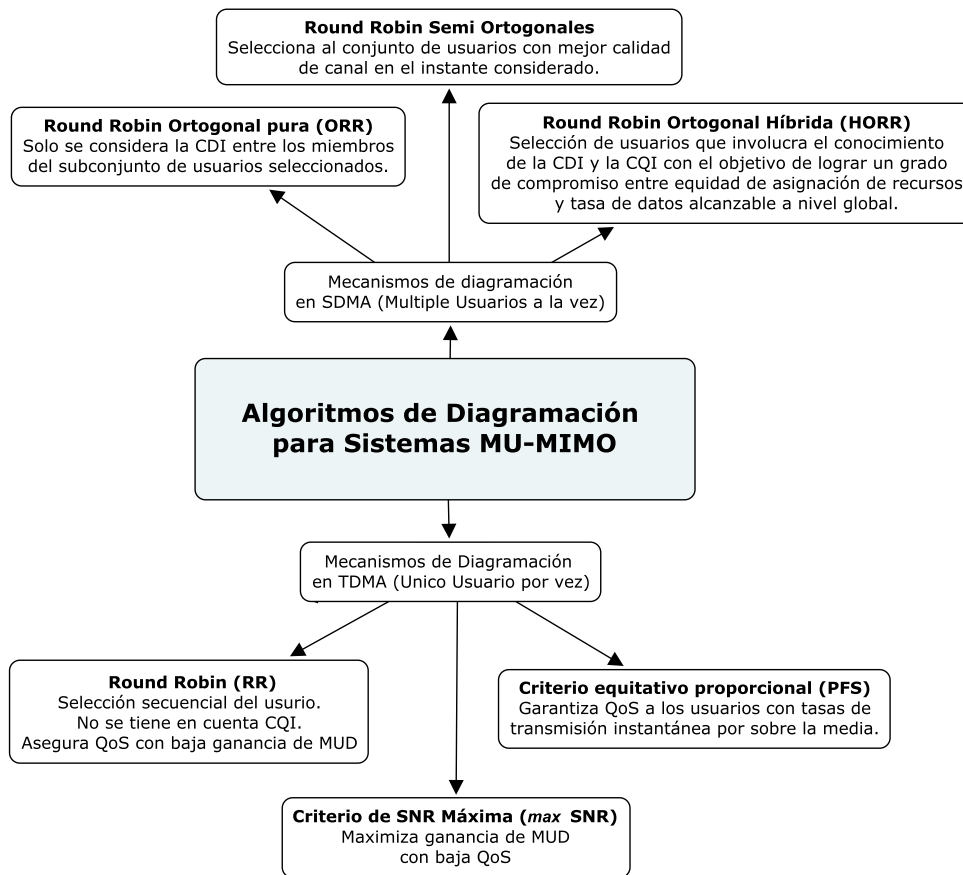


Figura 3.2: Esquemas de diagramación de usuarios relevantes.

juicio de aquellos usuarios con condiciones de canal menos agraciadas, en esta sentido, el enlace de comunicación de los usuarios menos favorecidos pueden experimentar un tiempo de espera sin servicio que supere el valor máximo tolerable, por las aplicaciones que se estén ejecutando en el móvil en ese instante. De acuerdo a esto, es importante que algoritmo que se implemente garantice algún umbral mínimo de equidad de servicio entre todos los usuarios participantes de la comunicación. En la Fig. 3.2 se muestra un resumen de los algoritmos más importantes que se detallan en [73] los cuales proveen algún tipo de garantía de equidad en la asignación de los recursos comunes del sistema. En esta Tesis se consideran que los usuarios activos del sistema poseen siempre información lista para transmitir en la cola de espera de la BS. Además se supone que la longitud de la cola de espera de los usuarios en transmisión es infinita.

### 3.3. Modelo de sistema

El modelo del BC del sistema MU-MIMO se puede apreciar en la Fig. 3.3 donde se encuentran enfatizados los bloques de estudio. La BS está equipada con un arreglo de antena de dos elementos en transmisión ( $M_t = 2$ ) mientras que cada uno de los  $K$  usuarios activos dispone de un único elemento de antena en recepción ( $M_r = 1$ ).

Se considera que el sistema de comunicación opera en un entorno inalámbrico altamente dispersivo con desvanecimiento plano, consecuentemente la ganancia de canal que experimenta

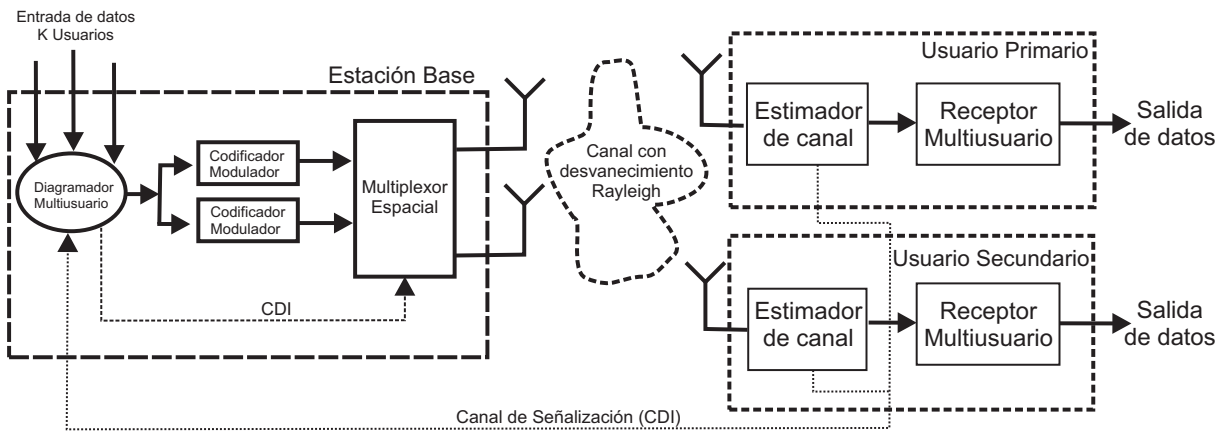


Figura 3.3: Estructura general de un sistema de comunicación con SDMA en el DL y receptor Multiusuario.

el  $k$ -ésimo usuario en recepción desde la  $m$ -ésima antena del transmisor se puede describir a partir de una (*Random Variable - RV*) con distribución Gaussiana compleja estándar e independiente; esto es  $h_{k,m} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  para todo  $k = 1, \dots, K$  y  $m = 1, \dots, M_t$ .

Se considera además que todos los usuarios son homogéneos y que experimentan procesos de desvanecimiento independientes entre sí. En un sistema de comunicación inalámbrico real, la separación física que existe entre cada MS activa y la BS varía de forma independiente de usuario a usuario, dando lugar a diferentes valores de atenuación por propagación para cada situación particular. Sin embargo, la suposición de homogeneidad en los procesos de desvanecimiento que experimentan los usuarios se justifica al considerar que los distintos usuarios activos del sistema se agrupan en diferentes categorías en transmisión (para su posterior diagramación), de acuerdo al valor promedio que adopta la ganancia instantánea de canal que experimenta cada uno de ellos en recepción [84].

Hay que resaltar también que se considera un modelo de desvanecimiento por bloque. En otras palabras, se considera que las ganancias de canal que experimentan los usuarios permanecen invariantes durante el lapso de tiempo correspondiente a una trama de tiempo completa de símbolos transmitidos, y que los valores que adoptan las ganancias de canal de un mismo usuario en los distintos bloques de información (separados de forma temporal) son independientes entre sí.

De acuerdo a este modelo, cada MS codifica la Información de Estado del Canal CSI que experimenta en recepción en un mensaje de realimentación, el cual se transporta hacia la BS a través de un canal reverso con ancho de banda restringido, donde cabe aclarar que no se consideran retardos ni se introducen errores en dicho proceso.

Las múltiples direcciones espaciales que ofrece un canal de este tipo posibilita seleccionar al grupo de usuarios a transmitir a partir de la Información de Dirección del Canal CDI que reportan, garantizando de este modo la compatibilidad espacial entre todos los miembros del conjunto seleccionado en cada instante. Se considera que el proceso de diagramación no tiene en cuenta la calidad de canal instantánea que experimentan los usuarios individuales en cada instancia de transmisión.

El esquema de precodificación utilizado es un esquema de Conformación de Haz Lineal LBF, y se lo utiliza como una alternativa lineal de baja complejidad para implementar una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) en transmisión.

De manera general, un sistema **MU-MIMO** que aplica **SDMA** en transmisión, la señal recibida en la  $k$ -ésima **MS**, en el intervalo de tiempo  $[t, t + T]$  viene dada por

$$r_k(t) = \mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{g} + \sigma n_k(t), \quad k = 1, \dots, K, \quad (3.8)$$

donde  $(\cdot)^T$  denota la operación de transposición.  $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  corresponde al vector de señal, con los símbolos de información de los usuarios diagramados afectados también por su firma de usuario y ganancia de procesamiento  $N$  que se transmite desde los elementos del arreglo de antenas de la **BS**.  $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  es el vector de estado de canal del  $k$ -ésimo usuario en recepción, mientras que  $n_k(t)$  representa la componente de ruido complejo Gaussiano Blanco Aditivo (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*) con media nula y varianza unitaria.  $\sigma$  representa un factor de escala que modifica la varianza del ruido.

La restricción de potencia en la señal de entrada implica que ésta debe satisfacer la siguiente relación:

$$E\{\mathbf{g}^H \mathbf{g}\} \leq P_t, \quad (3.9)$$

donde  $P_t$  representa la energía total que el sistema asigna por cada intervalo de transmisión, mientras que  $(\cdot)^H$  representa el Hermitiano de un vector (transpuesto conjugado). Además, se considera que no es posible aplicar mecanismos de control de potencia de rápida respuesta en transmisión; por esto, se supone que el valor de  $P_t$  permanece invariante a lo largo del tiempo de transmisión.

El vector de señal transmitida se encuentra relacionado con los símbolos de información a través de un esquema de precodificación lineal de la siguiente manera

$$\mathbf{g} = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \mathbf{w}_k b_k s_k(t), \quad (3.10)$$

donde  $s_k(t)$  y  $b_k$  representan, la firma de usuario y el símbolo de datos del  $k$ -ésimo usuario.  $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  con  $\|\mathbf{w}_k\|^2 = 1$  representa el vector de conformación de haz lineal del  $k$ -ésimo usuario y  $p_k$  representa el factor de potencia asignado al  $k$ -ésimo usuario. Además, se considera que el transmisor distribuye de manera uniforme la potencia  $P_t$  por antena y por usuario en transmisión.

A medida que el número de usuarios/dispositivos crece, el empleo de mecanismos de diagramación en transmisión permite que la **BS** pueda seleccionar un subconjunto de usuarios, de un total de  $K$  usuarios activos a nivel de sistema, con el propósito de enviar información simultánea a todos ellos utilizando precodificación lineal en el extremo transmisor con algún criterio específico. En este contexto,  $S \subseteq \{1, \dots, l, \dots, L\}$ ,  $L < K$ , identifica al subconjunto de usuarios seleccionados en transmisión en un intervalo de transmisión arbitrario.

En base a estas consideraciones la (3.8) se puede reescribir de la siguiente manera:

$$r_k(t) = \underbrace{\sqrt{p_k} (\mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{w}_k) b_k s_k(t)}_{d_k: \text{Señal Deseada}} + \underbrace{\sum_{l \neq k}^L \sqrt{p_l} (\mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{w}_l) b_l s_l(t)}_{q_k: \text{Interferencia Mutua}} + \underbrace{m_k(t)}_{\text{Ruido}}, \quad l \in S, \quad (3.11)$$

de esta manera se puede apreciar en la (3.11) que, sumada a la señal deseada, existe el aporte de la interferencia mutua y el ruido. El subconjunto de usuarios seleccionados en cada intervalo de transmisión se determina en base a la política de diagramación específica que implemente el

sistema. Es importante resaltar que el esquema de selección de usuarios en transmisión deberá proveer una solución de compromiso razonable entre tasa de transmisión alcanzable (a nivel de sistema) y grado de equidad en la asignación de recursos comunes (entre todos los usuarios participantes), para que su implementación práctica resulte apropiada.

Considerando que es factible utilizar un modelo de proyección orto-normal de dimensión finita ( $L$  dimensional), la ecuación (3.11) puede escribirse como (Ver Apéndice 3.A):

$$\mathbf{r}_k = \sqrt{p_k}(\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k)b_k \mathbf{s}_k + \sum_{l \neq k}^L \sqrt{p_l}(\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_l)b_l \mathbf{s}_l + \sigma \mathbf{m}_k, \quad (3.12)$$

además, se adopta un esquema de asignación uniforme de potencia en transmisión a cada usuario, donde  $\sqrt{p_k} = \sqrt{p_l} = \frac{1}{\sqrt{L}}$ . La señal recibida, entonces se puede escribir como

$$\mathbf{r}_k = \frac{1}{\sqrt{L}}\tilde{h}_1 b_k \mathbf{s}_k + \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{l \neq k}^L \tilde{h}_l b_l \mathbf{s}_l + \sigma \mathbf{m}_k, \quad (3.13)$$

donde al escalar

$$\tilde{h}_l = (\mathbf{h}_1 \cdot \mathbf{w}_l), \quad l \in \mathcal{S} \quad (3.14)$$

lo denominaremos de ahora en más *canal ajustado* y es ajustado para maximizar la energía de la señal deseada en recepción. Además, se ha simplificado la notación por claridad, supeditado a que la señal de interés corresponde a la de subíndice 1. La ecuación (3.13) también puede expresarse en formato matricial, i.e.,

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{L}} \mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{b} + \sigma \mathbf{m}, \quad L \leq K \quad (3.15)$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &\triangleq [\mathbf{s}_1 \ \mathbf{s}_2 \ \cdots \ \mathbf{s}_L], \\ \mathbf{H} &\triangleq \text{diag}(\tilde{h}_{1,1}, \tilde{h}_{1,2}, \cdots, \tilde{h}_{1,L}), \\ \mathbf{b} &\triangleq [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_L]^T, \end{aligned} \quad (3.16)$$

y, para aumentar aún más la claridad, se ha omitido el índice temporal.

En base a las restricciones de implementación práctica que existen en los dispositivos M2M reales, nos concentramos en caracterizar el escenario de trabajo factible de encontrar en un sistema MIMO con Múltiples Usuarios en el contexto de IoT: un canal BC donde la BS está equipada con un arreglo de antenas de dos elementos en transmisión ( $M_t = 2$ ) mientras que cada MS dispone de un único elemento de antena en recepción ( $M_r = 1$ ).

De acuerdo al modelo de sistema de comunicaciones empleado, el conocimiento del canal ajustado, es considerado conocido en el receptor, esto significa que, en este caso, el  $k$ -ésimo receptor conoce el valor de  $\tilde{h}_k$ , su propio canal ajustado, pero desconoce el canal ajustado de los otros dispositivos participantes en el sistema. De acuerdo a todo lo expuesto, el modelo del sistema de comunicaciones es el que se muestra en la Fig. 3.4

La motivación principal detrás de esta propuesta es caracterizar el comportamiento de distintas estrategias de recepción a través de métricas de desempeño relevantes y compatibles con el paradigma M2M. Estas métricas involucra el conocimiento anticipado de parámetros del sistema que es requerido por la estrategia de recepción, tasas de BER, comportamiento ante la



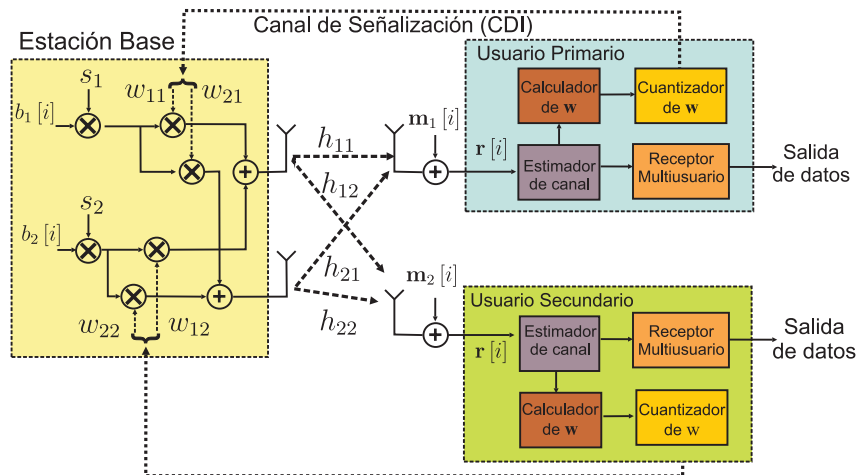


Figura 3.4: Modelo de comunicaciones completo.

interferencia, entre otros. Todo esto bajo la suposición que los receptores operan a lazo cerrado en un BC con MIMO, donde la precisión de la Información de Estado del Canal en Transmisión CSIT parcial que se reporta desde cada MS es compatible con los caudales de información de realimentación factibles de manejarse en los sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos, en particular los orientados a dar soporte a la red M2M.

### 3.3.1. Algoritmo de selección de usuarios

En esta investigación el algoritmo de diagramación, es una variante del algoritmo propuesto en [85] denominada Usuarios con CDI Ortogonal (*Orthogonal-Weight Only - OWO*) donde sólo se seleccionan aquellos usuarios con vectores de conformación de haz ortogonales entre sí, en cada instancia de transmisión, con la idea de minimizar la interferencia mutua. En otras palabras, el algoritmo no considera las calidades individuales de canal de cada usuario y la selección se realiza en base a los vectores de conformación de haz reportados desde los receptores, seleccionando un par de usuarios con sus vectores de conformación de haz ortogonales entre sí (dado que  $M_t = 2$ ), esto es

$$\mathbf{w}_k^H \cdot \mathbf{w}_l = 0, \quad k \neq l, \{k, l\} \in \mathcal{S} \quad (3.17)$$

con esta condición, es esperable que ambos usuarios experimenten coeficientes de canal ajustados no-correlacionados, esto es:

$$E \{ (\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k)^* \cdot (\mathbf{h}_l \cdot \mathbf{w}_l) \} = 0, \quad k \neq l, \{k, l\} \in \mathcal{S}, \quad (3.18)$$

Esta técnica, puede extenderse a más de dos usuarios si la BS dispone de más elementos de transmisión; el número de antenas específicamente define cuantos usuario con vectores de conformación de haz ortogonal pueden servirse simultáneamente [86].

### 3.3.2. Esquema de señalización para CDI

El esquema de señalización que se utiliza en el presente capítulo para abastecer al transmisor con CSIT parcial, considera que cada MS puede estimar la CSI de forma perfecta y luego

mapear el vector de dirección de canal normalizado del  $k$ -ésimo usuario,

$$\tilde{\mathbf{h}}_k = \frac{\mathbf{h}_k}{\|\mathbf{h}_k\|}, \quad k = 1, \dots, K \quad (3.19)$$

con un vector de canal discretizado  $\hat{\mathbf{h}}_k$  de dimensión  $M_t$  y norma unitaria. En un esquema de cuantización este tipo cana  $k$ -ésimo usuario comparte con la BS un diccionario de cuantización común compuesto por  $N_D$  elementos, i.e.,

$$\mathcal{C}_k = \{\mathbf{c}_{k,1}, \dots, \mathbf{c}_{k,N_D}\}, \quad k = 1, \dots, K \quad (3.20)$$

donde  $\mathbf{c}_{k,l} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  para todo  $k = 1, \dots, K$  y  $l = 1, \dots, N_D$ . En una situación práctica es conveniente que el número de palabras código del esquema de cuantización verifique la relación  $N_D = 2^{N_{cd}}$ , donde  $N_{cd}$  denota el número de bits de cuantización que reserva el sistema para que cada MS activa informe a la BS del estado de canal instantáneo que experimenta en recepción. Durante el proceso de cuantización, el receptor selecciona aquellas palabras código del diccionario que minimiza el ángulo mutuo entre vectores (o también maximiza el producto interno entre los vectores), i.e.,

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{c}_{k,n} = \arg \max_{\mathbf{c}_{k,l} \in \mathcal{C}_k} \cos^2(\angle(\tilde{\mathbf{h}}_k, \mathbf{c}_{k,l})), \quad (3.21)$$

$$= \arg \max_{\mathbf{c}_{k,l} \in \mathcal{C}_k} |\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{c}_{k,l}^H|^2. \quad (3.22)$$

Una vez finalizado el proceso de cuantización, cada MS sólo debe informar a la BS cuál es el índice  $n$  que identifica a la palabra código seleccionada, ya que se considera que el diccionario de cuantización  $\mathcal{C}_k$  se conoce *a priori* en ambos extremos del enlace de comunicación. De manera similar al CL-TD Modo 1, y para mantener acotado el caudal de información de realimentación, sólo se reportará información de fases, es decir el resultado de la (3.5). Como en este esquema de señalización solo se pueden representar la información de fases en 2 bits de resolución ( $N_{cd} = 2$ ), la región de cuantización esta dividida en 4 zonas y de acuerdo a la zona donde esté presente el resultado de la (3.5) se reportará hacia la estación base el valor del índice del diccionario (*codebook*) compartido que sea representativo de la misma. En esta situación, es de esperar que los canales ajustados en el transmisor ya no generen la máxima amplitud en recepción como en (3.7).

### 3.3.2.1. Distribuciones de energía de las señales deseada e interferencia mutua.

La determinación de las distribuciones de probabilidad PDF de la energía de las señales Deseada en Interferente, no sólo es importante en el análisis de la capacidad suma alcanzable de un sistema, también resulta de importancia en la determinación del comportamiento de distintas estrategias de recepción y sus métricas como la probabilidad de error y la SNR media a la salida del filtro detector. En base a esto, se expone los resultados obtenidos por los autores de [18] en una arquitectura de comunicaciones con Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado CL-TD para canales BC con MIMO, esquemas de Conformación de Haz Lineal (LBF) y mecanismos de selección de usuarios para canales MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO) con información de Estado del Canal en Transmisión parcial.

Teniendo en cuenta que los usuarios diagramados verifican la condición de la ecuación (3.17), se definen dos variables aleatorias en base a los canales ajustados de la señal recibida (3.11), i.e.,

$$U_k = |\mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{w}_k|^2, \quad V_k = |\mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{w}_l|^2, \quad (3.23)$$

donde  $U_k$  representa la amplitud que experimenta en recepción del usuario de interés, mientras que  $V_k$  representa la amplitud de la interferencia mutua que induce en el usuario de interés la señal destinada hacia el otro usuario que participa de la comunicación en forma simultánea.

En el caso ideal de que la BS dispone de CSIT completa, el peso de conformación de haz óptimo (MRC), esta dado por  $\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{h}_k^H}{\|\mathbf{h}_k\|}$ . Teniendo en cuenta que los coeficientes de canal para cada usuario/dispositivo se modelan como Gaussianas complejas i.e.,  $h \sim \mathcal{CN}(0, \xi^2)$ , independientes e idénticamente distribuidas y el transmisor asigna potencia de manera uniforme a cada antena, es posible mostrar que  $|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2 = \|\mathbf{h}_k\|_k^2$  posee distribución  $\chi^2$  con  $2M_t$  grados de libertad, i.e.,

$$f_U(u) = \frac{1}{(\xi^2)^{M_t} \Gamma(M_t)} u^{M_t-1} \exp\left(-\frac{u}{\xi^2}\right), \quad u \geq 0 \quad (3.24)$$

donde  $u = |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2$ ,  $\Gamma(\cdot)$  es la función Gamma (general) y el valor esperado y varianza de la (3.39) viene dado por

$$E\{z\} = M_t \xi^2, \quad (3.25)$$

$$\text{Var}\{z\} = 2M_t \xi^2. \quad (3.26)$$

Además, observando que cada canal configurado de manera individual entre cada elemento de antena transmisora y receptora tiene amplitud con distribución Rayleigh y distribución de potencia exponencial, cuya media viene dada por  $\xi^2$ . Entonces el valor esperado de la potencia de canales ajustados con vectores de conformación de haz ideales se incrementa de manera directa con la cantidad de elementos de antenas en transmisión.

Por otro lado, para el caso de los vectores de conformación de haz con reporte parcial compatible con el CL-TD Modo 1 (sólo reporte de fases), primero se hacen las siguientes observaciones:

- La magnitud de la señal recibida se puede modelar como una RV con distribución Nakagami [49]. La fórmula cerrada que gobierna el comportamiento probabilístico de la energía de una RV con distribución Nakagami, es una RV con distribución Gamma y viene dada por la expresión,

$$f_U(u) = \frac{1}{\Gamma(\mathbf{m})} \left(\frac{\mathbf{m}}{\mathcal{G}}\right)^{\mathbf{m}} u^{\mathbf{m}-1} \exp\left(-\frac{\mathbf{m}}{\mathcal{G}}u\right), \quad u \geq 0 \quad (3.27)$$

donde  $\Gamma(\cdot)$  representa la función Gamma general, mientras que los parámetros

$$\mathcal{G} = E\{u\} \quad \text{y} \quad \mathbf{m} = \frac{\mathcal{G}^2}{E\{(u - \mathcal{G})^2\}}, \quad (3.28)$$

representan la ganancia de potencia (o también SNR) y la figura de desvanecimiento (*fading figure*) de la distribución Nakagami, respectivamente. En este contexto, la ganancia de SNR (i.e.,  $\mathcal{G}$ ) provee información sobre la ganancia de potencia que se experimenta

por la combinación coherente de señales en el extremo receptor, mientras que la figura de desvanecimiento (i.e.,  $m$ ) (en este contexto también) indica el grado de variabilidad de la SNR en recepción (a partir de los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión).

- Cuando  $m \in \mathbb{N}$ , la PDF de la ecuación (3.27) equivale a la distribución  $\chi^2$  normalizada con  $2m$  grados de libertad.
- Cuando no hay ningún tipo de CSIT en la BS (i.e., los pesos de conformación de haz en transmisión se seleccionan de forma completamente aleatoria), el sistema no provee ni ganancia de potencia (i.e.,  $\mathcal{G} = 1$ ) ni ganancia de diversidad (i.e.,  $m = 1$ ).
- Por otro lado, cuando se dispone de CSIT perfecta en el extremo transmisor, ambas ganancias de potencia y diversidad se alcanzan de forma perfecta (i.e.,  $\mathcal{G} = M_t$  y  $m = M_t$ ).

En base a estas observaciones, los autores de [18], remarcan que los parámetros de ganancia de SNR y figura de fading deben estar acotados

$$1 \leq \mathcal{G} \leq 2 \quad \text{y} \quad 1 \leq m \leq 2, \quad (3.29)$$

en presencia de CSIT parcial (i.e., cuantizada), para  $M_t = 2$  y consecuentemente, proponen modelar las RV de la ecuación (3.23) con distribución  $\chi^2$  y diferentes grados de libertad. De esta manera la distribución de la energía de la señal deseada es aproximada de la siguiente manera

$$f_U(u) \approx \left(\frac{2}{\mathcal{G}_u}\right)^2 u e^{-\frac{2}{\mathcal{G}_u}u} (b_2 u^2 + b_1 u + b_0), \quad u \geq 0, \quad (3.30)$$

donde

$$b_0 = 2 \left(\frac{\mathbb{E}\{U_k\}}{\mathcal{G}_u} - 1\right), \quad b_1 = 2 \left(\frac{1 - b_0}{\mathcal{G}_u}\right), \quad b_2 = -\frac{2}{3} \left(\frac{1 - b_0}{\mathcal{G}_u^2}\right). \quad (3.31)$$

Por otro lado, la distribución del aporte de energía interferente, viene dado por la siguiente aproximación:

$$f_V(v) \approx \left(\frac{1}{\mathcal{G}_v}\right) e^{-\frac{1}{\mathcal{G}_v}v} (a_2 v^2 + a_1 v + a_0), \quad v \geq 0, \quad (3.32)$$

donde

$$a_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{\mathbb{E}\{V_k\}}{\mathcal{G}_v}\right), \quad a_1 = 2 \left(\frac{1 - a_0}{\mathcal{G}_v}\right), \quad a_2 = -\frac{1}{2} \left(\frac{1 - a_0}{\mathcal{G}_v^2}\right). \quad (3.33)$$

Los valores que adoptan los parámetros para el caso de CL-TD Modo 1 son reportados en [18] y se exhiben en las Tabla 3.1 y Tabla 3.2. En función de estos parámetros también se transcriben las estadísticas de primer y segundo orden de  $V_k$  y  $U_k$ . Para la señal deseada:

$$\mathbb{E}\{U_k\} = 1 + \sqrt{\frac{1}{2}}, \quad \mathbb{E}\{U_k^2\} = 2 + \frac{1}{\pi} + 3\sqrt{\frac{1}{2}}, \quad (3.34)$$

y para la señal interferente:

$$\mathbb{E}\{V_k\} = 1 - \sqrt{\frac{1}{2}}, \quad \mathbb{E}\{V_k^2\} = 2 + \frac{1}{\pi} - 3\sqrt{\frac{1}{2}}, \quad (3.35)$$

Tabla 3.1: Parámetros de la aproximación de PDF [18].

	$\mathcal{G}_u$	$\mathbf{m}_u$	$\mathcal{G}_v$	$\mathbf{m}_v$
CL-TD Modo 1	$1 + \sqrt{\frac{1}{2}}$	1.9104	$1 - \sqrt{\frac{1}{2}}$	0.7714

Tabla 3.2: Parámetros de la corrección de aproximación de PDF [18].

	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_0$	$b_1$	$b_2$
CL-TD Modo 1	1.1481	-1.0116	0.8634	1.0469	-0.0549	0.0107

cabe aclarar, que estos resultados consideran un usuario interferente y cuyos reportes cuantizados ( $N_{cd} = 2$  bits) se corresponden con el esquema **CL-TD** Modo 1.

En la Fig.3.5 se muestran resultados de simulación numérica donde se observa la distribución de probabilidad  $U_k$ , y  $V_k$  generada en base a la simulación de 500000 realizaciones de canal. A partir de la observación de estos resultados, se puede ver claramente la modificación en el comportamiento de la probabilidad marginal de los *canales ajustados*, donde consecuentemente, los datos del usuario deseado experimentan un nivel de interferencia menor. Como veremos más adelante, éste tipo de comportamiento de los *canales ajustados* tiene un impacto significativo en el desempeño de las distintas estrategias que se analizan a continuación.

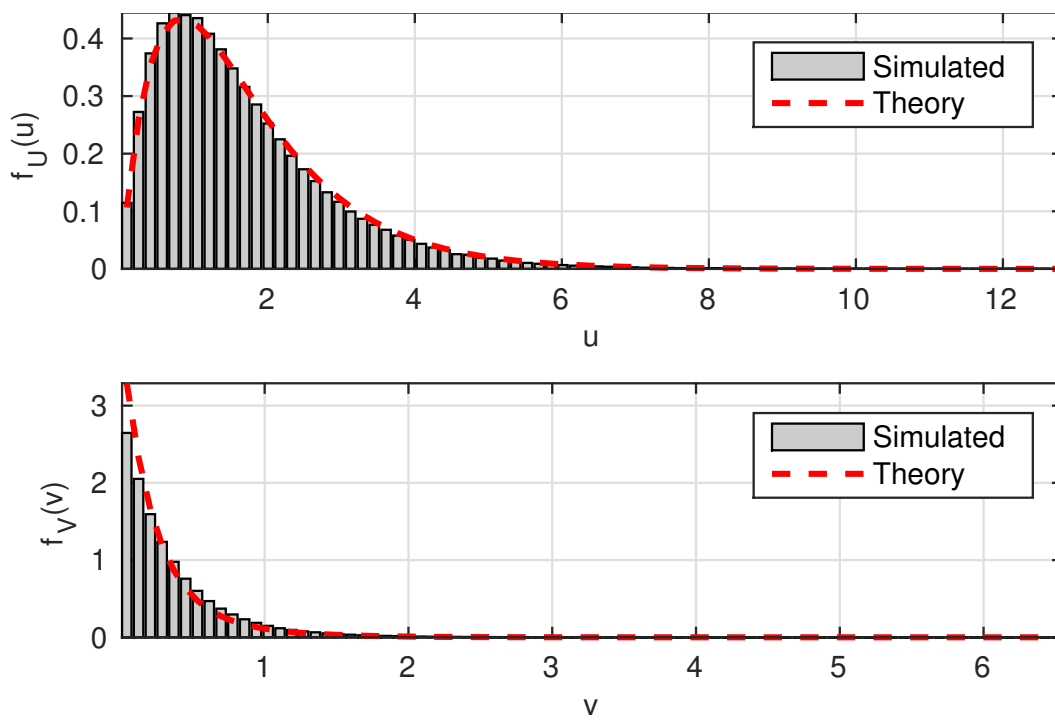


Figura 3.5: Distribución de probabilidad aproximada para el comportamiento de la energía de señal de las componentes deseada e interferente.

### 3.4. Receptores multiusuarios

En la década del 1990, el interés en el desarrollo de receptores multiusuarios para sistemas móviles apuntaba a los receptores de estructuras centralizadas, los cuales tenían el objetivo de recuperar los datos de todas las corrientes de datos simultáneas que le llegaban desde las distintas terminales móviles. Ante esta situación, las propuestas de receptores multiusuarios eran simples, como el receptor de filtro apareado, cuyo desempeño, al aplicarse a sistemas CDMA, dependía principalmente de las diferencias de amplitudes en las señales que arribaban al mismo (Efecto Cercano-Lejano (*Near-Far Effect* - NFE)) [87]. En la búsqueda de una estrategia de recepción que sea independiente del efecto Cercano-Lejano el autor de [88] desarrolla un receptor que resulta óptimo para canales Gaussianos [89]. Aunque, en un escenario con una gran cantidad de usuarios móviles esta estrategia resulta no implementable. Sin embargo, el desempeño de éste receptor sienta una referencia para la búsqueda de otros tipos de estrategias de recepción subóptimas. Una clase importante de receptores multiusuarios subóptimos se desprende de estrategias de recepción lineales como por ejemplo, el receptor de De-correlación (*Linear-Decorrelating Detector* - LDD) conocido por eliminar completamente la interferencia, y el de mínimo error cuadrático medio MMSE conocido por su capacidad de implementarse de manera adaptativa, una propiedad deseada en ambientes no estacionarios [25, 90–92]. Estas dos estrategias resultan en una considerable reducción de la complejidad del receptor mientras se mantienen independientes del efecto NFE [93].

Paralelamente en el mismo período surgen y maduran notablemente las técnicas de conformación de haz (*beamforming*) y las técnicas de diversidad espacial [52, 94]. A grandes rasgos, el objetivo de la técnica de conformación de haz es adaptar el patrón de radiación del arreglo de antenas para transmitir (o recibir) la energía electromagnética irradiada en la/s dirección/es espacial/es deseada/s. De este modo se busca mejorar el valor promedio de la SNR que experimenta cada uno de los usuarios móviles, posibilitando entre otras cosas, aumentar el rango de cobertura del sistema inalámbrico sin necesidad de incrementar el nivel de potencia que se utiliza en transmisión. Por otro lado las técnicas de diversidad espacial se concentran en combatir los desvanecimientos de canal que experimentaba el receptor, mediante la combinación de copias de la misma señal que arriban al receptor por distintos caminos. No obstante, la posibilidad de aprovechar la técnica de diversidad en recepción requiere del despliegue de mas de un elemento de antena en el receptor móvil, algo que no resulta práctico por restricciones de tamaño en la implementación. Es por esto que solamente resulta factible desplegar arreglos de antenas en la estación base, pero permite implementar técnicas de diversidad en transmisión a lazo cerrado.

Combinar técnicas de diversidad en transmisión con diagramación y detección multiusuario tiene el potencial de incrementar la tasa suma alcanzable de un canal MIMO con BC. En la literatura existe gran cantidad de trabajos que se concentran en desarrollar estructuras de receptores multiusuarios desde el punto de vista de un receptor centralizado [87, 88, 95–99], es decir compatible con un escenario MIMO multiacceso MAC. Sin embargo, existe relativamente poca literatura dedicada a los receptores descentralizados, es decir la estructura implementada en el extremo móvil y resulta necesario extender las distintas estrategias de recepción multiusuario desde el punto de vista del receptor móvil, el cual se concentra en demodular los datos propios separándolos de la interferencia.

### 3.4.1. Receptor lineal de filtro apareado (Convencional)

A partir de la ecuación (3.13) y considerando una asignación uniforme de la potencia del transmisor a las antenas transmisoras, la señal recibida en el  $i$ -ésimo intervalo de tiempo en un canal de múltiples-entradas y única-salida, (*Multiple-Input Single-Output - MISO*)  $2 \times 1$ , en presencia de un solo usuario o dispositivo viene dado por:

$$\mathbf{r} = \tilde{h}_1 b_1 \mathbf{s}_1 + \sigma \mathbf{m}, \quad (3.36)$$

el procesamiento de señal aplicado, en base al conocimiento disponible en el receptor, permite expresar la señal recibida como:

$$y = \tilde{h}_1^* \mathbf{s}_1^T \mathbf{r} = \left| \tilde{h}_1 \right|^2 b_1 + \sigma \tilde{h}_1^* n, \quad (3.37)$$

donde  $n$  es otra variable aleatoria AWGN de varianza unitaria y donde también se ha utilizado el conocimiento del canal ajustado para la detección. La estimación de los datos se logra mediante

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(\Re\{y\}) = \text{sgn}\left(\Re\left\{\left|\tilde{h}_1\right|^2 b_1 + \tilde{h}_1^* \sigma n\right\}\right). \quad (3.38)$$

En el caso ideal de que la BS dispone de CSIT completa, el peso de conformación de haz óptimo (MRC), esta dado por  $\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{h}_k^H}{\|\mathbf{h}_k\|}$ . Teniendo en cuenta que los coeficientes de canal se modelan como Gaussianas complejas i.e.,  $h \sim \mathcal{CN}(0, \xi^2)$ , independientes e idénticamente distribuidas y el transmisor asigna potencia de manera uniforme a cada antena, es posible mostrar que la energía de los datos del  $k$ -ésimo usuario,  $|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2 = \|\mathbf{h}\|_k^2$ , posee distribución  $\chi^2$  con  $2M_t$  grados de libertad, i.e.

$$f(z) = \frac{1}{(\xi^2)^{M_t} \Gamma(M_t)} z^{M_t-1} \exp\left(-\frac{z}{\xi^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (3.39)$$

donde  $z = |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2$  es la variable aleatoria,  $\Gamma(\cdot)$  es la función Gamma general y el valor esperado y varianza de la ecuación (3.39) viene dado por

$$\mathbb{E}\{z\} = M_t \xi^2, \quad (3.40)$$

$$\text{Var}\{z\} = 2M_t \xi^2. \quad (3.41)$$

El valor esperado de la relación de potencia de la señal deseada a ruido SNR para el receptor (*Match Filter Receiver - MF*) con único usuario, considerando que la BS dispone de CSI completa, se puede encontrar a partir de (3.36), y viene dado por

$$\bar{\Gamma}_{MF} = \frac{\mathbb{E}\left\{\left(\left|\tilde{h}_1\right|^2 b_1\right)^2\right\}}{\mathbb{E}\left\{\left(\tilde{h}_1^* \sigma n\right)^2\right\}} = \gamma \mathbb{E}\left\{\left|\tilde{h}_1\right|^2\right\} = \gamma M_t \xi^2, \quad (3.42)$$

donde  $\gamma = \mathbb{E}\{|b_1|^2\} / \sigma^2$  es la SNR del usuario deseado y se tuvo en cuenta la (3.40). Además, observando que cada canal configurado entre cada elemento de antena transmisora y receptora tiene amplitud Rayleigh, con SNR media de  $\bar{\gamma}_{Rayleigh} = \xi^2 \gamma$ , entonces la (3.42) se puede reescribir como:

$$\bar{\Gamma}_{MF} = M_t \bar{\gamma}_{Rayleigh}, \quad (3.43)$$



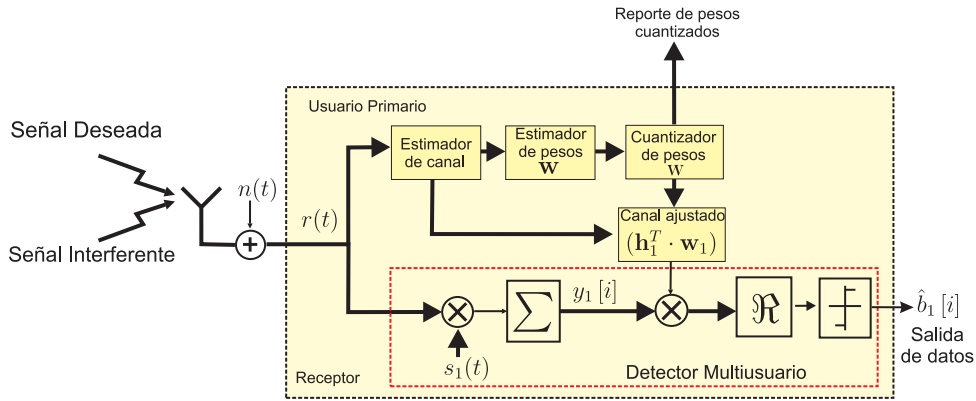


Figura 3.6: Detector de filtro Ajustado en Canales BC con MIMO

donde se puede observar que la **SNR** media recibida se incrementa con el número de antenas en transmisión.

La probabilidad de error del detector convencional para el caso de la presencia de un solo usuario, viene dada por

$$P_1^{MF}(\sigma) = E \left\{ Q \left( \sqrt{2 |\tilde{h}_1|^2 \gamma_1} \right) \right\}, \quad (3.44)$$

donde el valor esperado se toma sobre la distribución de la potencia del canal ajustado  $|\tilde{h}|^2$ . Para un esquema de modulación BPSK, se puede mostrar que la probabilidad de error, cuando la **SNR** de la señal recibida tiene una distribución como la (3.39), tiene formula cerrada [100, Chapter 6.3] y viene dada por

$$P_1^{MF}(\sigma) = \left( \frac{1 - \Gamma}{2} \right)^{M_t} \sum_{m=0}^{M_t-1} \binom{M_t - 1 + m}{m} \left( \frac{1 + \Gamma}{m} \right)^m, \quad (3.45)$$

donde

$$\Gamma = \sqrt{\frac{\xi^2 \gamma}{1 + \xi^2 \gamma}}. \quad (3.46)$$

El desempeño de este receptor, en términos de **BER** constituye un límite superior de performance para este tipo de arquitectura de sistemas de comunicaciones con *canales ajustados*, principalmente gracias a que no tiene la componente de interferencia de otros usuarios. En la Fig. 3.6, que esta relacionada con la Fig. 3.4 se muestra la estructura del receptor **MF**.

Considerando ahora el caso de que existe un usuario/dispositivo interferente en un canal **MIMO**  $2 \times 1$  y que la potencia del transmisor se distribuye de manera uniforme para cada antena transmisora y para cada usuario. La señal recibida y procesada para el usuario deseado en función del conocimiento disponible en el receptor viene dada por,

$$y_1 = \frac{1}{\sqrt{L}} \left( |\tilde{h}_1|^2 b_1 + \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 b_2 \rho_{12} \right) + \tilde{h}_1^* \sigma n_1, \quad (3.47)$$

donde  $n_1$  es otra variable aleatoria compleja Gaussiana de media nula y varianza unitaria.  $\rho_{12}$  es un escalar positivo que representa el nivel de correlación cruzada entre firmas de usuario y donde también se ha utilizado el conocimiento del canal ajustado para la detección.

### 3.4.1.1. Relación de potencia de señal deseada a potencia de interferencia y ruido

A partir de la (3.47) la relación (*Signal-to-Interference plus Noise power Ratio - SINR*) para el caso de dos usuarios activos está dada por,

$$\Gamma_{MF,1} = \frac{\gamma_1 \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^4 \right\}}{\gamma_2 \rho_{12}^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \right|^2 \right\} + \left| \tilde{h}_1 \right|^2}, \quad (3.48)$$

$$\approx \frac{\gamma_1 \left( 2 + \frac{1}{\pi} + 3\sqrt{\frac{1}{2}} \right)}{\gamma_2 \rho_{12}^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \right|^2 \right\} + (1 + \sqrt{0.5})}, \quad (3.49)$$

donde  $\gamma_i = \frac{\mathbb{E}\{b_i^2\}}{L\sigma^2}$  es la **SNR** por usuario y se ha hecho uso de (3.34). Además, en primer lugar el valor esperado se tomó sobre los datos y el ruido. Luego, el valor esperado se toma sobre la energía de los coeficientes de canal ajustado  $\left| \tilde{h}_1 \right|^2$  y  $\left| \tilde{h}_2 \right|^2$ . En esta estrategia de recepción resulta sencillo extender la ecuación (3.49) a  $K$  usuarios equipotentes donde se utiliza diagramación *OWO* para los usuarios o dispositivos 1 y 2 y el resto de los  $(K - L)$  usuarios o dispositivos pueden originar distintas estructuras de interferencia. La **SINR** queda expresada, en este caso, de la siguiente manera,

$$\Gamma_{MF,1} = \frac{\gamma \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^4 \right\}}{\gamma \rho^2 \left( \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \right|^2 \right\} + \sum_{k=3}^K \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_k \right|^2 \right\} \right) + \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^2 \right\}}, \quad (3.50)$$

donde  $\gamma_i = \frac{\mathbb{E}\{b_i^2\}}{K\sigma^2} = \gamma$ ,  $i = 1, \dots, K$  es la **SNR** por usuario y  $\rho_{1k} = \rho$ ,  $k = 1, \dots, K$ .

En la Fig. 3.7 se observa el beneficio, en términos de **SINR**, para la estrategia de recepción convencional combinada con la diagramación multiusuario. La recta con línea discontinua corresponde a la presencia de un sólo usuario o dispositivo, estableciendo un límite de desempeño superior por la ausencia de señales interferentes. Además, de manera comparativa, se muestra la aproximación de la ecuación (3.49) para el caso de dos usuarios, con una diferencia de 0.3 dB en la zona de alta **SNR**. En la Fig. 3.8 se observa la evolución de la (3.50) para varias situaciones. En primer lugar para el caso de 2 usuarios o dispositivos, se aprecia el beneficio del uso del diagramador *OWO* donde luego, es evidente la degradación de desempeño a medida que aumenta la cantidad de usuarios o dispositivos activos en el sistema.

### 3.4.1.2. Probabilidad de error de símbolos

La probabilidad de error de símbolo por usuario para un esquema de modulación BPSK con símbolos reales y dos usuarios o dispositivos, viene dada por (Apéndice 3.B):

$$P^{MF}(\sigma) = E \left\{ Q \left( \frac{\left| \tilde{h}_1 \right|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2}}} + \frac{\mathbb{R} \left\{ \tilde{h}_2 \rho_{12} \right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2}}} \right) \right\}, \quad (3.51)$$

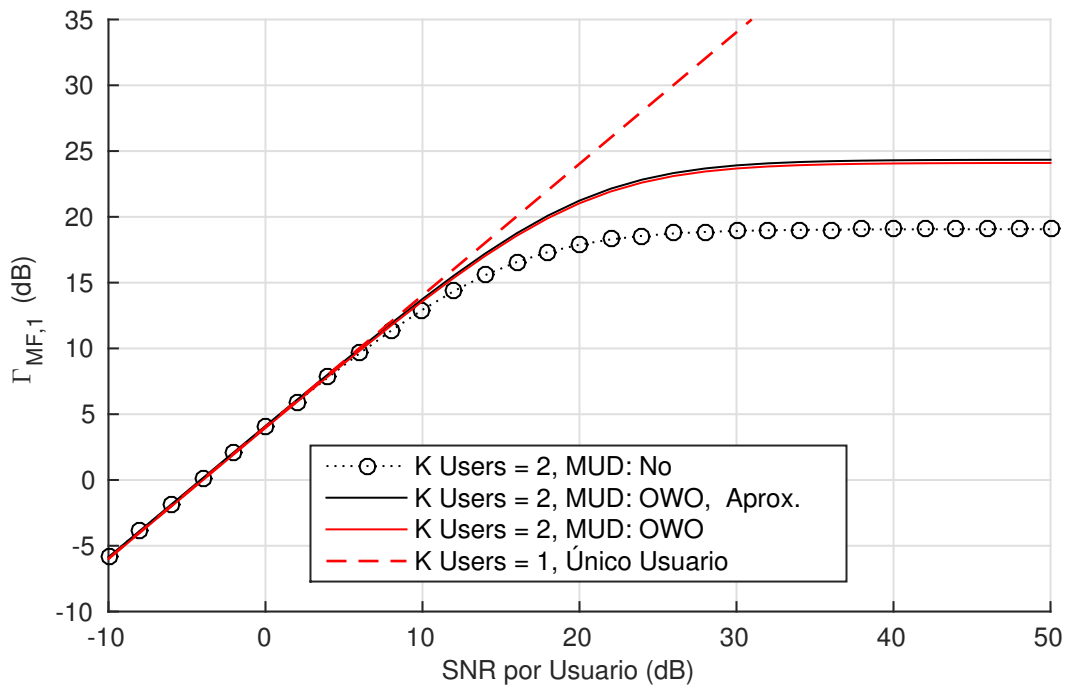


Figura 3.7: SINR del Receptor MF con y sin diagramación de usuarios o dispositivos.

donde el valor esperado se toma sobre la distribución de probabilidad de las amplitudes de las variables aleatorias  $\tilde{h}_1$  y  $\tilde{h}_2$ .

El desempeño del receptor MF, mediante simulación numérica, se puede apreciar en la Fig. 3.9. Para propósitos de comparación se muestra en línea discontinua (- -) el desempeño del receptor MF cuando no existe la posibilidad de desplegar diversidad en transmisión y existe un único usuario/dispositivo activo en el sistema. En otro extremo de desempeño, en línea sólida (—) se gráfica la ecuación (3.45) que constituye el límite superior de desempeño del sistema. Los resultados para el receptor MF con reportes cuantizados  $N_{cd} = 2$  se muestran con líneas solidas y caracteres,  $\cdot$  y  $\circ$  para un único usuario y un usuario interferente, respectivamente. Cabe resaltar que la mejora de desempeño en BER debida al uso del diagramador, en este caso OWO, es consistente con el aumento de la SINR observada en la Fig. 3.49, particularmente para la zona de alta SNR. En la misma figura se puede apreciar que la pérdida de desempeño por la utilización de cuantización es aproximadamente de 0.3 dB.

### 3.4.1.3. Eficiencia multiusuario

Hasta ahora las métricas analizadas del receptor MF son la SINR y la probabilidad de error. La métrica SINR es un buen indicador de la calidad de la estrategia de recepción frente a la presencia de otros usuarios interferentes. Como se observó en esta estrategia de recepción, la presencia de usuarios interferentes sólo puede degradar el desempeño del receptor MF. En este punto es interesante cuantificar la BEP en presencia de otros usuarios, relativa a la BEP óptima sin presencia de otros usuarios. Cuando no existe control de potencia en el sistema tiene lugar el efecto Cercano-Lejano NFE y es importante cuantificar el grado de sensibilidad del receptor frente a éste problema. Para el cálculo de la eficiencia multiusuario de este receptor, en este tipo de canales se recurre a la extensión del cálculo que es presentado por Verdú en [87]. Se

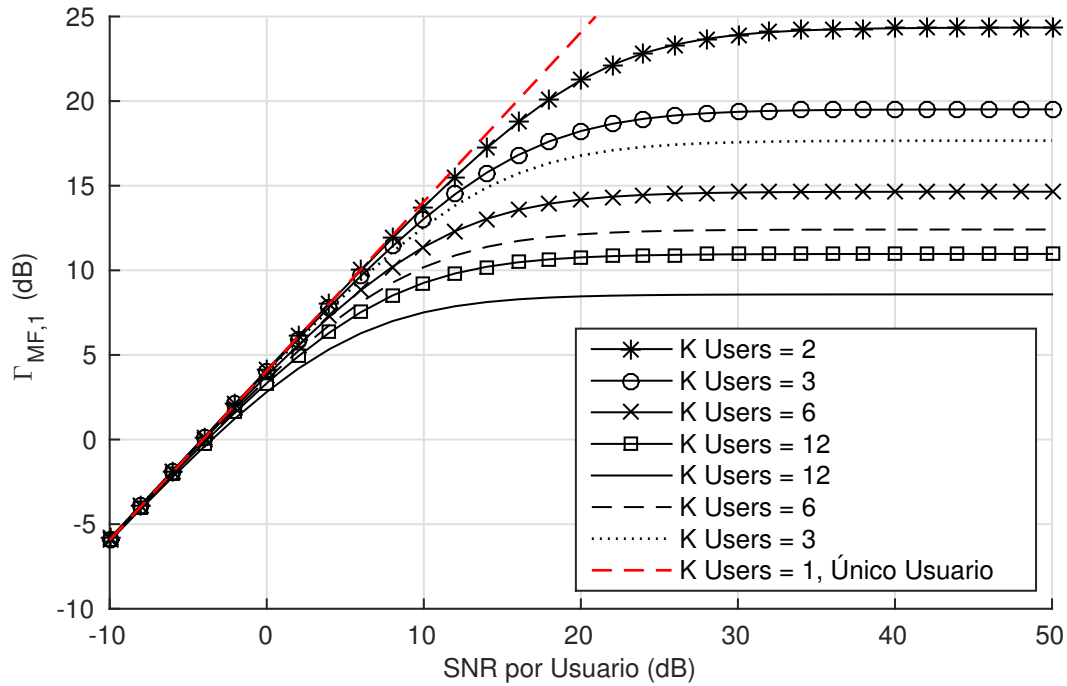


Figura 3.8: Evolución de SINR para el receptor MF frente a señales de interferencia. En todos los casos hay dos usuarios diagramados mediante el diagramador OWO. En líneas sólida con caracteres casos donde el canal individual de cada usuario o dispositivo interferente experimenta un desvanecimiento Rayleigh. Las curvas con sólo caracteres son los casos en los que el canal de los usuarios o dispositivos interferentes operan con un esquema CL-TD Modo 1, es decir usuarios/dispositivos con energía en recepción maximizada (No óptima por uso de cuantización).

distinguen dos situaciones posibles, a saber

$$|\tilde{h}_1| < |\tilde{h}_1| - \mathbb{R}\{\tilde{h}_2\} \rho_{12} \rightarrow \eta_1 = 0 \quad (3.52)$$

$$|\tilde{h}_1| > |\tilde{h}_1| - \mathbb{R}\{\tilde{h}_2\} \rho_{12} \rightarrow \eta_1 = \left(1 - \frac{\mathbb{R}\{\tilde{h}_2\}}{|\tilde{h}_1|} \rho_{12}\right)^2, \quad (3.53)$$

En la Fig.3.10 se puede apreciar la evolución de la eficiencia en función la relación entre  $\frac{\mathbb{R}\{\tilde{h}_2\}}{|\tilde{h}_1|}$  de los canales utilizados para la simulación, tanto con conformación de haz como sin ello. Donde es posible observar que la eficiencia se mantiene en valores por encima del 70 % cuando las condiciones lo permite. Además es posible observar el efecto de la conformación de haz en la dispersión de los valores que dependen de la relación entre las amplitudes de canal. Se puede concluir que el efecto de la conformación de haz disminuye el rango de variación de la relación de amplitudes del canal con lo que el receptor de filtro apareado aplicado a este tipo de canales mejora su desempeño con respecto al canal Rayleigh sin conformación de haz.

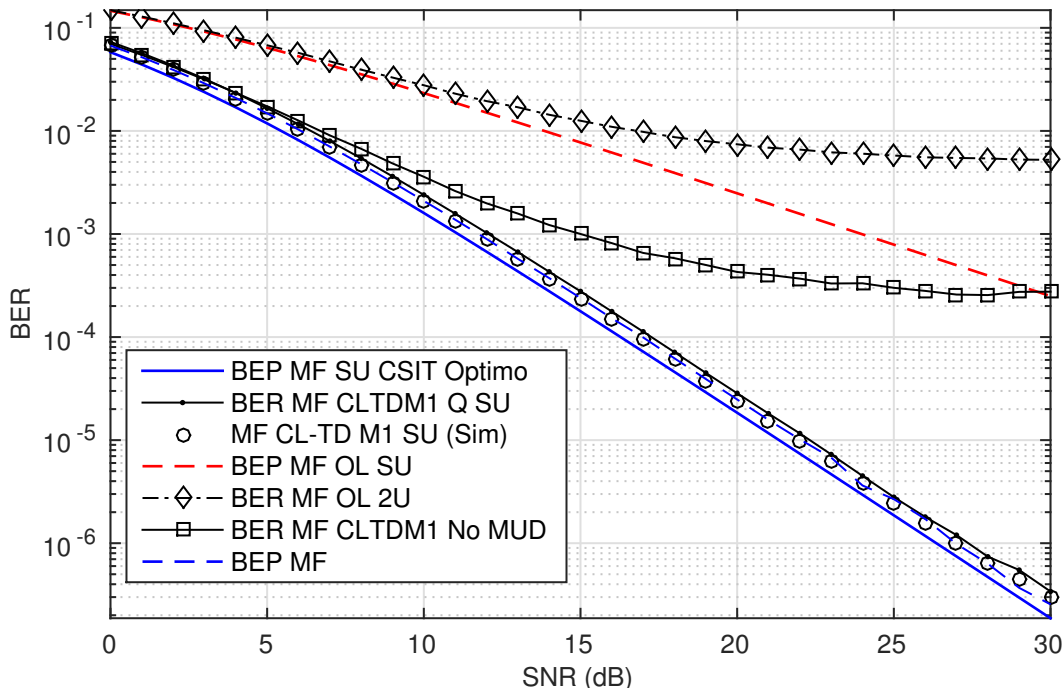


Figura 3.9: Desempeño del receptor MF en BC con MIMO. En línea discontinua (- -) la probabilidad de error analítica del MF sin interferencia operando en un canal con desvanecimiento Rayleigh a lazo abierto (*Open-Loop*). En línea discontinua con caracteres romboides se observa el desempeño del MF operando en presencia de un dispositivo interferente (con potencia similar al usuario o dispositivo deseado), en un canal con desvanecimiento Rayleigh a lazo abierto. En línea continua y caracteres cuadrados el desempeño del MF operando a lazo cerrado (*Closed-Loop*) con Diversidad en Transmisión (CL-TD Modo 1) y un usuario o dispositivo interferente con la misma potencia. En línea sólida continua, la probabilidad de error del MF sin interferencia y operando a lazo cerrado con Diversidad en Transmisión en un canal con desvanecimiento Rayleigh. En línea continua y caracteres de punto, el desempeño del MF operando a lazo cerrado, con diagramación de usuarios OWO y diversidad en transmisión con CSIT cuantizado  $N_{cd} = 2$  bits. Por último, en línea discontinua la ecuación 3.51 superpuesta con el desempeño del MF operando a lazo cerrado, con diagramación de usuarios OWO y diversidad en transmisión con CSIT, en caracteres de círculo.

#### 3.4.1.4. Complejidad computacional

Debido a que este receptor sólo necesita conocer la firma de usuario del usuario/dispositivo del que se desea recuperar los datos, se analiza la cantidad de operaciones que son necesarias en el proceso. La notación que se utiliza para denotar la complejidad será mediante la notación de Landou, cuyo argumento es la función que normalmente sirve como cota superior asintótica. El traspaso de la señal recibida analógica al dominio digital se realiza intrínsecamente dentro del receptor. Sin embargo, la operación de recepción es implementable como la correlación de las muestras discretas de la señal recibida con la firma de usuario discreta almacenada en el receptor, de esta manera la cantidad de multiplicaciones y sumas de números complejos serán función de la ganancia de procesamiento  $N$ . En la Tabla (3.4) se observan estas cantidades.

El receptor MF constituye una de las estrategias más simples de demodulación. En presencia de varios usuarios, y operando en un esquema CDMA con firmas de usuarios cuasi-ortogonales

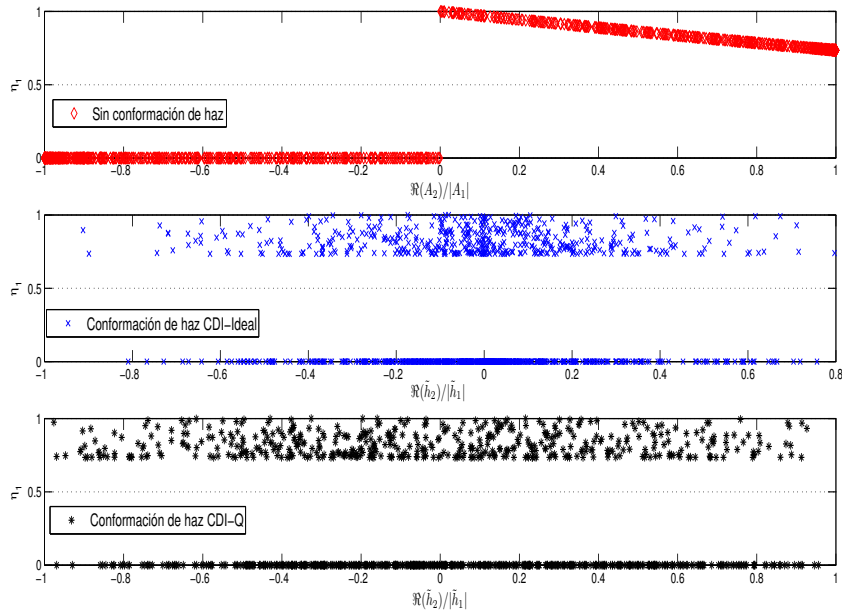


Figura 3.10: Eficiencia Multiusuario promediado sobre la PDF de  $|\tilde{h}_1|$  y  $|\tilde{h}_2|$ .

el desempeño del mismo se degrada rápidamente con el número de transmisiones simultáneas. Este comportamiento resulta intuitivo dado que la estrategia de recepción considera a las contribuciones de otros dispositivos en transmisión como parte del ruido del canal.

Tabla 3.3: Resumen de características del Receptor MF.

Parámetros	
Firma de Usuario, Usuario deseado	Si
Firma de Usuario, Usuario Interferente	No
Sincronismo de tiempo, Usuario deseado	Si
Sincronismo de tiempo, Usuario interferente	No
Estimación amplitud, Usuario deseado	Si
Estimación amplitud, Usuario interferente	Si
Costo Computacional	$O(N)$

Tabla 3.4: Costo Operacional del Receptor MF.

Operación	Cantidad
Correlación compleja	$4N$ multiplicaciones + $(4N - 2)$ sumas
Depende del tamaño de $\mathcal{S}$	No
Complejidad	$O(N)$

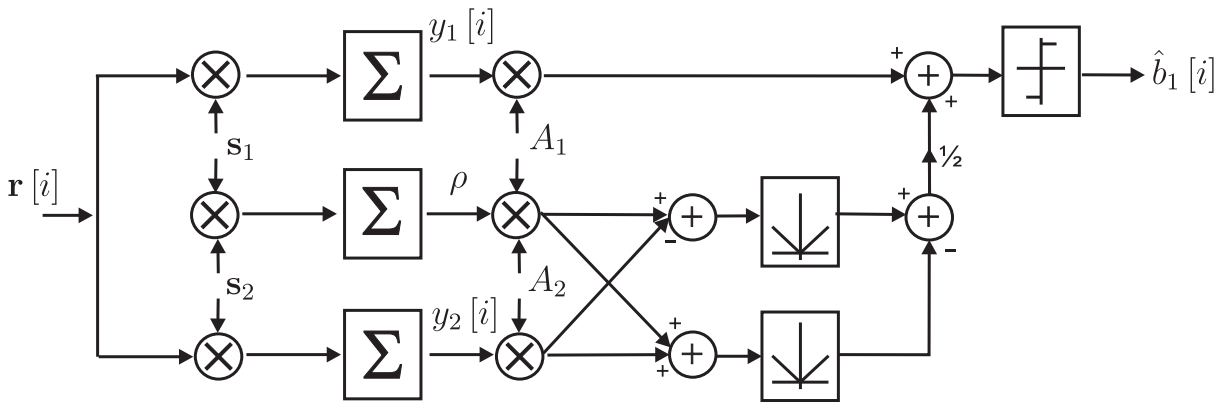


Figura 3.11: Detector de máxima verosimilitud para el usuario 1 con un usuario interferente.

### 3.4.2. Receptor de máxima verosimilitud

El receptor multiusuario de Máxima Verosimilitud ML es tratado en todo un capítulo por Verdú en [87]. Esta estrategia de recepción es óptima para decodificar simultáneamente los datos de todos los MS activos, es decir logra la decisión que genera la mínima probabilidad de error para todos ellos. Infortunadamente, cuando la cantidad de MS activos en el sistema es importante, la complejidad computacional que presenta puede llegar a ser inviable para su implementación. Sin embargo, su estudio es importante para establecer las fronteras de desempeño como referencia para el desarrollo de otros tipos de receptores de complejidad reducida.

A continuación y sin pérdida de generalidad se desarrolla la estrategia de decisión para el caso de dos MS. A partir de la función de verosimilitud, condicionada a la transmisión de  $b_1$  y  $b_2$ , [87, Cap.3, Pag.88] y particularizada al caso de dos MS con canal ajustado, se tiene

$$f[\{r(t), 0 \leq t \leq T\} | (b_1, b_2)] = \quad (3.54)$$

$$\exp\left(\frac{1}{\sigma} \Omega(b_1, b_2)\right) \exp\left(\frac{-|h_1|^2 + |h_2|^2}{2L\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \int_0^T r(t)^2 dt\right), \quad (3.55)$$

donde

$$\Omega(b_1, b_2) = \frac{1}{\sigma^2 L} \mathbb{R}\{\tilde{h}_1^* b_1^* y_1 + \tilde{h}_2^* b_2^* y_2 - \tilde{h}_1 \tilde{h}_2^* b_1 b_2^* \rho\}, \quad (3.56)$$

y la salida del Filtro Apareado se denota como

$$y_k = \sum_{l=1}^N r_k s_k dt. \quad (3.57)$$

La decisión óptima conjunta, para el caso de dos usuarios, es aquella que maximiza la función  $\Omega(b_1, b_2)$ . En otras palabras se elige la hipótesis que corresponde a la realización de mínima energía.

Para maximizar la (3.55) hay que descartar los factores que no dependen de  $(b_1, b_2)$  así la decisión de máxima verosimilitud será aquella que maximiza la función  $\Omega(b_1, b_2)$ . Se puede mostrar que la decisión óptima para la estimación de los datos es tal que si se cumple que

$$\min \left\{ \mathbb{R}\{\tilde{h}_1^* | y_1\}, \mathbb{R}\{\tilde{h}_2^* | y_2\} \right\} \geq \mathbb{R}\{\tilde{h}_1 \tilde{h}_2^*\} \rho, \quad (3.58)$$



entonces

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(\mathbb{R}\{y_1\}), \quad (3.59)$$

$$\hat{b}_2 = \text{sgn}(\mathbb{R}\{y_2\}), \quad (3.60)$$

o de otra manera

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}\left(\mathbb{R}\{\tilde{h}_1^* y_1\} - \text{sgn}(\rho)\mathbb{R}\{\tilde{h}_2^* y_2\}\right), \quad (3.61)$$

$$\hat{b}_2 = \text{sgn}\left(\mathbb{R}\{\tilde{h}_2^* y_2\} - \text{sgn}(\rho)\mathbb{R}\{\tilde{h}_1^* y_1\}\right). \quad (3.62)$$

Otra forma de expresar la decisión óptima conjunta es

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}\left(\tilde{h}_1^* y_1 + \frac{1}{2}\left|\tilde{h}_2^* y_2 - \tilde{h}_1 \tilde{h}_2^* \rho\right| - \frac{1}{2}\left|\tilde{h}_2^* y_2 + \tilde{h}_1 \tilde{h}_2^* \rho\right|\right), \quad (3.63)$$

$$\hat{b}_2 = \text{sgn}\left(\tilde{h}_2^* y_2 + \frac{1}{2}\left|\tilde{h}_1^* y_1 - \tilde{h}_1 \tilde{h}_2^* \rho\right| - \frac{1}{2}\left|\tilde{h}_1^* y_1 + \tilde{h}_1 \tilde{h}_2^* \rho\right|\right), \quad (3.64)$$

Es importante destacar que la señal recibida afecta a las decisiones conjunta a través de  $y_1$  e  $y_2$ . En la Fig.3.11 se esquematiza la regla de decisión óptima conjunta.

### 3.4.2.1. Relación señal a ruido e interferencia

Para el análisis, consideramos al usuario 1 como el deseado. La condición para que la decisión conjunta sea igual al receptor convencional es la ecuación (3.58) que lleva a una decisión similar al receptor MF, es de esperar que la SINR, sea de la misma forma, i.e.,

$$\Gamma_{\text{ML},1} = \Gamma_{\text{MF},1} = \frac{\gamma_1 \mathbb{E}\left\{\left|\tilde{h}_1\right|^2\right\}}{\gamma_2 \rho^2 \mathbb{E}\left\{\left|\tilde{h}_2\right|^2\right\} + 2}, \quad (3.65)$$

de otra manera, la decisión conjunta toma la forma de la ecuación (3.61) y la SINR, toma la siguiente forma

$$\Gamma_{\text{ML},1} = \mathbb{E}\left\{\frac{\gamma_1 \left[\left|\tilde{h}_1\right|^2 - \text{sgn}(\rho)\tilde{h}_1 \tilde{h}_2\right]^2}{\gamma_2 \left[\left|\tilde{h}_2\right|^2 - \text{sgn}(\rho)\tilde{h}_1 \tilde{h}_2\right]^2 + \left(\left|\tilde{h}_1\right|^2 + \left|\tilde{h}_2\right|^2 + |\rho| \mathbb{R}\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2\}\right)}\right\} \quad (3.66)$$

donde  $\gamma_i = \frac{\mathbb{E}\{b_i^2\}}{\sqrt{L}\sigma^2}$  es la SNR por usuario y el valor esperado se toma sobre la distribución de probabilidad conjunta de  $\tilde{h}_1$  y  $\tilde{h}_2$ .

### 3.4.2.2. Probabilidad de error de símbolos

Una medida de interés fundamental es la mínima probabilidad de error  $P_1^{\text{ML}}(\sigma)$  alcanzable por un detector que observa la ecuación (3.56). De esta manera  $P_1^{\text{ML}}(\sigma)$  sirve como referencia de comparación de la probabilidad de error de cualquier detector. Con un análisis similar

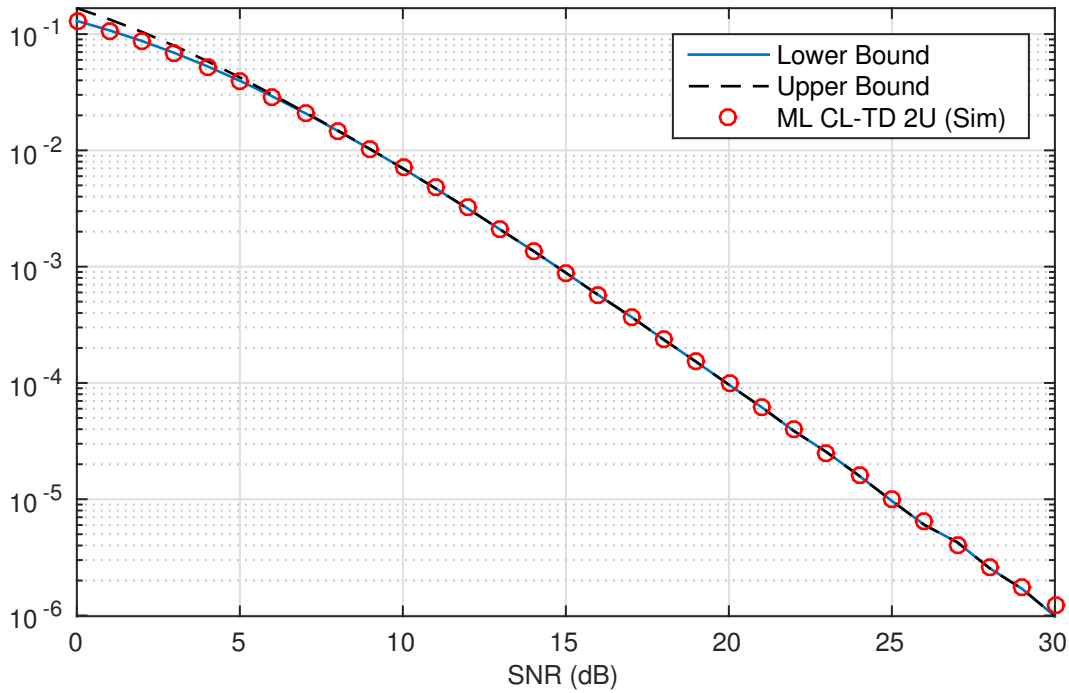


Figura 3.12: Tasa de error superior, inferior y simulación para el detector de Máxima Verosimilitud.

al presentado en [87, Chap 4, Pag 176] se determina los límites superiores e inferiores de la probabilidad de error  $P_1^{ML}(\sigma)$  del detector de Máxima Verosimilitud. Esto es abordado de esta manera, debido a la imposibilidad de hallar una expresión cerrada para la probabilidad de error, aun en el caso más simple como lo es el de dos usuarios. Las cotas de desempeño en BER para el receptor ML, viene dado por

$$\begin{aligned}
 & \left. \max \left\{ Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2}}} \right), \frac{1}{2} Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2 + |\tilde{h}_2|^2 - |\rho| \Re\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 + \tilde{h}_2^* \tilde{h}_1\}}{\frac{\sigma^2}{2} \left[ |\tilde{h}_1|^2 + |\tilde{h}_2|^2 - |\rho| \left( \Re\{\tilde{h}_1^*\} - \Im\{\tilde{h}_1^*\} \right) \left( \Re\{\tilde{h}_2^*\} - \Im\{\tilde{h}_2^*\} \right) \right]} \right) \right\} \right. \\
 & \leq P^{ML}(\sigma) \leq \\
 & \left. \leq Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2}}} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2 + |\tilde{h}_2|^2 - |\rho| \Re\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 + \tilde{h}_2^* \tilde{h}_1\}}{\frac{\sigma^2}{2} \left[ |\tilde{h}_1|^2 + |\tilde{h}_2|^2 - |\rho| \left( \Re\{\tilde{h}_1^*\} - \Im\{\tilde{h}_1^*\} \right) \left( \Re\{\tilde{h}_2^*\} - \Im\{\tilde{h}_2^*\} \right) \right]} \right) \right. \\
 & \hspace{15em} (3.67)
 \end{aligned}$$

donde  $Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2}}} \right)$  es la probabilidad de error del receptor MF con un único usuario.

En la Fig.3.12 se puede apreciar la tasa de error del detector de Máxima Verosimilitud comparado con los límites superior e inferior.

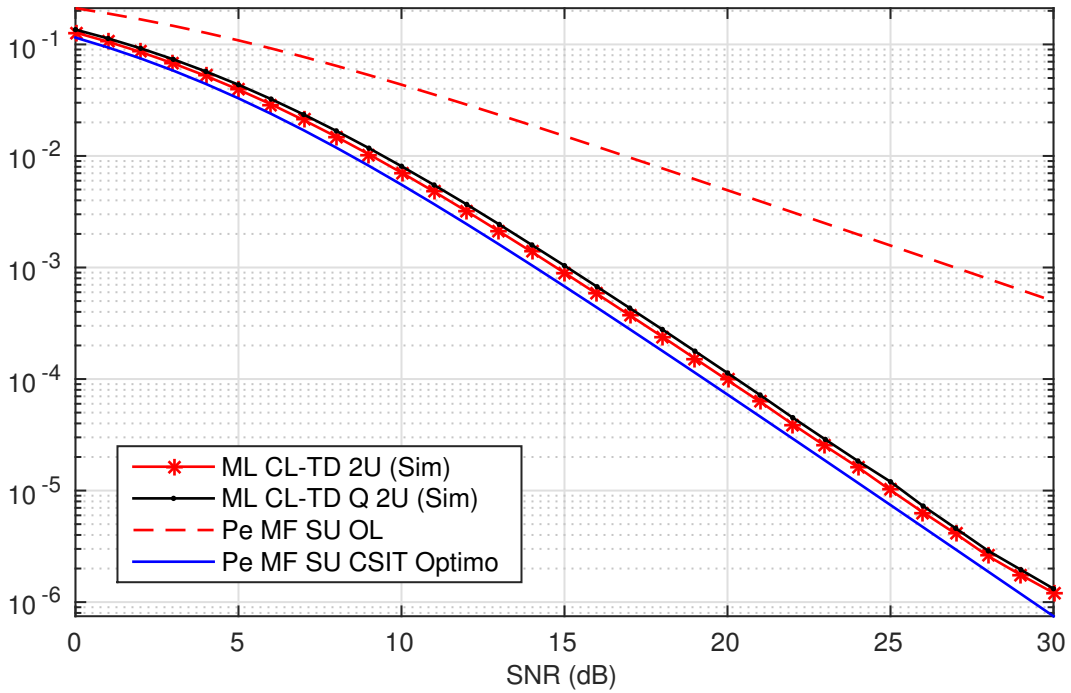


Figura 3.13: Desempeño del Receptor de Máxima Verosimilitud con conocimiento de reportes completos e incompletos (cuantizados  $N_{cd} = 2$ )

### 3.4.2.3. Eficiencia multiusuario asintótica

El autor de [87] computa la eficiencia multiusuario del usuario deseado en el caso de dos usuarios activos como

$$\bar{\eta}^{ML} = \min \left\{ 1, 1 + \frac{A_2^2}{A_1^2} - 2|\rho| \frac{A_2}{A_1} \right\}, \quad (3.68)$$

donde esta expresión es útil para compararla con la eficiencia multiusuario del detector de Filtro Apareado, que se reescribe nuevamente

$$\bar{\eta}^{MF} = \max^2 \left\{ 1, 1 - \frac{A_2}{A_1} |\rho| \right\}.$$

Como es de esperar, si  $A_2 \ll A_1$  ambas eficiencias asintóticas tienden al valor unitario. Sin embargo la (3.68) no es monótona con respecto a la relación  $\frac{A_2}{A_1}$ . De hecho si

$$\frac{A_2}{A_1} \geq 2|\rho|, \quad (3.69)$$

luego  $\bar{\eta}^{ML} = 1$ . Siempre que la energía del usuario 2 exceda el umbral dado en (3.69) la tasa asintótica de error de bits del usuario deseado es equivalente al caso del único usuario en el canal cuando el usuario dos no está activo. La explicación de este comportamiento del receptor de ML es que si el usuario interferente emite con la potencia suficiente, la fuente primaria de error que compromete la demodulación óptima del usuario 1 es el ruido Gaussiano, más que la información aleatoria y potente emitida por el usuario interferente.

Tabla 3.5: Costo Operacional del Receptor ML.

Operación	Cantidad
Correlación compleja	$2^L(4N \text{ multiplicaciones} + (4N - 2) \text{ sumas})$
Depende del tamaño de $\mathcal{S}$	SI
Complejidad	$O(2^L)$

Tabla 3.6: Resumen de características del detector de Máxima Verosimilitud

Parámetro	
Firma de usuario, usuario deseado	Si
Firma de usuario, usuario interferente	Si
Sincronismo de tiempo, usuario deseado	Si
Sincronismo de tiempo, usuario interferente	Si
Estimación amplitud, usuario deseado	Si
Estimación amplitud, usuario interferente	Si
Costo computacional	$O(2^L)$

#### 3.4.2.4. Complejidad computacional

Este receptor presenta la particularidad de que la detección se realiza mediante la búsqueda exhaustiva de todas las combinaciones de recepción posibles, esto lleva a una complejidad que crece exponencialmente con el número de usuarios; esto se debe a que este receptor necesita conocer las firmas de usuarios de todos los usuarios activos del sistema, aún para demodular un único usuario deseado. En la Tabla 3.5 se muestra los detalles de complejidad.

La maximización de la ecuación es un problema combinatorio de optimización, esto significa que el posible conjunto de argumentos es un conjunto finito de tamaño  $2^K$ . A diferencia de los problemas de optimización sobre la línea real o espacios Euclidianos, donde las técnicas del análisis matemático suelen ser usados, el problema combinatorio puede ser siempre resuelto mediante la búsqueda exhaustiva, computando la función por cada posible argumento y seleccionando aquel que maximiza la función.

Al igual que en los análisis anteriores, este detector se basa en hallar, la hipótesis de mínima energía (valor cuadrático medio) de todas las hipótesis probables. El receptor de máxima verosimilitud, para el caso de aplicación en canales con desvanecimiento lento inclusive en canales ajustados, no difiere del análisis presentado en el capítulo anterior, salvo que en este caso también los coeficientes del canal son representados por valores complejos. También hay que considerar que el costo computacional, en esencia tampoco contiene cambios. Ante lo expuesto se presenta los resultados de simulación comparados con los del receptor MF con un solo usuario, y un usuario interferente.

En la Fig.3.13 se observa el desempeño de éste receptor en canales BC con MIMO y dos usuarios activos.

A partir de lo expuesto anteriormente, en la Tabla 3.6 se presenta un resumen de las características más importantes de este receptor.

### 3.4.3. Receptor lineal de de-correlación

El receptor **MF** y el **ML** constituyen las estrategias de recepción que delimitan las fronteras de desempeño analizadas en este trabajo. La gran diferencia de desempeño y complejidad computacional entre el receptor de **MF** y el **ML**, motiva la búsqueda de otras estrategias de detección que presenten una relación de compromiso entre desempeño y complejidad computacional que esté situado entre ambos límites de desempeño.

El detector de De-Correlación Lineal **LDD** fue propuesto por Lupas y Verdú en [25, 88] en la búsqueda de un detector con mejores prestaciones que el **MF**, el cual, no es robusto frente al problema *Cercano-Lejano*. Las principales fortalezas del **LDD** es que exhibe una complejidad computacional lineal y también es robusto frente al problema *Cercano-Lejano*, aunque logra esto a expensas de un aumento del nivel de ruido (*Noise Enhancements*). Además, precisa del conocimiento de las firmas de usuarios de todos los participantes que tengan aportes de energía considerable en la señal recibida analizada, pero no requiere el conocimiento de las amplitudes de los usuarios interferentes.

En esta sección se extiende el análisis, siempre en el escenario de difusión con coeficientes del canal sometidos a un desvanecimiento lento del canal inalámbrico y variación por bloques (Frames).

Para el análisis de este receptor, la señal recibida conviene que esté expresada en forma matricial para el  $i$ -ésimo intervalo de tiempo, donde el sub-índice 1 indica la señal deseada, esto es

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{b} + \sigma \mathbf{m} \quad (3.70)$$

donde  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times K}$  es la matriz diagonal contiene los coeficientes de canal ajustado de los  $K$  dispositivos activos seleccionados para dar servicio.  $\mathbf{m}$  es un vector de ruido cuyas entradas son **RV** Gaussianas independientes de media nula y varianza unitaria.  $\mathbf{b} \in \mathbb{R}^{K \times 1}$  es el vector de datos de cada usuario y  $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{N \times K}$  es la matriz que contiene las firmas de usuarios.

En base a que este receptor conoce todas las firmas de usuarios de todos los participantes activos en el sistema, el vector de señal recibida,  $\mathbf{r}$  luego de pasar por un banco de filtros **MF** apareados a la firma de usuario de cada dispositivo activo, viene dado por,

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}^T \mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{R}_S \mathbf{H} \mathbf{b} + \sigma \mathbf{n}, \quad (3.71)$$

donde  $\mathbf{R}_S = \mathbf{S}^T \mathbf{S}$  es la matriz de correlación de firmas de usuarios y  $\sigma \mathbf{n}$  es otro vector de ruido cuyos elementos son **RV** Gaussianas de media nula y matriz de covarianza.

$$\sigma^2 \mathbb{E} \{ \mathbf{n} \mathbf{n}^H \} = \sigma^2 \mathbf{R}_S. \quad (3.72)$$

Si la salida del banco de filtros apareados se procesa con  $\mathbf{R}_S^{-1}$  se obtiene

$$\mathbf{R}_S^{-1} \mathbf{y} = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{H} \mathbf{b} + \sigma \mathbf{R}_S^{-1} \mathbf{n}, \quad (3.73)$$

donde es claro, la propiedad de desacople de contribuciones de señales de otros dispositivos (*decorrelating*) de esta estrategia de recepción. La estimación de los datos de la señal de interés (sub-índice 1) viene dado por

$$\hat{b}_1 = \text{sgn} \left( \mathbb{R} \left\{ \tilde{h}_1^* (\mathbf{R}_S^{-1} \mathbf{y})_1 \right\} \right) = \text{sgn} \left( \left| \tilde{h}_1 \right|^2 b_1 + \mathbb{R} \left\{ \sigma \tilde{h}_1^* \tilde{n}_1 \right\} \right), \quad (3.74)$$

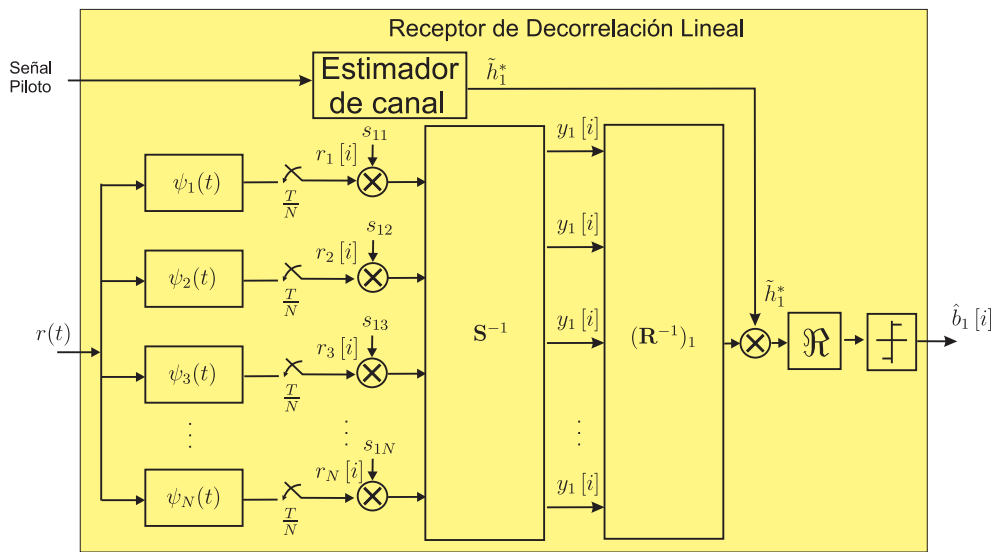


Figura 3.14: Diagrama de Bloques del LDD con estimador de canal.

donde  $(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y})_1$  indica el primer elemento del vector columna resultado del producto de la inversa de la matriz de correlaciones de firmas de usuarios y la señal a la salida del banco de filtros apareados. Además, como se ha considerado que el receptor conoce las amplitudes del canal del usuario deseado o puede estimarla, la utiliza para la detección.  $\tilde{n}_1$  es la componente de  $\mathbf{R}_S^{-1}\mathbf{n}$  correspondiente al usuario deseado con desviación estándar de  $\sqrt{(\mathbf{R}_S^{-1})_{11}}$ . En la Fig.3.14 se muestra el diagrama en bloques de la implementación de este receptor.

Analizando el comportamiento de la ecuación (3.74) para  $\sigma \rightarrow 0$ , se observa claramente que ésta se reduce a

$$\hat{b}_1 = \text{sgn} \left( \mathbb{R} \left| \tilde{h}_1 \right|^2 b_1 \right), \quad (3.75)$$

donde se expone una característica importante de este receptor; la demodulación perfecta de datos en ausencia de ruido, siempre y cuando las firmas de usuarios sean linealmente independientes. Considerando ahora el caso de que el nivel de ruido no sea nulo, es claro ver que la componente de señal deseada continúa libre de interferencia de otros usuarios (ecuación (3.73)). Esto es así debido a que los datos entre usuarios se asumen no-correlacionados.

Desde el punto de vista de la implementación hay que resaltar dos características:

- No es necesario el conocimiento de los coeficientes de canal de los usuarios interferentes.
- Se puede mostrar que es factible la demodulación individual de cada usuario de manera independiente [87]

### 3.4.3.1. Relación de potencia de señal a potencia de interferencia y ruido

Considerando que este detector elimina por completo la interferencia la métrica de SINR no depende de la misma, sin embargo veremos como afecta el procesamiento de eliminación de interferencia en la potencia de ruido. Partimos de identificar la señal deseada en una realización

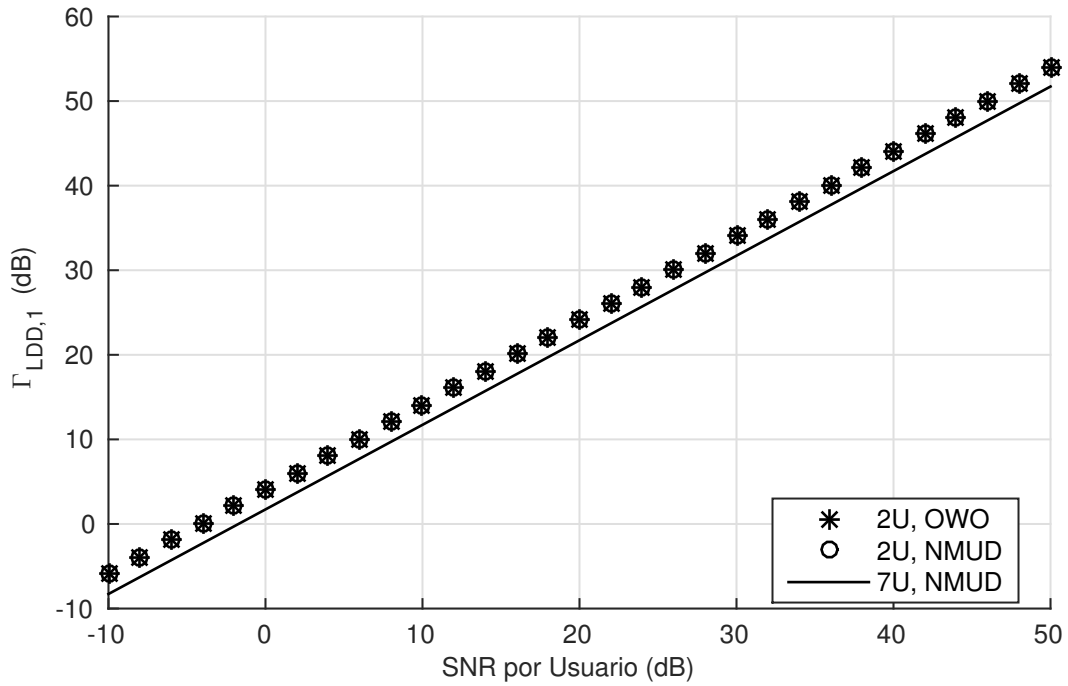


Figura 3.15: SINR del receptor LDD para 2 usuarios/dispositivos con y sin diagramación.

de canal y luego hallar la potencia de la misma, i.e.,

$$\frac{1}{\sqrt{K}} |\tilde{h}_1|^2 b_1 + \sigma \tilde{h}_1^* \tilde{n}_1 = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{K}} |\tilde{h}_1|^2 b_1}_{\text{Deseada}} + \underbrace{\sigma \tilde{h}_1^* \tilde{n}_1}_{\text{Ruido}} \quad (3.76)$$

De esta manera la SINR, se puede escribir como

$$\Gamma_{\text{LDD},1} = \frac{\gamma_1 \text{E} \left\{ |\tilde{h}_1|^4 \right\}}{\text{E} \left\{ |\tilde{h}_1|^2 \right\} (\mathbf{R}_S^{-1})_{11}} = \frac{\gamma_1 \left( 2 + \frac{1}{\pi} + 3\sqrt{\frac{1}{2}} \right)}{\left( 1 + \sqrt{\frac{1}{2}} \right) (\mathbf{R}_S^{-1})_{11}}, \quad (3.77)$$

donde  $\gamma_1 = \text{E}\{|b_1|^2\}/(K\sigma^2)$  es la SINR del usuario deseado y se ha hecho uso de (3.34). En la Fig. 3.15 se puede apreciar el desempeño del receptor LDD en términos de SINR donde se observa el que no hay diferencia de desempeño en el uso de diagramadores para el caso de dos usuarios. Observando la ecuación (3.77) es evidente que no depende de la cantidad de usuarios, pero si depende de las estadísticas del canal asociado al usuario/dispositivo de interés. Además, existe un incremento de la potencia de ruido, que se observa en el caso de 7 usuarios.

### 3.4.3.2. Probabilidad de error de símbolos

La probabilidad de error del detector de de-correlación en presencia de un canal ajustado con MIMO viene dada por,

$$P^{\text{LDD}}\{\sigma\} = \text{E} \left\{ Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (\mathbf{R}_S^{-1})_{11}}} \right) \right\}. \quad (3.78)$$

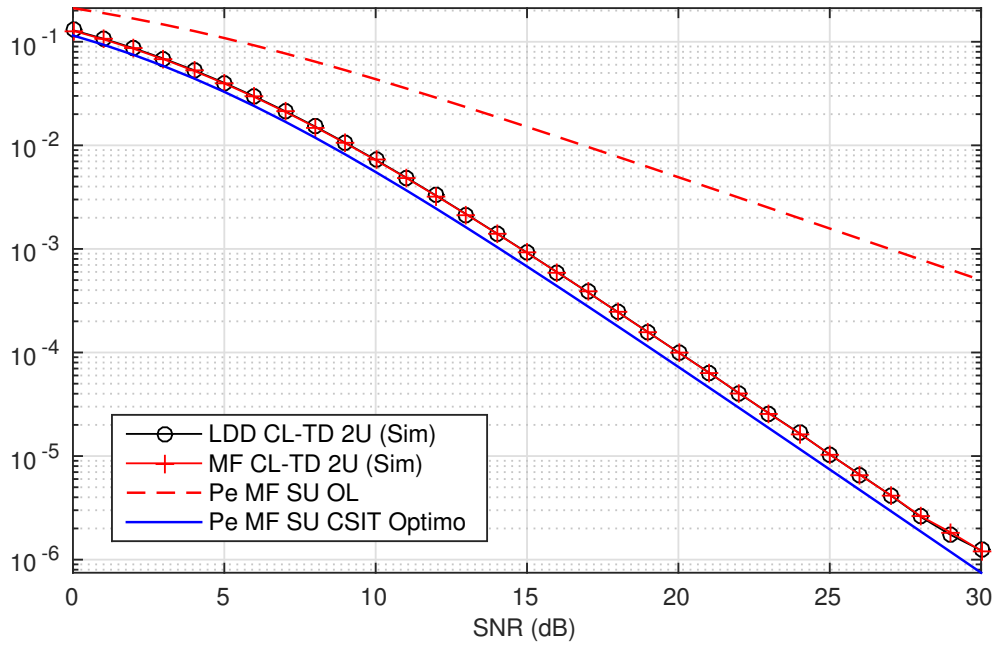


Figura 3.16: Desempeño del receptor LDD con un usuario interferente.

En la Fig.3.16 se puede apreciar el desempeño de la simulación del detector LDD junto con la gráfica de la 3.78 y las curvas de desempeño de los detectores analizados anteriormente en este capítulo. Como se había mencionado al principio este receptor surge como opción de complejidad/desempeño de término medio entre el receptor de filtro apareado y el de máxima verosimilitud, lo cual puede apreciarse en la figura.

### 3.4.3.3. Eficiencia multiusuario asintótica

Es bien conocido que este detector logra la robustez frente al efecto *Cercano-Lejano* NFE, esto es

$$\bar{\eta}^{LDD} = \frac{1}{(\mathbf{R}_S^{-1})_{11}}. \quad (3.79)$$

Sin embargo, este resultado fue derivado para el caso de canales Gaussianos. Para hallar el resultado en canales con desvanecimiento Rayleigh el autor de [101, 102] considera que la componente de la interferencia a la salida del LDD se puede aproximar a una señal de ruido blanco Gaussiano cuando  $\sigma^2 \rightarrow 0$ . El autor justifica esta aproximación basado en los resultados del trabajo de Bensley [103] el cual, en su trabajo, demuestra la precisión de la aproximación. La eficiencia multiusuario para el caso considerado tiene la misma forma que en el caso AWGN, esto es

$$\bar{\eta}^{LDD} = \frac{1}{(\hat{\mathbf{R}}^{-1})_{kk}} \quad (3.80)$$

donde

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}} &= \tilde{\mathbf{S}}^H \tilde{\mathbf{S}} \\ \tilde{\mathbf{S}} &= \mathbf{S}\mathbf{H} \end{aligned}$$

y el subíndice  $kk$  indica el elemento de la matriz. Este resultado depende de los coeficientes del canal por lo que es esperable que no alcance el mismo desempeño como en canales AWGN.



Tabla 3.7: Resumen de características del Receptor LDD.

Parámetro requerido	
Firma de usuario, usuario deseado	Si
Firma de usuario, usuario interferente	Si
Sincronismo de tiempo, usuario deseado	Si
Sincronismo de tiempo, usuario interferente	Si
Estimación amplitud, usuario deseado	Si
Estimación amplitud, usuario interferente	Si
Costo computacional	$O(K^3)$

Tabla 3.8: Costo Operacional del Receptor LDD.

Operación	Cantidad
Correlación compleja	$K4N$ multiplicaciones + $K(4N - 2)$ sumas
Depende del tamaño de $\mathcal{U}$	SI
Complejidad	$O(K^3)$

#### 3.4.3.4. Costo computacional

El costo computacional de este receptor en este tipo de canales involucra la inversa de la matriz  $\mathbf{R}$  la cual debe calcularse para cada trama considerada, debido a la consideración de que los coeficientes del canal se mantenían constante para toda la transmisión de una trama. Este tipo de cálculo consume gran cantidad de recursos, considerando que el desarrollo se realiza desde el punto de vista del receptor móvil.

El detector LDD conserva una característica importante que es la de eliminar completamente la interferencia, sin embargo el principal requerimiento para lograr esto descansa en el conocimiento de todas las firmas de usuarios de todos los usuarios activos del sistema, requerimiento que actualmente involucra la comunicación entre dispositivos móviles y la estación base constantemente para mantener actualizado la dimensión de la matriz  $\mathbf{R}$ . Cabe resaltar que en este esquema es irrelevante, en principio, la aplicación de diagramadores de usuarios dado que la estrategia es independiente de los mismos y la cantidad de ellos. Este requisito más el procesamiento de complejidad creciente con la dimensión de  $\mathbf{R}$  hace que este receptor en canales MU-MIMO se de difícil implementación.

### 3.4.4. Receptor lineal de mínimo error cuadrático medio

La demodulación de los datos de los usuarios en el sistema CDMA es convencionalmente logrado por el receptor de filtro apareado (MF). Debido a que la correlación cruzada entre las firmas de usuarios no es nula, la interferencia de los datos que corresponden a otros usuarios y las distintas potencias con las que arriban las señales de otros usuarios (*Near-Far Effect*) pueden degradar ampliamente la demodulación de la señal deseada. En base a este problema, varios esquemas de supresión de interferencia fueron propuestos para mitigar este efecto, explotando la estructura de la señal interferente multiacceso [25, 88, 89, 104]. Estos esquemas, si bien logran su cometido, lo hacen con una complejidad de operación superior al detector convencional junto con la necesidad de conocimiento explícito o la estimación precisa de los parámetros de la interferencia (Amplitudes, Firmas de usuario, etc.) en el receptor. Otros esquemas, implementan un control de potencia en los receptores de tal manera que al emisor le lleguen las señales con la misma amplitud. Sin embargo, esto conlleva el tráfico adicional de los parámetros de control desde el receptor hacia el transmisor [46–48, 105].

Desde el punto de vista del canal BC los receptores multiusuarios pueden ser implementados en estructuras descentralizadas donde sólo el usuario de interés necesita ser demodulado. Cuando las amplitudes recibidas son desconocidas, el detector LDD puede ser una buena elección, pero como se demuestra en [87] para un régimen de baja SNR el detector de filtro apareado, tiene un desempeño superior. Esta degradación del desempeño del LDD en un régimen de baja SNR sugiere que incorporando la información de la misma en una nueva estrategia de detección mejoraría el desempeño tanto en bajas como en altas proporciones de señal a ruido. Una estrategia de detección que incorpora la información de SNR es la versión no adaptativa del receptor de mínimo error cuadrático medio MMSE, el cual fue propuesto por [97, 98, 106]. Las versiones adaptativas del MMSE presentan además, una ventaja relativa a los esquemas presentados anteriormente. Esta ventaja, tiene lugar debido a que no necesita el conocimiento explícito de los parámetros de la interferencia dado que éstos pueden ser estimados en la adaptación de los coeficientes que logran la solución MMSE. Además, la complejidad de estos esquemas, medida en el número de los coeficientes del filtro, puede ser ajustado de tal manera que se obtenga el nivel de desempeño deseado. En base a lo expuesto, resulta atractivo investigar el desempeño de estrategias de detección de complejidad reducida capaces de ofrecer un desempeño similar al receptor MMSE. En esta sección se analiza en primer lugar el detector de mínimo error cuadrático medio MMSE no adaptativo y luego se describirán dos enfoques de implementación adaptativa. Estas implementaciones, como se mencionó anteriormente, no requiere el conocimiento previo de la SNR en el receptor ni tampoco las firmas de usuario de los usuarios que no son de interés.

#### 3.4.4.1. Algoritmo de mínimo error cuadrático medio

La estructura del detector MMSE consiste en un banco de Filtros MF apareados a la forma de onda de los chips seguido de un filtro FIR que minimiza el error cuadrático medio (*Mean Square Error - MSE*) entre el símbolo emitido y el detectado. En la Fig. 3.17 se ilustra esta estructura y se muestra, de manera general, el proceso para recuperar los datos del usuario deseado (denotado con el sub-índice 1).

Se considera que el receptor opera en un canal de difusión y cuyos coeficientes de ganancia de canal, no selectivos en frecuencia, experimentan una variación temporal lenta. Esto permite considerar al canal, para un tiempo arbitrariamente corto, como un sistema (*Linear-Time Inva-*

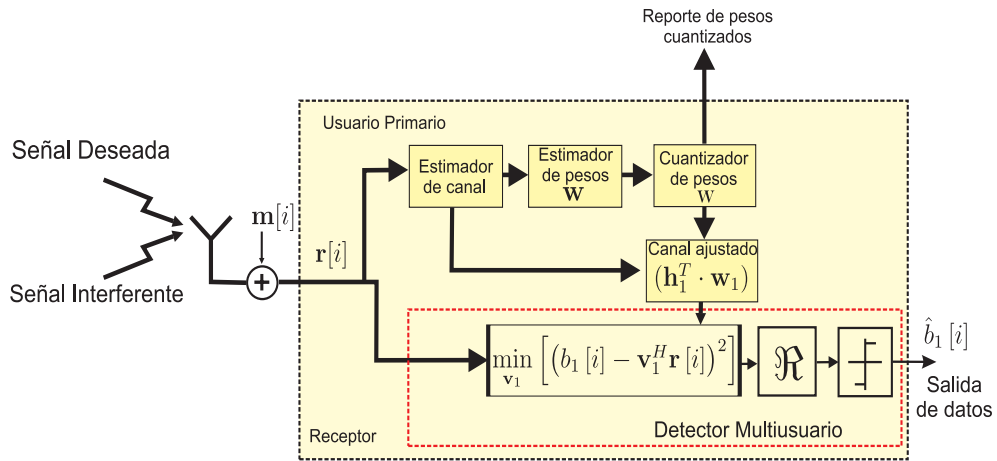


Figura 3.17: Arquitectura del receptor MMSE.

*riant - LTI*). Este tipo de escenario fue analizado en [107] y [108] donde también se analizó el desempeño del receptor MMSE para el caso de un canal selectivo en frecuencia. Sin embargo, no se hace uso de la potencial ganancia de la Diversidad Multiusuario MUD. En esta sección se investiga el impacto en el desempeño de este receptor cuando opera en un canal BC con MIMO combinando la selección apropiada de MS a servir para obtener una ganancia por MUD.

Para encontrar la respuesta al impulso del filtro FIR que logra la salida de MMSE se define la siguiente función objetivo  $\Psi(\cdot)$ ,

$$\Psi(\mathbf{v}_k) = E \left\{ (b_k - \mathbf{v}_k^H \mathbf{r})^2 \right\}, \quad (3.81)$$

donde  $\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{L \times 1}$  es la respuesta al impulso del filtro receptor para el  $k$ -ésimo usuario.  $b_k$  es el dato del dispositivo deseado (considerado conocido por el receptor) y  $\mathbf{r}$  es la señal recibida. De ahora en más se considera la demodulación individual de datos de un solo dispositivo, el deseado, y es denotado por el sub-índice 1. El vector  $\mathbf{v}_1 = \tilde{\mathbf{v}}_k$  que logra la salida MMSE viene dado por:

$$\tilde{\mathbf{v}}_1 = \frac{1}{\sqrt{L}} \mathbf{R}_{rr}^{-1} \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1, \quad (3.82)$$

donde  $\mathbf{R}_{rr} = E \{ \mathbf{r} \mathbf{r}^H \}$  es la matriz de correlación de señales recibidas y la salida MMSE es,

$$\Psi(\tilde{\mathbf{v}}_1) = E \left\{ (b_1 - \tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r})^2 \right\} = 1 - \frac{1}{\sqrt{L}} \left| \tilde{h}_1 \right|^2 \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1, \quad (3.83)$$

En base al conocimiento de la respuesta al impulso que genera la salida de mínimo error cuadrático medio, la estimación de los datos del usuario deseado viene dada por,

$$\hat{b}_1 = \text{sgn} \left( \Re \left\{ \tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r} \right\} \right) = \text{sgn} \left( \Re \left\{ \left( \frac{1}{\sqrt{L}} \mathbf{R}_{rr}^{-1} \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 \right)^H \mathbf{r} \right\} \right), \quad (3.84)$$

en base a la ecuación (3.84) la estructura general del receptor de MMSE de la Fig.3.17 se modifica para incluir este resultado y ahora se puede observar en la Fig. 3.18.

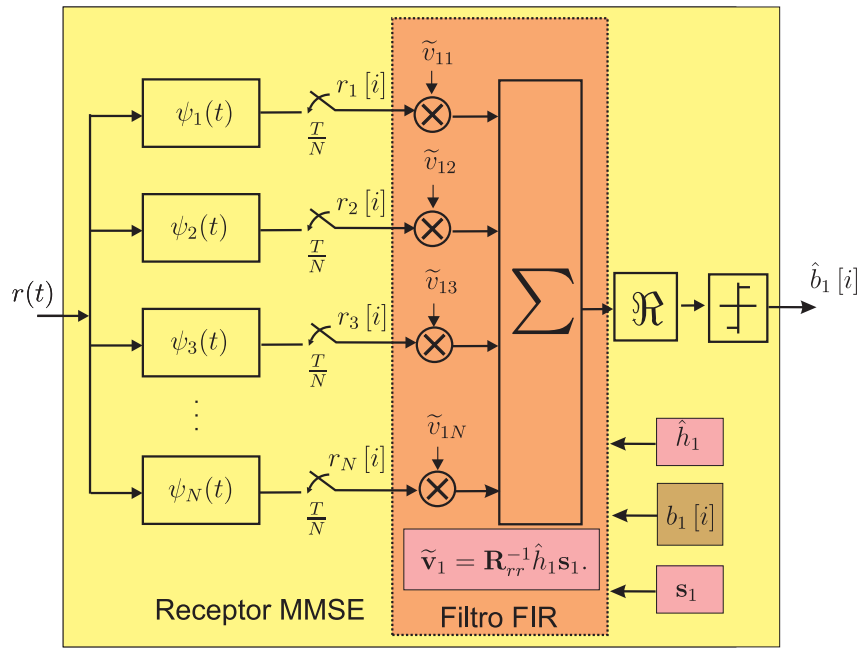


Figura 3.18: Estructura interna del receptor de MMSE.

### 3.4.4.2. Relación de potencia de señal a potencia de interferencia y ruido

La SINR para este receptor viene dada por,

$$\Gamma_{\text{MMSE},1} = \frac{\text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^4 \right\} \gamma \left( \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1 \right)^2}{\sum_{k=2}^K \text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_k \right|^2 \right\} \left( \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_k \right)^2 + \text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^2 \right\} \left( \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-2} \mathbf{s}_1 \right)}, \quad (3.85)$$

$$(3.86)$$

donde  $\gamma = \frac{\text{E}\{b\}}{K\sigma^2}$  es la SINR por usuario, que resulta similar para todos en un esquema de asignación de potencia uniforme por parte del transmisor. Para el caso de dos usuarios con diagramación OWO, la SINR viene dada por

$$\Gamma_{\text{MMSE},1} = \frac{\left( 2 + \frac{1}{\pi} + 3\sqrt{\frac{1}{2}} \right) \gamma \left( \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1 \right)^2}{\text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \right|^2 \right\} \left( \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_2 \right)^2 + \left( 1 + \sqrt{\frac{1}{2}} \right) \left( \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-2} \mathbf{s}_1 \right)}, \quad (3.87)$$

En la Fig. 3.19 se puede apreciar la evolución de (3.87) con la SNR por usuario. Es de destacar que el comportamiento de la misma es el óptimo con respecto a la interferencia conjuntamente con el ruido, esta característica conocida de este receptor se observa en la Fig. 3.19 donde se la compara con SINR del receptor MF y el LDD.

### 3.4.4.3. Probabilidad de error de símbolos

La probabilidad de error de este receptor se puede acotar como (Ver Apéndice 3.E)

$$P^{\text{MMSE}}(\sigma) \leq \text{E} \left\{ Q \left( \frac{\Re \left\{ \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 + \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2 \right\}}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}} |\tilde{\mathbf{v}}_1|} \right) \right\}. \quad (3.88)$$

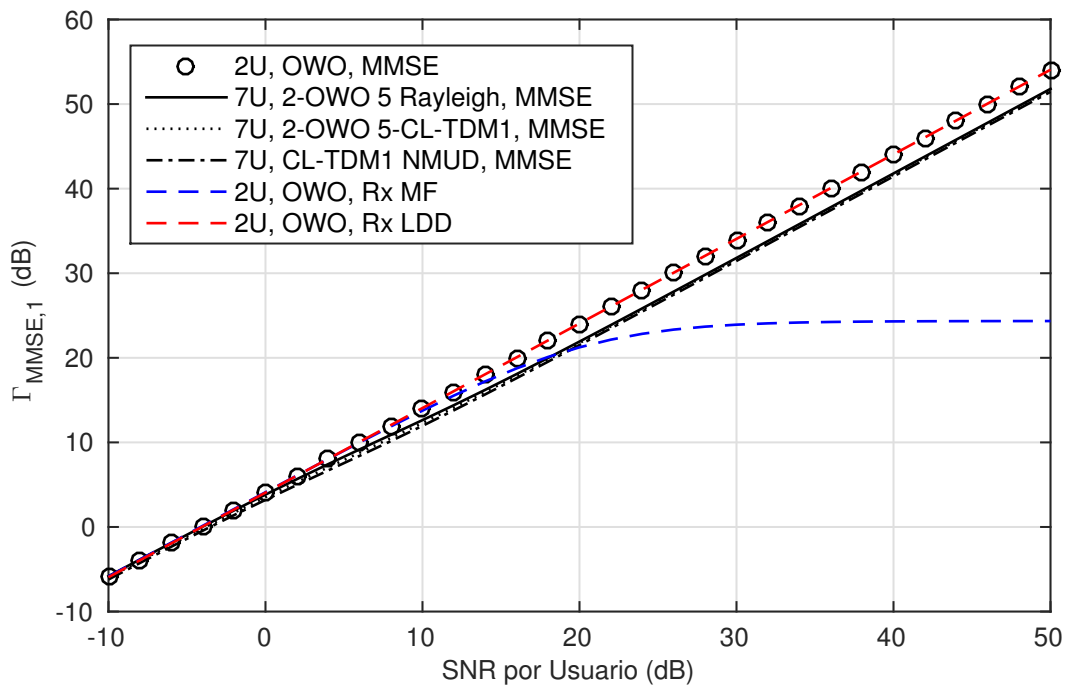


Figura 3.19: Evolución de la SINR para el receptor MMSE.

En la Fig.3.21 se observa el desempeño en términos de BER del receptor de MMSE junto a la gráfica de la ecuación (3.88) como límite teórico. En la Fig. 3.20 se muestra el desempeño del MMSE junto a los desempeños de los límites de performance analizados anteriormente en este capítulo, se puede apreciar que el desempeño es similar al de ML debido a que éste ya no es óptimo para este tipo de canales, también se observa la coincidencia con el LDD. Sin embargo el costo computacional del receptor de MMSE en estos canales involucra la operación de inversa de la matriz de correlación de señales recibidas en para cada trama. En la siguiente sección analizaremos el comportamiento del detector de MMSE adaptativo en estos tipos de canales.

#### 3.4.4.4. Eficiencia multiusuario

En este caso la eficiencia multiusuario coincide con la del detector LDD. El autor de [101, 102] considera que la componente de la interferencia a la salida del receptor MMSE se puede aproximar a una señal de ruido blanco Gaussiano con idéntica varianza cuando  $\sigma \rightarrow 0$ . El autor justifica esta aproximación basado en los resultados del trabajo de Bensley [103] el cual, en su trabajo, demuestra la precisión de la aproximación. La eficiencia multiusuario para el caso considerado tiene la misma forma que en el caso AWGN

$$\bar{\eta}^{MMSE} = \frac{1}{(\mathbf{R}^{-1})_{11}} \quad (3.89)$$

donde

$$\mathbf{R}_S = \mathbf{S}^H \mathbf{S},$$

y el subíndice 11 indica el elemento de la matriz. En otras palabras, en zonas de alta SNR el desempeño de este detector tiende al desempeño del LDD.

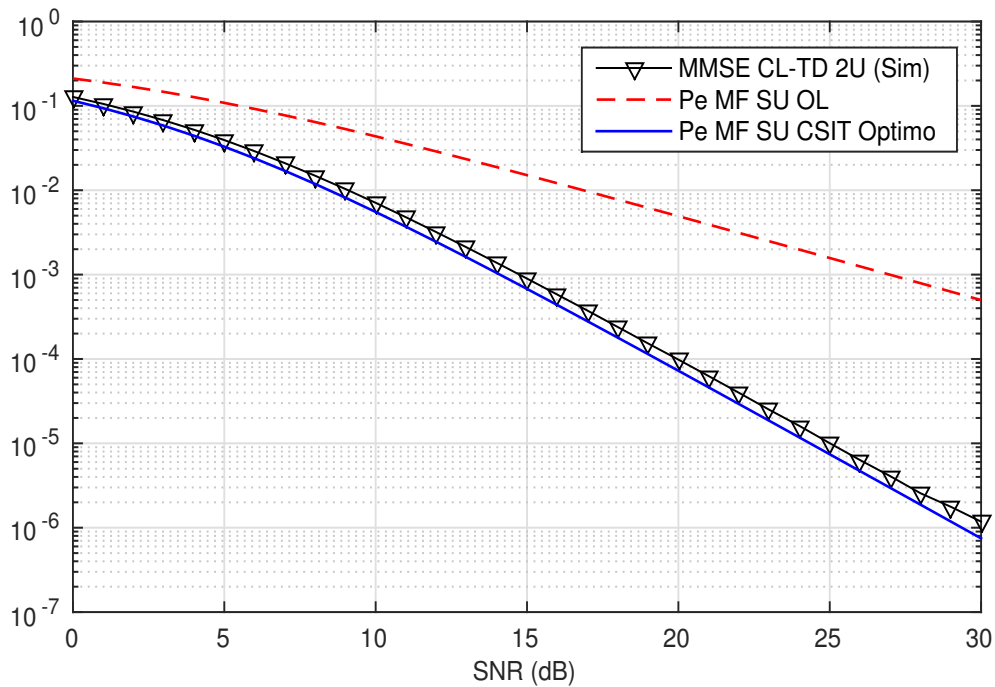


Figura 3.20: Desempeño del receptor **MMSE**. En línea continua, la probabilidad de error del receptor **MF** con único usuario/dispositivo y diversidad en transmisión con **CSI** óptimo. En línea discontinua (- -) el desempeño del receptor **MF** con único usuario/dispositivo a lazo abierto.

Tabla 3.9: Costo Operacional del Receptor **MMSE**.

Operación	Cantidad
Correlación compleja	$4N$ multiplicaciones + $(4N - 2)$ sumas
Depende del tamaño de $\mathcal{U}$	NO
Inversión de Matriz	$N^3$ Multiplicaciones + $N^3 - N^2$ sumas
Complejidad	$O(N^3)$

### 3.4.4.5. Costo computacional

El costo computacional de este detector se detallan en la Tabla 3.9.

Este receptor implementado en canales con desvanecimiento demuestra tener un desempeño superior que el **MF** y también es efectivo frente al efecto Lejano Cercano como el **LDD**. Sin embargo desde el punto de vista del receptor móvil el cálculo de inversa de la matriz de correlaciones recibidas sigue siendo un costo operacional alto para éstos dispositivos limitados en capacidad de procesamiento y energía disponible. En la Tabla 3.10 se resumen las características de este receptor.

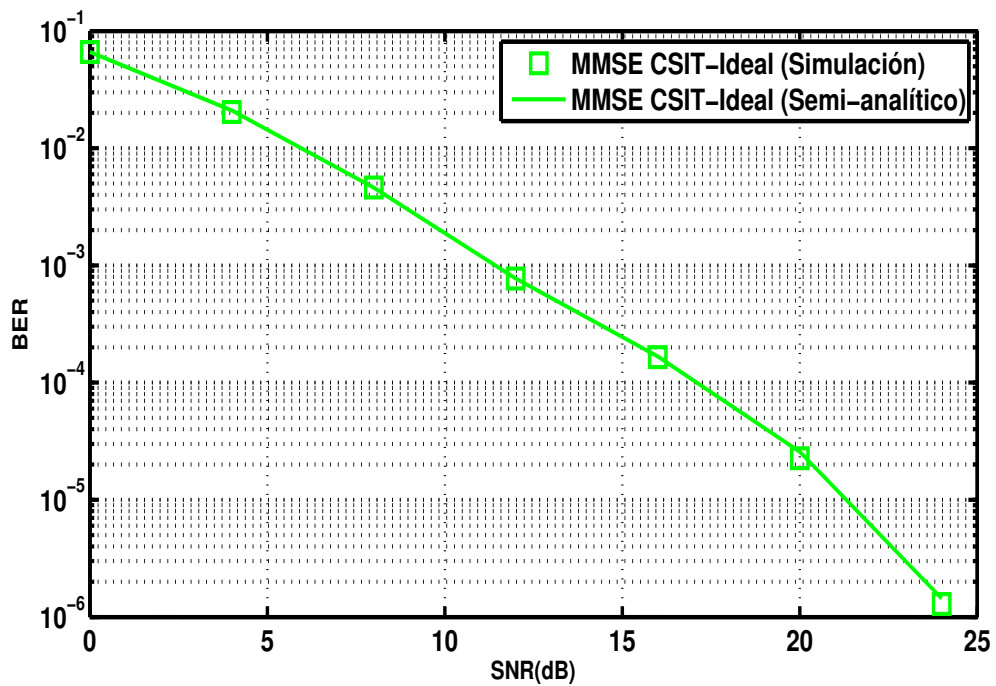


Figura 3.21: Desempeño del Receptor MMSE. Resultados de simulación y probabilidad de error semi-analítica.

Tabla 3.10: Resumen de características del Receptor MMSE.

Parámetro requerido	
Firma de Usuario, Usuario deseado	Si
Firma de Usuario, Usuario Interferente	No
Sincronismo de tiempo, Usuario deseado	Si
Sincronismo de tiempo, Usuario interferente	No
Estimación amplitud, Usuario deseado	Si
Estimación amplitud, Usuario interferente	No
Costo Computacional	$O(N^3)$

### 3.4.5. Implementaciones adaptativas del receptor lineal MMSE

La implementación de los receptores **MMSE** y el **LDD** involucran el cálculo de inversa de matrices. En el caso que el número de usuarios activos llega a ser importante el tiempo de calculo de éstas matrices inversas puede ser inviable para implementación efectiva [90, 109]. En general un canal BC inalámbrico con MIMO presenta un comportamiento variante en el tiempo por lo que la matriz de correlación también será variante en el tiempo y la inversa de la misma debe computarse en tiempo real. Este requerimiento puede resultar prohibitivo para sistemas prácticos de comunicaciones móviles. Lo expuesto motiva la búsqueda de implementaciones de receptores que eliminen la necesidad del calculo de matrices inversas y que requiera el mínimo conocimiento anticipado de los parámetros de la interferencia. Este tipo de estrategias de detección puede implementarse a través de algoritmos **FIR** adaptativos, que logren ajustar dinámicamente la respuesta deseada del filtro receptor, a partir de la señal recibida. Este tratamiento es similar al que se realiza para mitigar el problema de la interferencia intersímbolo (*Inter-Symbol Interference - ISI*) a través de algoritmos de ecualización adaptativa con criterio de Mínimo Error Cuadrático Medio [110, 111]. En la literatura hay varios enfoques de implementaciones adaptativas para el sistema CDMA entre las que se pueden mencionar las basadas en el algoritmo **LMS** (**LMS**) donde la información previa requerida en el receptor es el envío de una secuencia de datos de entrenamiento conocida por el receptor en cada inicio de la transmisión. Pero, la amplitud, fase y firma de usuario de los usuarios interferentes no es necesaria para la adaptación [93]. También se puede mencionar la implementación en base al algoritmo (*Recursive Least-Square - RLS*) donde la ventaja con respecto al anterior es su velocidad de convergencia y la independencia de la relación de autovalores de la matriz de correlación de la señal de entrada, pero con un costo computacional mucho mayor [109]. En base a los problemas presentados en ambos algoritmos mencionados algunos trabajos consideran como alternativa el algoritmo conocido como (*Transform Domain LMS - TDLMS*), cuyo objetivo es ortogonalizar la señal de entrada recibida, y así, incrementar la velocidad de convergencia del algoritmo (*Least Mean Square - LMS*) [112–114]. Otro enfoque adaptativo, es presentado por [91] conocido como una implementación *Adaptativa Ciega* o *Blind Adaptive Multiuser Detector* el cual, no necesita de secuencias de entrenamiento para que los coeficientes del filtro receptor converjan a sus valores óptimos, lo cual lo hace atractivo también en canales donde los parámetros no son estacionarios.

De los enfoques mencionados en el párrafo anterior la implementación con el algoritmo **LMS** es de interés por su simplicidad de implementación y la robustez frente al ruido, luego el algoritmo adaptativo ciego le sigue en interés debido a su capacidad de adaptación sin la necesidad de secuencias de entrenamiento. En el resto del Capítulo se desarrollará en primer lugar la implementación adaptativa del receptor **MMSE** con el algoritmo **LMS** y luego se abordará la implementación adaptativa del receptor **MMSE** con un algoritmo de separación de datos ciego.

#### 3.4.5.1. Algoritmo - LMS

El algoritmo **LMS** es una aproximación del algoritmo de gradiente estocástico descendente (*steepest descent*). Este se utiliza para la optimización de una función de costo convexa. Sea  $\Upsilon(u)$  una función de costo donde se desea encontrar el parámetro  $u_{opt}$  que logra el valor mínimo de la función,

$$\Upsilon(u) = E \{g(\mathbf{X}, u)\}, \quad (3.90)$$



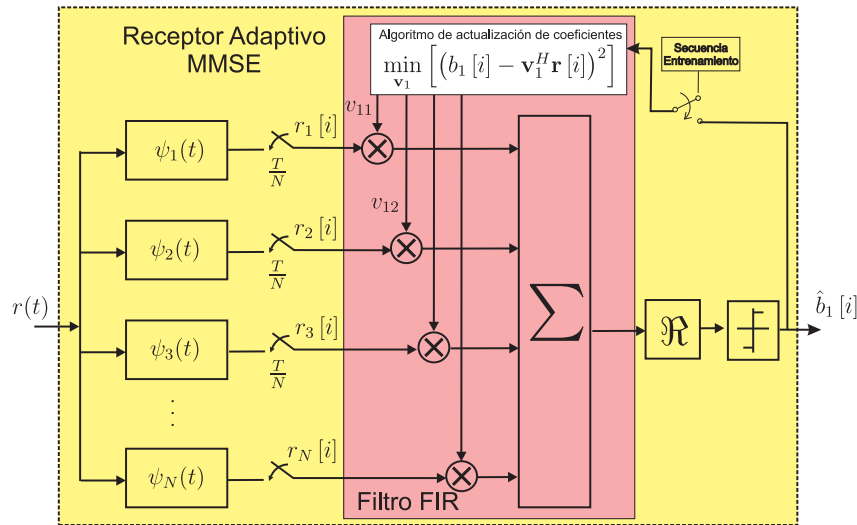


Figura 3.22: Arquitectura del Receptor Adaptativo MMSE

donde  $\mathbf{X}$  es una **RV** y  $u$  es el parámetro a ser optimizado. Si la función  $\Upsilon$  es convexa, de acuerdo con el algoritmo de gradiente estocástico descendente, es posible la convergencia al mínimo valor de  $\Upsilon$  independientemente del valor inicial de  $u = u_0$  siguiendo en la dirección opuesta al gradiente de la función  $\nabla\Upsilon$ . La regla de actualización para el algoritmo del gradiente descendente está dada por,

$$u_{j+1} = u_j - \mu \nabla \Upsilon(u_j), \quad (3.91)$$

donde  $\mu$  es el paso de adaptación que puede ser arbitrariamente pequeño. De esta manera  $u_j$  puede acercarse a  $u_{opt}$  tanto como se desee. Sin embargo, si la distribución de la variable aleatoria  $\mathbf{X}$  no es conocida, entonces la función de costo (3.90) y su gradiente (3.91) no pueden ser calculados. Pero, si existe un número de observaciones independiente de  $\mathbf{X}$  disponibles, es posible estimar una distribución para  $\mathbf{X}$  y, a partir de estas observaciones, calcular el gradiente de la función de costo para actualizar la regla dada en (3.91). Entonces en cada iteración se puede reemplazar el gradiente de la función de costo  $\nabla\Upsilon(u) = E[\nabla g(\mathbf{X}, u)]$  por una aproximación "ruidosa"  $\nabla g(\mathbf{X}_{j+1}, u)$ . Este enfoque es conocido como *algoritmo estocástico del gradiente descendente*. La regla de actualización para este enfoque es,

$$u_{j+1} = u_j - \mu \nabla g(\mathbf{X}_{j+1}, u). \quad (3.92)$$

Si el tamaño del paso de adaptación es arbitrariamente pequeño, la desviación hacia uno u otro lado de la media tienden a cancelarse y la trayectoria del algoritmo estocástico será muy similar a la trayectoria del algoritmo del gradiente descendente. Para el caso especial de la función de costo cuadrática, el algoritmo del gradiente estocástico descendente es conocido como algoritmo **LMS** [115].

En el desarrollo del detector lineal **MMSE** se considera que el mismo opera en canales de difusión donde se considera que el comportamiento del canal es no selectivo en frecuencia con una variación arbitrariamente lenta, lo que permite considerarlo constante durante toda una trama de datos.

La señal recibida viene dada por

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{L}} \mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{b} + \sigma \mathbf{m} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=1}^2 \tilde{h}_k b_k \mathbf{s}_k + \sigma \mathbf{m}$$

donde  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{L \times L}$  es la matriz diagonal que contiene los coeficientes de canal ajustados de los  $L$  usuarios activos.  $\mathbf{m}$  es un vector de ruido cuyas entradas son RV Gaussianas independientes de media nula y varianza unitaria.  $\mathbf{b} \in \mathbb{R}^{K \times 1}$  es el vector de datos de cada usuario y  $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{N \times K}$  es la matriz que contiene las firmas de usuarios y el escalar complejo  $\tilde{h}_k$  representa los coeficientes del canal ajustado. La demodulación del usuario de interés, denotado por el sub-índice 1, se logra filtrando la señal recibida con el vector  $\mathbf{v}_1$  que minimiza la función objetivo  $\Psi(\cdot)$ , la cual se define como

$$\Psi(\mathbf{v}_1) = |b_1 - \mathbf{v}_1^H \mathbf{r}|^2 = b_1 b_1^H - b_1 \mathbf{r}^H \mathbf{v}_1 - (\mathbf{v}_1^H \mathbf{r}) b_1^H + |\mathbf{v}_1^H \mathbf{r}|^2, \quad (3.93)$$

La minimización de la 3.93 se logra aplicando el operador gradiente con respecto a  $\mathbf{v}_1$ , esto es

$$\nabla_{\mathbf{v}_1} \Psi(\mathbf{v}_1) = 2(-\mathbf{r} b_1^H + \mathbf{r} \mathbf{r}^H \mathbf{v}_1) = 2(\mathbf{v}_1^H \mathbf{r} - b_1)^H \mathbf{r}$$

el cual conduce a la regla de actualización,

$$\mathbf{v}_1[i] = \mathbf{v}_1[i-1] - \mu (\mathbf{v}_1^H[i-1] \mathbf{r} - b_1)^H \mathbf{r}, \quad (3.94)$$

donde  $\mu \in \mathbb{R}^{1 \times 1}$  es el paso de adaptación y el factor 2 se considera dentro del paso de adaptación. La estimación de los datos de usuario se logra mediante

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(\Re\{\mathbf{v}_1^H \mathbf{r}\}). \quad (3.95)$$

Como se puede observar en la ecuación (3.94) los datos  $b_1$  del dispositivo de interés deben ser conocidos en el receptor para la implementación del algoritmo LMS. Este requerimiento, en apariencia contradictorio, es manejado mediante el envío de una secuencia de entrenamiento al comienzo de cada transmisión. Una vez que la secuencia de transmisión ha sido enviada, el algoritmo adaptativo se ajusta y luego se reemplaza la secuencia conocida por los datos reales. Este modo de operación se conoce como de *decisión directa* permitiendo el ajuste preciso de los coeficientes de ponderación siempre y cuando la relación señal a ruido sea lo suficientemente alta, en caso contrario, la decisión del detector puede no ser confiable a causa de la desviación de los coeficientes de ponderación del entorno óptimo. En situaciones de implementación práctica, el canal resulta variante en el tiempo por lo que los procesos involucrados no pueden ser considerados estacionarios. Sin embargo, es posible considerar al canal como estacionario durante cortos periodos de tiempo (e.g., una trama), consecuentemente el paso de adaptación del algoritmo depende de la trama considerada y es posible entonces la evolución del algoritmo frente a los cambios de canal que experimenta. A partir de esto, es posible justificar que los coeficientes de canal puedan ser considerados constantes durante toda una trama de datos cuya longitud es arbitraria. En la Fig. 3.22 se puede observar la estructura de este receptor para la demodulación de un solo usuario, realizada por el procesamiento directo de las muestras de la señal recibida. Esto resalta una de las mayores ventajas de este receptor que es la baja complejidad de implementación. Esto es, un filtro FIR de estructura transversal con un mecanismo apropiado de actualización de coeficientes.

### 3.4.5.2. Convergencia de los coeficientes del filtro

La posibilidad de que los procesos no estacionarios del canal inalámbrico puedan ser considerados como estacionarios por un corto periodo de tiempo permite la aplicación del algoritmo

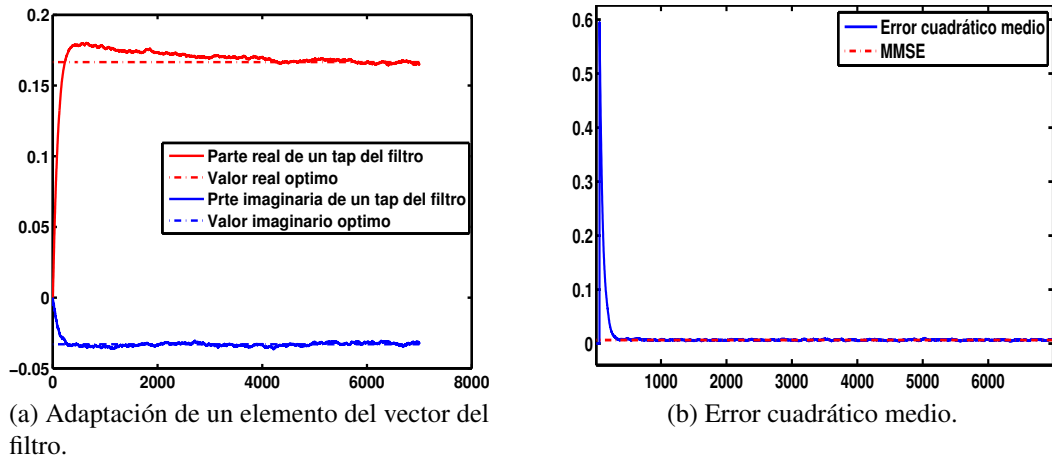


Figura 3.23: Evolución de parámetros del filtro MMSE.

LMS en tramas de datos con longitud arbitraria. Sin embargo, un incremento en la dinámica temporal del canal inalámbrico puede resultar en situaciones donde la aplicación de coeficientes óptimos para una trama ya sea obsoleta debido a la rapidez con la que cambia el canal. Es por esto que resulta importante cuantificar cuan rápido (temporalmente) puede estar disponible los coeficientes para su aplicación en la trama considerada. En el caso de implementaciones adaptativas, esto puede analizarse en función del tiempo de convergencia de los coeficientes del algoritmo hacia valores de régimen estacionario.

El uso de un paso de adaptación finito no nulo, implica que los coeficientes estén en un entorno cercano a los coeficientes óptimos lo cual indica que siempre existe algún tipo de desajuste en el filtro. Partiendo de la 3.94 el error esperado entre los coeficientes actuales del filtro adaptativo y los coeficientes que generan la solución deseada está dada por

$$\begin{aligned}
 E[\mathbf{v}_1 - \hat{\mathbf{v}}_1] &= [\mathbf{I} - \mu E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H]] E[\mathbf{v}_1[i-1] - \tilde{\mathbf{v}}_1] \\
 &= [\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{rr}] E[\mathbf{v}_1[i-1] - \tilde{\mathbf{v}}_1] \\
 E[\mathbf{e}_v] &= [\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{rr}] E[\mathbf{e}_v[i-1]]
 \end{aligned} \tag{3.96}$$

donde  $\mathbf{v}[i-1]$  depende de la observación de  $\mathbf{r}[i-1], \dots, \mathbf{r}[i-1 - (N-i)T_c]$  y es no-correlacionado con  $\mathbf{r}$ .  $\mathbf{e}_v = \mathbf{v}_1[i-1] - \tilde{\mathbf{v}}_1$  es el vector de error. El vector de error en la ecuación (3.96) obedece a una transformación lineal, la cual, si se expresa en una base diferente, permite ver claramente la descomposición de la velocidad de convergencia del error promedio. Considerando ahora la ortogonalización de la matriz de autocorrelación de señales recibidas en el lado derecho de la 3.96, esto es

$$\mathbf{R}_{rr} \triangleq \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^T \tag{3.97}$$

donde  $\mathbf{Q}$  es una matriz ortonormal y se verifica que  $\mathbf{Q}^H = \mathbf{Q}^{-1}$  y  $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$ .  $\mathbf{\Lambda}$  es una matriz diagonal que contiene los autovalores de  $E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H]$ . Luego la ecuación (3.96) se puede escribir como

$$\begin{aligned}
 E[\mathbf{e}_v] &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^T] E[\mathbf{e}_v[i-1]] \\
 \mathbf{Q}^T E[\mathbf{e}_v] &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}] \mathbf{Q}^T E[\mathbf{e}_v[i-1]] \\
 \mathbf{v}' &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}] \mathbf{v}'[i-1]
 \end{aligned} \tag{3.98}$$

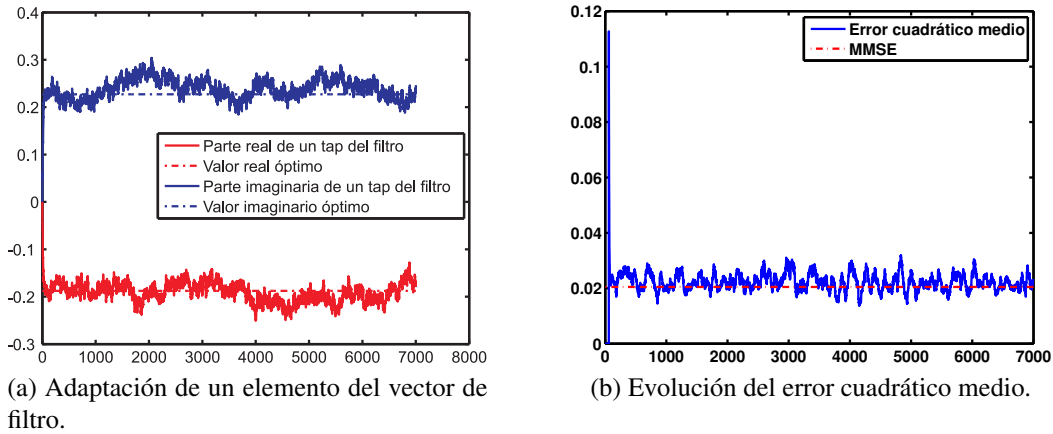


Figura 3.24: Evolución de parámetros del filtro MMSE.

donde  $\mathbf{v}' = \mathbf{Q}^T E[\mathbf{e}_v]$ . Esto significa que cada componente del valor esperado del error transformado por  $\mathbf{Q}^H$  evoluciona de manera autónoma con un factor de descomposición igual a los autovalores de la matriz de autocorrelación de señales recibidas. Para observar esto, la ecuación (3.98) debe separarse en ecuaciones escalares recursivas, esto es

$$v'_j = (1 - 2\mu\lambda_j) v'_j[i - 1], \quad j = 1, \dots, K \quad (3.99)$$

donde  $v'_j$  es el  $j$ -ésimo componente del vector  $\mathbf{v}'$ . Considerando ahora, un valor inicial  $\mathbf{v}'[0]$  y una recursión de  $m$  veces, la ecuación (3.99) puede escribirse como

$$v'_j = (1 - 2\mu\lambda_j)^m v'_j[0] \quad (3.100)$$

donde la convergencia se da si el vector de error converge a cero, esto es si

$$|1 - 2\mu\lambda_j| < 1, \quad j = 1, \dots, K \quad (3.101)$$

cuando la ecuación (3.101) se cumple, las ecuaciones escalares se aproximan a cero a medida que las iteraciones aumentan. Ahora la estabilidad del algoritmo se basa en que todas las ecuaciones escalares converjan, esto se logra siempre que se cumpla que el paso de adaptación cumpla la siguiente condición

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (3.102)$$

o

$$0 < \mu < \frac{1}{\sigma^2 + \lambda'_{\max}} \quad (3.103)$$

donde  $\lambda'_{\max}$  es el máximo autovalor de  $\sum_{k=1}^K A_k^2 \mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^T$ . Dentro de las restricciones, la velocidad de convergencia del algoritmo es maximizada mediante la elección de un paso de adaptación que maximice la ecuación (3.102).

### 3.4.5.3. Comportamiento del error cuadrático medio

El uso de un paso de adaptación finito implica que los coeficientes estén en un entorno óptimo, de acuerdo con esto siempre habrá algún desajuste. Para computar esto consideramos

el valor esperado de la salida del filtro, i.e.,

$$E \left\{ (b_1 - \mathbf{v}_1^H \mathbf{r})^2 \right\}, \quad (3.104)$$

desarrollando el argumento de la ecuación (3.104), permite definir el error de estimación como:

$$\begin{aligned} b_1 - \mathbf{v}_1^H \mathbf{r} &= b_1 - (\mathbf{v}_1 - \tilde{\mathbf{v}}_1 + \tilde{\mathbf{v}}_1)^H \mathbf{r}, \\ &= b_1 - \tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r} - (\mathbf{v}_1 - \tilde{\mathbf{v}}_1)^H \mathbf{r}, \\ &= \underbrace{b_1 - \tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}}_{e_0} - \mathbf{e}_v^H \mathbf{r}, \\ &= e_0 - \mathbf{e}_v^H \mathbf{r}, \end{aligned} \quad (3.105)$$

donde  $\tilde{\mathbf{v}}_1$  es el vector que genera una salida MMSE. Reemplazando la ecuación (3.105) en la ecuación (3.104) y tomando valor esperado, tenemos

$$E \left\{ (e)^2 \right\} = E \left\{ (e_0)^2 \right\} + E \left\{ (\mathbf{e}_v^H \mathbf{r})^2 \right\} - E \left\{ \mathbf{e}_v^H \mathbf{r} e_0^H \right\} - E \left\{ \mathbf{e}_v \mathbf{r}^H e_0 \right\}. \quad (3.106)$$

El primer término del lado derecho de la (3.106) es el valor MMSE que lo denotamos ahora como  $\zeta_{min}$ . En el segundo término se puede observar lo siguiente

$$E \left\{ (\mathbf{e}_v^H \mathbf{r})^2 \right\} = E \left\{ \mathbf{e}_v^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{e}_v \right\} \quad (3.107)$$

donde se ha utilizado el principio de independencia, dado que se considera que la señal recibida es independiente de la respuesta al impulso del filtro. En el tercer y cuarto término hay que observar lo siguiente

$$E \left\{ \mathbf{e}_v^H \mathbf{r} e_0^H \right\} = E \left\{ \mathbf{e}_v^H E \left[ \mathbf{r} e_0^H \right] \right\} = 0 \quad (3.108)$$

debido a al principio de ortogonalidad entre la estimación óptima del error  $e_0$  y los datos de entrada  $\mathbf{r}$ . De esta manera la (3.106) se puede escribir como

$$\zeta = \zeta_{min} + E \left\{ \mathbf{e}_v^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{e}_v \right\}. \quad (3.109)$$

donde  $\zeta$  es el error cuadrático medio a la salida del filtro y  $\zeta_{min}$  es el MMSE . Analizando un poco más en profundidad la (3.109) vemos que el segundo término del lado derecho es un escalar, entonces se puede expresar de la siguiente manera

$$E \left\{ \mathbf{e}_v^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{e}_v \right\} = \text{Tr} \left[ E \left\{ \mathbf{e}_v^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{e}_v \right\} \right] = E \left\{ \text{Tr} \left[ \mathbf{e}_v^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{e}_v \right] \right\} \quad (3.110)$$

donde  $\text{Tr} [\cdot]$  es la traza de una matriz y donde han intercambiado las operaciones de traza y valor esperado, debido a que son operadores lineales. El resultado de la se puede simplificar aun más si se considera la siguiente propiedad de la traza de una matriz. Para cualquier par de matrices  $\mathbf{F}$  y  $\mathbf{G}$  de dimensión  $n \times m$  y  $m \times n$  respectivamente,

$$\text{Tr} [\mathbf{FG}] = \text{Tr} [\mathbf{GF}]. \quad (3.111)$$

Utilizando esta identidad en la (3.110), obtenemos

$$\begin{aligned} E \left\{ \text{Tr} \left[ \mathbf{e}_v^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{e}_v \right] \right\} &= E \left\{ \text{Tr} \left[ \mathbf{e}_v^H \mathbf{e}_v \mathbf{R}_{rr} \right] \right\}, \\ &= \text{Tr} \left[ E \left\{ \mathbf{e}_v^H \mathbf{e}_v \right\} \mathbf{R}_{rr} \right], \\ &= \text{Tr} [\mathbf{K} \mathbf{R}_{rr}], \end{aligned} \quad (3.112)$$

donde se ha definido la matriz de correlación del vector de error de la respuesta al impulso  $\mathbf{K} = E \{ \mathbf{e}_v \mathbf{e}_v^H \}$ . Considerando la (3.112) la (3.109) puede escribirse también cómo

$$\zeta = \zeta_{min} + \text{Tr} [\mathbf{K} \mathbf{R}_{rr}]. \quad (3.113)$$

A partir del resultado de (3.113) puede observarse que la matriz  $\mathbf{K}$  juega un rol importante en el comportamiento de  $\zeta$ . Esto implica que la estabilidad del algoritmo depende de que si a medida que  $i \rightarrow \infty$ , los elementos de  $\mathbf{K}$  se mantengan acotados. Si se continúa profundizando en la (3.113) y teniendo en cuenta la representación equivalente de la matriz de correlación de señales recibidas  $\mathbf{R}_{rr} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H$ , observamos que

$$\zeta_{min} + \text{Tr} [\mathbf{K} \mathbf{R}_{rr}] = \zeta_{min} + \text{Tr} [\mathbf{\Lambda} \check{\mathbf{K}}]. \quad (3.114)$$

Adicionalmente hay que tener en cuenta que

$$\check{\mathbf{K}} = \mathbf{Q}^T \mathbf{K} \mathbf{Q} = E \{ \check{\mathbf{e}}_v \check{\mathbf{e}}_v^H \}, \quad (3.115)$$

donde  $\check{\mathbf{e}}_v$  es vector de error entre la respuesta al impulso actual y la que genera el MMSE, pero representada en las bases que define los autovectores del matriz  $\mathbf{R}_{rr}$ . Ahora considerando que la matriz  $\mathbf{\Lambda}$  es una matriz diagonal que contiene los autovalores  $\lambda_n^{(rr)}$ ,  $n = 1, \dots, N$  de la matriz  $\mathbf{R}_{rr}$ , la (3.114) puede ser expandida como

$$\zeta = \zeta_{min} + \sum_{n=1}^N \lambda_n^{(rr)} \check{k}_{nn}, \quad (3.116)$$

donde  $\check{k}_{nn}$  son los elementos de la diagonal de la matriz  $\check{\mathbf{K}}$  y

$$\text{Tr} [\mathbf{\Lambda} \check{\mathbf{K}}] = \sum_{n=1}^N \lambda_n^{(rr)} \check{k}_{nn}. \quad (3.117)$$

En las Fig.3.23a y Fig.3.23b se puede observar la convergencia de los coeficientes y el error cuadrático medio, respectivamente para un paso de adaptación del uno por ciento del valor de la (3.102), una longitud de *training* de 1000 bits y una SNR de 12dB. En las Fig.3.24a y Fig.3.24b se puede observar la convergencia de los coeficientes y el error cuadrático medio, respectivamente, para un paso de adaptación del 10 por ciento del valor de la (3.102), una longitud de *training* de 1000 bits y una SNR de 12 dB.

#### 3.4.5.4. Factor de desajuste

Cuando la respuesta al impulso del filtro receptor se encuentra en el entorno de valores óptimos  $\tilde{\mathbf{v}}_1$  y el valor esperado del gradiente de la función objetivo tiende a cero, los valores instantáneos no son exactamente los óptimos y el gradiente no es nulo. Esto resulta en una perturbación de los componentes de la respuesta al impulso del filtro alrededor del valor óptimo, inclusive luego de la convergencia. Esto sólo puede aumentar el error cuadrático medio de la salida del filtro a niveles por encima del MMSE que se obtendría si los coeficientes del filtro fueran fijos y de valor óptimo. Este error adicional en la salida de error cuadrático medio es conocido como exceso de MMSE.

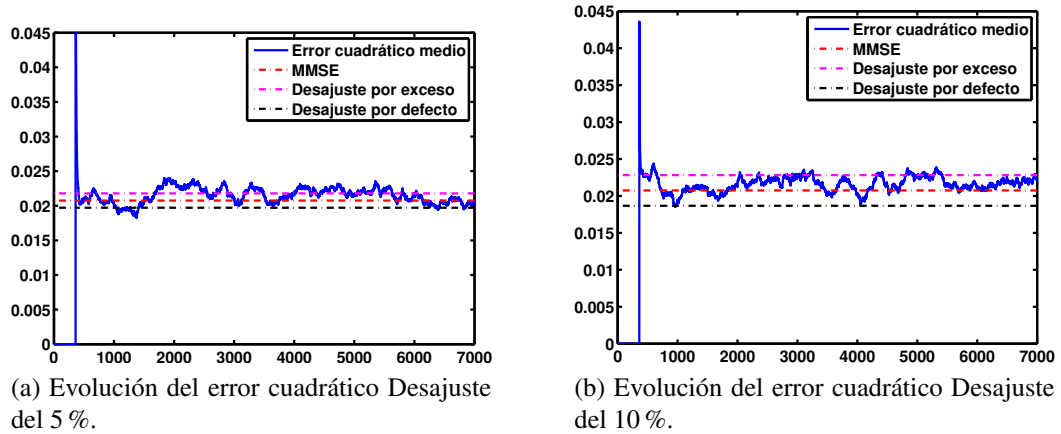


Figura 3.25: Evolución del Factor de desajuste.

El segundo término del lado derecho de la (3.116) cuando  $i \rightarrow \infty$  se conoce como exceso de MSE (*Excess MSE*) y representa la diferencia entre  $\zeta [i \rightarrow \infty]$  y el MMSE. El valor de estado estacionario del exceso de MSE se define en [116],

$$\begin{aligned} \zeta_{excess} &= \text{Tr} [K (i \rightarrow \infty) \mathbf{R}_{rr}] \\ &= \sum_{n=1}^N \lambda_n^{(rr)} \check{k}_{nn} [i \rightarrow \infty]. \end{aligned} \quad (3.118)$$

donde también se define el factor de desajuste (*Misadjustment*) que representa una medida normalizada adimensional de la degradación del valor de MSE de salida con respecto al MMSE, esto es

$$\mathcal{M} = \frac{\zeta_{excess}}{\zeta_{min}} \quad (3.119)$$

El autor de [116] demuestra que la (3.119) se puede expresar también como

$$\mathcal{M} = \frac{\sum_{n=1}^N \frac{\mu \lambda_n^{(rr)}}{1 - 2\mu \lambda_n^{(rr)}}}{1 - \sum_{n=1}^N \frac{\mu \lambda_n^{(rr)}}{1 - 2\mu \lambda_n^{(rr)}}}. \quad (3.120)$$

En [116] también se propone una aproximación conveniente para relacionar este factor  $\mathcal{M}$  con el paso de adaptación, esto se logra asignando un valor de desajuste arbitrario del 10% esto es  $\mathcal{M} = 0,1$ , luego resolviendo la (3.119) para ese valor se obtiene la siguiente aproximación

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N \frac{\mu \lambda_n^{(rr)}}{1 - 2\mu \lambda_n^{(rr)}} &\approx \mu \sum_{n=1}^N \lambda_n^{(rr)} \\ &\approx \mu \text{Tr} [\mathbf{R}_{rr}] \end{aligned} \quad (3.121)$$

de esta manera, cuando  $\mu \lambda_n^{(rr)} \ll 1$ ,  $n = 1, \dots, N$ , y el desajuste puede encontrarse como

$$\mathcal{M} = \frac{\mu \text{Tr} [\mathbf{R}_{rr}]}{1 - \mu \text{Tr} [\mathbf{R}_{rr}]}. \quad (3.122)$$

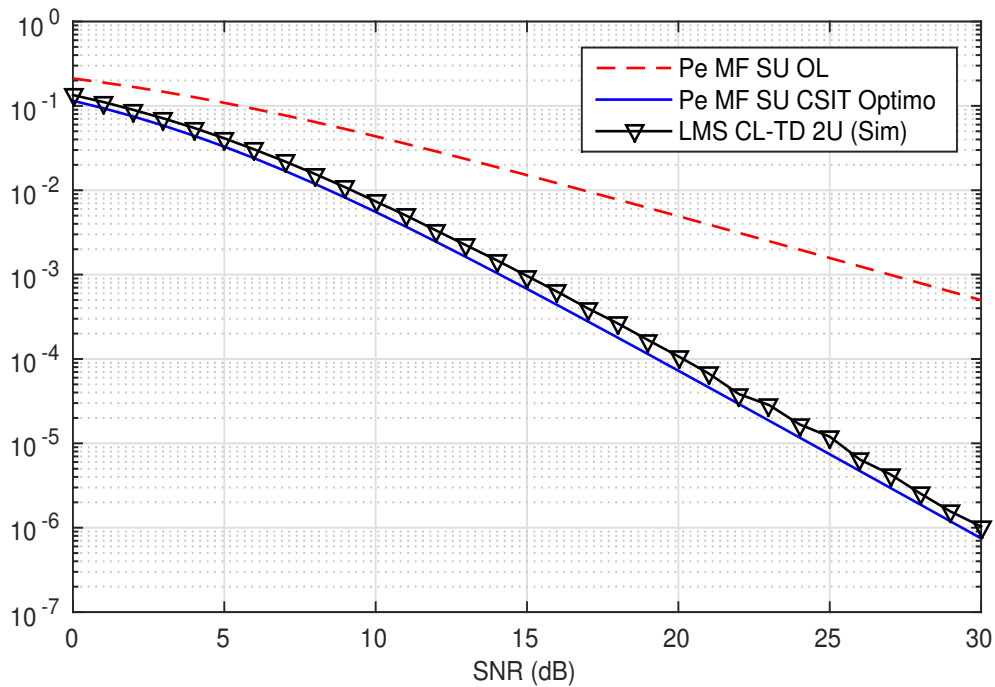


Figura 3.26: Comparativa de la tasa de error del receptor adaptativo LMS con los receptores analizados previamente.

La (3.122) es una aproximación muy conveniente desde el punto de vista de la implementación del algoritmo, debido a que la  $\text{Tr}[\mathbf{R}_{rr}]$  es igual a la suma de los valores de potencia de las muestras de la señal de recibida a la entrada del filtro adaptativo. Este parámetro puede ser medido con facilidad y ser utilizado para la selección del paso de adaptación  $\mu$ , con el objetivo de alcanzar cierto nivel de desajuste. En las Fig 3.25a y Fig.3.25b se puede apreciar esto. A partir de la comparación de las Figuras 3.24a, 3.24b, 3.23a y 3.23b se observa la importancia de la situación de compromiso entre la convergencia de los coeficientes al valor óptimo y la cantidad de iteraciones necesarias para llegar a la convergencia. Debido a ésta situación el desempeño del sistema está vinculado a la velocidad de convergencia del algoritmo LMS debido al paso de adaptación  $\mu$ , donde valores del paso cercano al límite superior de estabilidad del algoritmo derivan en una convergencia rápida pero con un alto riple alrededor del valor óptimo, y valores pequeños necesitan una cantidad de iteraciones considerablemente mayor para acercarse a los valores óptimos. En la Fig.3.26 se puede observar la evolución de la tasa de error para el receptor adaptativo, en comparación con los receptores analizados anteriormente.

Si bien se pudo observar como la implementación de este detector se comporta de manera similar al MMSE la complejidad de la inversa de una matriz, en este caso se observa como el desempeño del mismo en canales con conformación de haz y un usuario interferente permite que el receptor funcione con un desempeño superior al caso de canales sin conformación de haz. Se considera además, otra figura de desempeño que es la tasa de errores por trama (*Frame Error-Rate-FER*) el cual considera la cantidad de paquetes que se han recibido sin errores. Esto se puede observar en la Fig.3.27 donde se compara el FER de los receptores MMSE y MF junto con la del receptor adaptativo MMSE.

A partir de la Fig.3.27 se puede observar que la cantidad de paquetes recibidos en el receptor MMSE y su versión adaptativa son similares, de esto se desprende que en promedio el



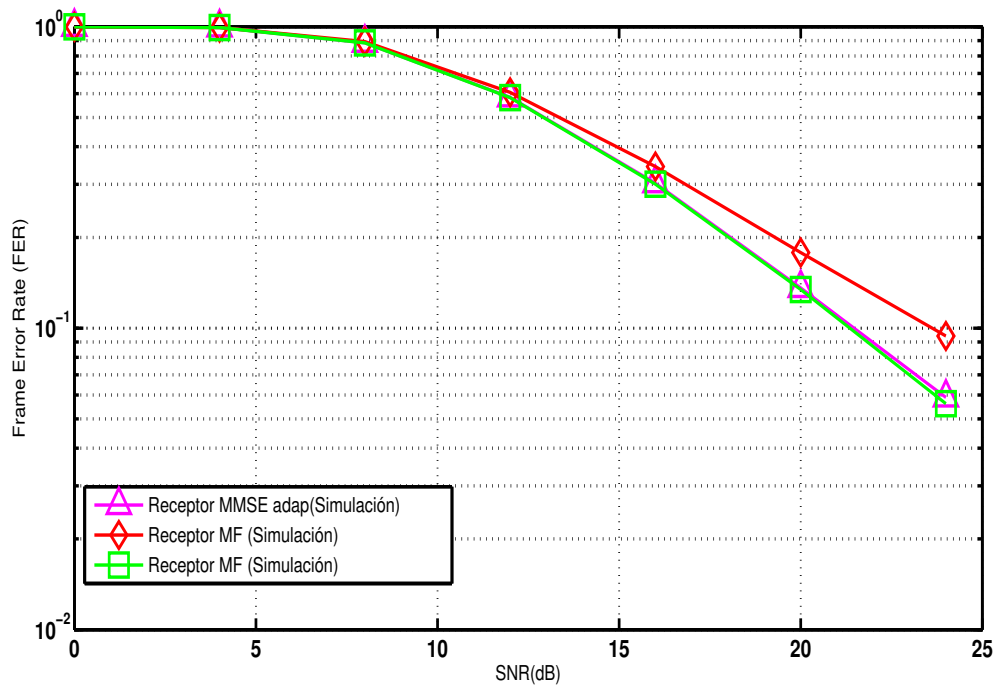


Figura 3.27: Desempeños del indicador PER para los receptores MF, MMSE y MMSE adaptativa (LMS).

receptor adaptativo convergen al de MMSE aún cuando existen condiciones de canal que no son favorables para la convergencia del algoritmo. Como en este receptor se considera una implementación adaptativa del receptor de MMSE cabe esperar que la SINR sea similar, es decir

$$\Gamma_{MMSE-LMS,1} = \frac{E \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^2 \right\} (\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1)^2}{E \left\{ \left( \Re \left\{ \tilde{h}_2 \right\} \right)^2 \right\} (\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_2)^2 + \frac{\sigma^2}{2} (\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-2} \mathbf{s}_1)^2} \quad (3.123)$$

donde la esperanza se toma con respecto a  $|\tilde{h}_1|$  y  $|\tilde{h}_2|$ . Esto también es válido para la eficiencia asintótica y la probabilidad de error.

### 3.4.5.5. Costo computacional

El costo computacional de este receptor esta basado principalmente en el filtrado de la señal recibida y la actualización de coeficientes. En la Tabla 3.11 se pueden apreciar la carga computacional de estas operaciones.

La convergencia del algoritmo hacia el MMSE esta basada en la consideración de que las amplitudes recibidas y las correlaciones cruzadas se mantengan constante en toda la duración de la transmisión. Sin embargo, en el caso que estamos analizando los canales varían trama a trama durante el enlace, aunque, la SNR en este tipo de canales se ha mejorado debido a la precodificación De acuerdo a todo lo expuesto es de interés estudiar algoritmos adaptativos que no necesiten de una secuencia de entrenamiento para su funcionamiento, en la siguiente sección se analizará el detector adaptativo Ciego en este tipo de canales. En la Tabla 3.12 se resumen las principales características de esta estrategia adaptativa de recepción MMSE.

Tabla 3.11: Costo Operacional del Receptor MMSE-LMS.

Operación	Cantidad
Correlación compleja	$4N$ multiplicaciones + $(4N - 2)$ sumas
Depende del tamaño de $\mathcal{U}$	No
Actualización de Coeficientes	$4N$ multiplicaciones + $(4N - 2)$ sumas
Complejidad	$O(N)$

Tabla 3.12: Resumen de características del Receptor MMSE-LMS.

Parámetro requerido	
Firma de Usuario, Usuario deseado	No
Firma de Usuario, Usuario Interferente	No
Sincronismo de tiempo, Usuario deseado	Si
Sincronismo de tiempo, Usuario interferente	No
Estimación amplitud, Usuario deseado	Si
Estimación amplitud, Usuario interferente	No
Secuencia de entrenamiento	Si
Costo Computacional	$O(N)$

### 3.4.6. Detector adaptativo Ciego o de mínima varianza

La detección multiusuario trata con la detección de señales digitales en presencia de interferencia multiacceso. Este tipo de detección es especialmente apropiado en sistemas de comunicaciones CDMA. El mayor problema del sistema CDMA, tanto en el canal MAC como en el BC, son las variaciones de las contribuciones de energía cada usuario/dispositivo activo en el sistema sobre la señal recibida en un receptor particular. Esto se debe a las variaciones de canal que experimenta la señal, de manera individual, en su trayecto desde los distintos emisores hasta el receptor en particular. Este efecto es conocido como *efecto cercano-lejano* NFE y su impacto en la métrica de BER del receptor convencional MF es catastrófico. Una manera de superar el problema NFE es mediante la implementación de mecanismos a lazo cerrado de control de potencia. Sin embargo, se ha mostrado que la implementación de esquemas sofisticados de recepción que tienen en cuenta la estructura de la interferencia, permite superar el problema de NFE en recepción [89]. Este receptor precisa conocer de antemano los siguientes parámetros de los datos que se desean recuperar:

1. la firma de usuario, del usuario/dispositivo deseado,
2. las firmas de usuario de los usuarios/dispositivos interferentes,
3. el sincronismo de tiempo de símbolo y fase de portadora del usuario/dispositivo deseado,
4. el sincronismo de tiempo de símbolo y fase de portadora de los usuarios dispositivos interferentes, y
5. el coeficiente de ganancia de señal de cada uno de los usuarios/dispositivos interferentes.

El receptor óptimo aplica un procesamiento no lineal sobre la señal recibida cuya complejidad computacional crece exponencialmente con la cantidad de usuarios del sistema. Además, la cantidad de información anticipada que precisa el esquema óptimo de recepción resulta inviable para su uso en esquemas de recepción prácticos, especialmente si consideramos que el paradigma de IoT proyecta una masiva cantidad de dispositivos de bajo costo. Esta situación motivó la búsqueda de otras estrategias de recepción de menor complejidad, en particular aquellas que aplican un procesamiento lineal sobre la señal recibida. En este sentido, el receptor convencional MF sólo requiere de los ítems 1 y 3, pero su desempeño en BER está severamente limitado por el NFE. Además, aún operando con mecanismos eficientes de control de potencia su desempeño en BER se degrada rápidamente con el incremento de usuarios interferentes operando en simultáneo dado que no aprovecha la estructura de la interferencia en recepción (de hecho la toma como parte del ruido).

La modificación del receptor MF de tal manera que opere en una dirección ortogonal al subespacio de la interferencia mostró que un esquema de recepción lineal es suficiente para alcanzar un nivel de robustez óptimo frente al problema NFE, operando en régimen de alta SNR. Sin embargo, este nivel de robustez viene de la mano con un incremento de la potencia de ruido percibida en el receptor generando una degradación de desempeño en términos de BER cuando opera en régimen de baja SNR. Además, este esquema no precisa del conocimiento del ítem 5 de la lista. Este esquema de recepción es conocido en la literatura como el receptor de-correlador (LDD) [25, 88].

Desde el punto de vista del canal **BC** los receptores multiusuarios pueden ser implementados en estructuras descentralizadas donde sólo los datos del usuario de interés necesitan ser recuperados. En el caso de que las amplitudes recibidas sean desconocidas, el detector **LDD** puede ser una buena elección, pero como se demuestra en [87] para un régimen de baja **SNR** el detector **MF**, tiene un desempeño superior. Esta degradación del desempeño del **LDD** en un régimen de baja **SNR** sugiere que incorporando la información de la misma en una nueva estrategia de detección mejoraría el desempeño tanto en régimen de alta **SNR** como en régimen de baja **SNR**. Una estrategia de detección que incorpora la información de **SNR** es la versión no adaptativa del receptor de mínimo error cuadrático medio **MMSE**, el cual fue propuesto por [97, 98, 106]. Este esquema converge al receptor **LDD** en régimen de alta **SNR** o cuando la energía de la componente de interferencia tiende a infinito. Por otro lado cuando opera en régimen de baja **SNR**, este receptor converge al receptor convencional **MF**. Esto significa, que este esquema resulta óptimo desde el punto de vista de la robustez frente a la interferencia como el receptor **LDD** y también desde la métrica de **BER** [117].

El desarrollo del receptor **MMSE** constituyó un avance en términos de complejidad y desempeño frente al receptor **ML**. Sin embargo, la posibilidad de implementar versiones adaptativas del receptor **MMSE** presenta además, una ventaja relativa a los esquemas de recepción mencionados anteriormente; no necesita del conocimiento explícito de los parámetros de la interferencia dado que éstos pueden ser estimados durante la etapa de adaptación de los coeficientes del filtro que logra la solución **MMSE**. Además, la complejidad de estos esquemas adaptativos, medida en el número de los coeficientes del filtro, puede ser ajustado de tal manera que se obtenga el nivel de desempeño deseado.

En la búsqueda de receptores de menor complejidad computacional, el receptor **MMSE** resultó de desempeño óptimo de entre los receptores lineales. Si cabía la posibilidad de disponer datos de entrenamiento en recepción, era posible implementar algoritmos adaptativos que eviten el cálculo de la inversa de matrices y sustituyen la necesidad del conocimiento de los ítems 2, 4 y 5 de la lista. Sin embargo, en ausencia de datos de entrenamiento, la derivación de un receptor de complejidad lineal con desempeño similar o cercano a la solución **MMSE** presentaba desafíos significativos, dado que al no estar disponible los parámetros del sistema, hay que estimarlos. En esa época, las soluciones de recepción sin secuencia de entrenamiento consistían en un abordaje del problema en dos etapas, primero derivar los parámetros del sistema (e.g. coeficiente de ganancia de canal) mediante métodos de identificación de subespacios y luego, derivar la respuesta al impulso que genera la salida **MMSE**. Sin embargo, métodos de menor complejidad fueron propuestos para obtener los parámetros del sistema directamente a través de métodos de optimización con restricciones [91, 92]. En estos trabajos, el receptor conoce la información de la sincronización de símbolos, la fase de la portadora y la firma de usuario del usuario deseado. El algoritmo de adaptación se basa en el algoritmo **LMS** proyectado en donde la función de costo cuadrática a minimizar es la varianza de la salida del filtro (*Minimum Output Energy - MOE*) restringiendo la respuesta del usuario de interés a una constante. El desempeño del mismo se analiza en un canal Gaussiano donde se muestra que converge al desempeño del receptor **MMSE**. El mayor interés de este receptor es que explota la propiedad de descomponer la respuesta al impulso del filtro en dos componentes: una componente no adaptativa colineal con la firma de usuario de interés y otra componente adaptativa ortogonal a la misma. La convergencia de este algoritmo a una versión escalada de la salida **MMSE**, sugiere la posibilidad de adaptación sin secuencia de entrenamiento. Una propiedad que resulta deseable para incrementar la eficiencia del sistema y minimizar la complejidad de un esquema de recepción, mientras se

retiene los beneficios del receptor **MMSE**. Una implementación alternativa se da en [118] donde el algoritmo de adaptación utilizado es el **RLS**, el cual se destaca por su velocidad de convergencia y capacidad de seguir a las variaciones de la señal de entrada (*Tracking Capabilities*) en entornos no estacionarios, aunque el costo computacional asociado es mayor.

### 3.4.6.1. Valor óptimo y MOE

En el desarrollo de este tipo de detector participa nuevamente el algoritmo de gradiente estocástico descendente de una función objetivo convexa. Sin embargo, en este caso, la función de costo será la energía (valor cuadrático) de la salida del filtro en lugar del momento de segundo orden del error del mismo. Si fuéramos a minimizar la varianza de la salida sobre todas las posibles transformaciones lineales de la señal de entrada,  $c_1(t) = 0$  sería una opción trivial (inservible también). Es aquí donde se considera la transformación de la sección anterior que descompone la respuesta al impulso en dos componentes, donde el algoritmo que minimiza la varianza de la salida, lo hace a través de la actualización de la componente ortogonal del usuario deseado. En esta derivación se considera que la estructura de la interferencia multiusuario es no-correlacionada con los datos del usuario deseado.

La función objetivo es la salida esperada de energía (*Output Energy - OE*) representada por  $\xi$  para el  $i$ -ésimo intervalo de tiempo, i.e.,

$$\xi = E \left\{ \left| \tilde{h}^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{r} \right|^2 \right\}. \quad (3.124)$$

Estamos interesados en hallar el valor de  $\mathbf{c}_1$  que logra el mínimo valor de salida **MOE** representada por  $\xi_{\min}$ , esto es,

$$\xi_{\min} = \min_{\mathbf{c}_1} E \left\{ \left| \tilde{h}^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{r} \right|^2 \right\}, \quad \text{s.t. } \langle \mathbf{c}_1, \mathbf{s}_1 \rangle = 1. \quad (3.125)$$

La función objetivo a minimizar, teniendo en cuenta la restricción, puede plantearse de la siguiente manera

$$\Psi(\mathbf{c}_1) = E \left\{ \left| \tilde{h}^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{r} \right|^2 \right\} - \alpha (\mathbf{c}_1^H \mathbf{s}_1 - 1) = \left| \tilde{h} \right|^2 \mathbf{c}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{c}_1 - \alpha (\mathbf{c}_1^H \mathbf{s}_1 - 1), \quad (3.126)$$

donde  $\alpha$  es un multiplicador de Lagrange.

Derivando e igualando a cero la (3.126), tenemos

$$\nabla_{\mathbf{c}} \Psi(\mathbf{c}_1) = 2 \frac{\partial \Psi(\mathbf{c}_1)}{\partial \mathbf{c}_1^*} = \left| \tilde{h} \right|^2 \mathbf{R}_{rr} \mathbf{c}_1 - \alpha \mathbf{s}_1 = 0 \quad (3.127)$$

de donde obtenemos

$$\tilde{\mathbf{c}}_1 = \frac{\mathbf{R}_{rr}^{-1} \alpha \mathbf{s}_1}{\left| \tilde{h} \right|^2}. \quad (3.128)$$

Considerando ahora la restricción de  $\langle \mathbf{c}_1, \mathbf{s}_1 \rangle = 1$ , el valor del escalar  $\alpha$  tiene un valor de

$$\alpha = \frac{\left| \tilde{h} \right|^2}{\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1}. \quad (3.129)$$

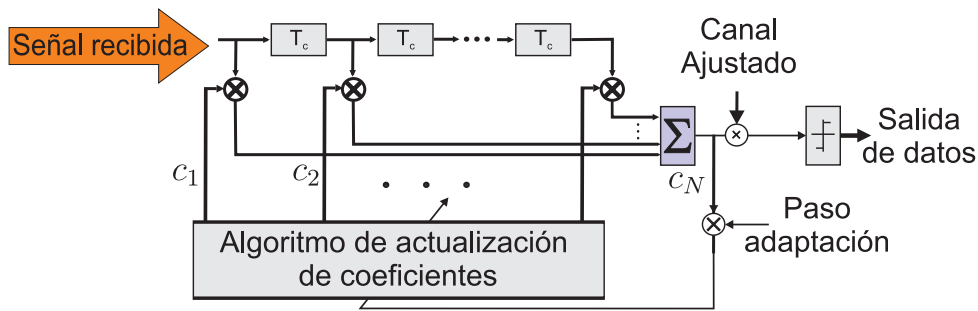


Figura 3.28: Esquema del filtro FIR de estructura transversal.

Reemplazando (3.129) en (3.128), obtenemos el valor de  $c_1$  que logra la  $\xi_{min}$ , esto es

$$\tilde{c}_1 = \frac{\mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1}{\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1}, \quad (3.130)$$

de donde se desprende que la dirección ortogonal a  $\tilde{c}_1$  se encuentra considerando que es posible descomponer la respuesta al impulso del filtro en dos componentes ortogonales, esto es

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = \left( \frac{|\tilde{h}|^2}{\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1} \right) \frac{\mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1}{\langle \mathbf{s}_1, \tilde{\mathbf{c}}_1 \rangle} - \mathbf{s}_1 = \frac{\mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1}{\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1} - \mathbf{s}_1 \quad (3.131)$$

Considerando la (3.130) en la (3.125) obtenemos el valor MOE, esto es

$$\xi_{min} = E \left\{ \left| \tilde{h}^* \tilde{\mathbf{c}}_1^H \mathbf{r} \right|^2 \right\}, = |\tilde{h}|^2 \tilde{\mathbf{c}}_1^H \mathbf{R}_{rr} \tilde{\mathbf{c}}_1 = \frac{|\tilde{h}|^2}{\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1}.$$

En la siguiente sección se analiza la regla de actualización del algoritmo adaptativo que permite hallar la respuesta al impulso del filtro que logra una salida de mínima energía.

### 3.4.6.2. Algoritmo estocástico de gradiente descendente

El detector adaptativo de salida de mínima energía MOE fue propuesto por [91] y es implementado a través de un filtro transversal con vector de coeficientes  $\mathbf{c}$ , actualizable, que minimiza la varianza de la salida a través del algoritmo conocido como LMS. Un esquema general se puede observar en la Fig. 3.28. Para poder aplicar el algoritmo estocástico del gradiente descendente se debe analizar que la función de costo sea convexa sobre el conjunto de señales ortogonales a  $\mathbf{s}_1$ . El autor de [87] realiza éste análisis encontrando que la función de costo efectivamente es convexa, y en la medida que el nivel de ruido es mayor, mayor es la convexidad de la función de costo. Además, a partir del modelo discreto equivalente de la señal recibida, debe asegurarse que en todo momento  $\mathbf{x}_1$  sea ortogonal a  $\mathbf{s}_1$  debido a que se sigue en promedio la línea del gradientes descendente a través del subespacio ortogonal a  $\mathbf{s}_1$ . Esta línea del gradiente descendente se encuentra proyectando el gradiente sin restricciones de la función de costo sobre el subespacio ortogonal a  $\mathbf{s}_1$ .

Una propiedad de los receptores que aplican un transformación lineal de la señal recibida es que el vector de coeficientes del filtro se puede descomponer como suma de dos componentes

ortogonales, de la siguiente manera  $\mathbf{c}_1 = \mathbf{s}_1 + \mathbf{x}_1$ , donde  $\mathbf{x}_1^H \mathbf{s}_1 = 0$ . La función de adaptación objetivo es la varianza de la salida del filtro, también conocida como salida de energía (OE) [91], la cual se minimiza con la restricción de  $\langle \mathbf{c}, \mathbf{s}_1 \rangle = 1$  para no anular la señal deseada, donde  $\mathbf{x}_1$  es la parte adaptativa.

### 3.4.6.3. Regla de adaptación del algoritmo

El algoritmo de búsqueda gradiente estocástico descendente depende del conocimiento del gradiente de la función objetivo a minimizar. El mismo puede ser descompuesto en la suma de dos proyecciones, una proyección del gradiente en el subespacio definido por  $\mathbf{s}_1$  y otra en el subespacio ortogonal a  $\mathbf{s}_1$ . Además, la aplicación sin restricciones del algoritmo de búsqueda de gradiente estocástico descendente necesita de estas direcciones para operar. Sin embargo, lo que se plantea aquí es la búsqueda del mínimo de la función objetivo a través de una de las componentes, la que es ortogonal a  $\mathbf{s}_1$ . Por lo tanto, la regla de actualización del algoritmo de gradiente estocástico se encuentra proyectando el gradiente de la función objetivo en el subespacio ortogonal a  $\mathbf{s}_1$ .

La función objetivo a minimizar es la salida de energía y viene dada por

$$\xi(\mathbf{c}_1) = \left| \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{r} \right|^2 = \left| \tilde{h}_1 \right|^2 \mathbf{c}_1^H \mathbf{r} \mathbf{r}^H \mathbf{c}_1, \quad (3.132)$$

y el gradiente sin restricciones de la ecuación (3.132) esta dado por

$$\nabla_{\mathbf{c}_1} \xi(\mathbf{c}_1) = 2 \left( \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{r} \right)^* \mathbf{r} \left| \tilde{h}_1 \right|^2, \quad (3.133)$$

la componente ortogonal a  $\mathbf{s}_1$  en la (3.133) es una versión escalada de la componente de  $\mathbf{r}$  ortogonal a  $\mathbf{s}_1$ , esto es

$$\mathbf{r} - \langle \mathbf{s}_1, \mathbf{r} \rangle \mathbf{s}_1 = (1 - \mathbf{s}_1 \mathbf{s}_1^H) \mathbf{r},$$

luego la ecuación (3.133) proyectada al subespacio ortogonal a  $\mathbf{s}_1$  viene dada por

$$\nabla_{\mathbf{s}_1}^\perp \xi = 2 \left( \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{r} \right)^* \tilde{h}_1^* [(1 - \mathbf{s}_1 \mathbf{s}_1^H) \mathbf{r}] = 2 (z)^* \tilde{h}_1^* \mathbf{P}_{\mathbf{s}_1}^\perp \mathbf{r}, \quad (3.134)$$

donde  $\mathbf{P}_{\mathbf{s}_1}^\perp = \mathbf{I}_N - \mathbf{s}_1 \mathbf{s}_1^H$ , es la matriz que proyecta la señal recibida en el subespacio ortogonal de  $\mathbf{s}_1$  y además,  $z = \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{r}$  es la salida escalar compleja del filtro, con lo que ahora la regla de actualización de la parte adaptativa de filtro se puede escribir como

$$\mathbf{x}_1 [i + 1] = \mathbf{x}_1 - \mu \left( \nabla_{\mathbf{s}_1}^\perp \xi \right) = \mathbf{x}_1 - \mu z^* \tilde{h}_1^* \mathbf{P}_{\mathbf{s}_1}^\perp \mathbf{r}, \quad (3.135)$$

donde  $\mu \in \mathbb{R}^{1 \times 1}$  es el paso de adaptación y el escalar de valor 2 se considera dentro del paso de adaptación. Cabe resaltar que el éxito del algoritmo en la convergencia depende de que  $\mathbf{x}_1$  y  $\mathbf{s}_1$  sean ortogonales en todo momento, en este sentido, la implementación de este esquema de recepción en una arquitectura de precisión finita tiene efectos acumulativos que no son inmediatamente visibles. Particularmente, los errores de redondeo llevan a que las actualizaciones de  $\mathbf{x}_1$  salgan del subespacio ortogonal a  $\mathbf{s}_1$ . Sin embargo, esto puede mitigarse mediante el reemplazo del valor de  $\mathbf{x}_1 [i + 1]$ , mediante su proyección, esto es

$$\mathbf{x}_1 [i + 1] = \mathbf{x}_1 [i + 1] - \langle \mathbf{x}_1 [i + 1], \mathbf{s}_1 \rangle \mathbf{s}_1. \quad (3.136)$$

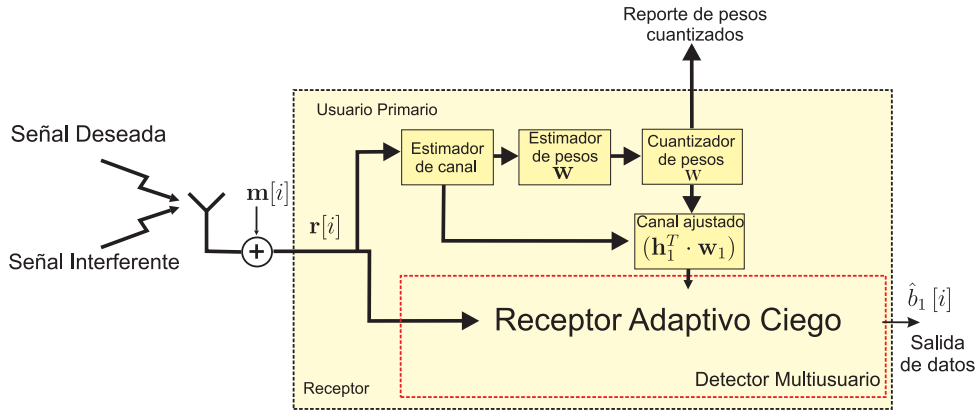


Figura 3.29: Estructura del Receptor Adaptativo Ciego en canales con Multiplexación espacial

En ausencia de la información de las firmas de usuarios interferentes, una elección natural de la condición inicial de la componente ortogonal es

$$\mathbf{x}_1 = 0. \quad (3.137)$$

Es interesante remarcar que el algoritmo de (3.135) converge al vector que logra la MOE y de esta manera al ser una versión escalada del MMSE, también logra la robustez frente al efecto *Cercano-Lejano*, sin necesidad de conocer mayor información que el detector de Filtro Apareado.

En la siguiente sección se analiza la trayectoria de los coeficientes en valor medio mediante el cual se tiene noción de la velocidad de adaptación del algoritmo con el criterio MOE.

#### 3.4.6.4. Trayectoria de los coeficientes en valor medio

La trayectoria de los coeficientes es analizada de manera similar en [91]. A partir de sumar  $s_1$  a ambos lados de la (3.135) se llega a,

$$\mathbf{c}_1 [i + 1] = (\mathbf{I} - \mu \mathbf{u} \mathbf{r}^H) \mathbf{c}_1 \quad (3.138)$$

donde  $\mathbf{u} = \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{r}$ . El vector de coeficientes  $\tilde{\mathbf{c}}_1$  que genera la MOE es

$$\tilde{\mathbf{c}}_1 = \xi_{min} \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1, \quad (3.139)$$

donde  $\xi_{min} = (\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1)^{-1}$  es el el valor de la MOE generada con  $\tilde{\mathbf{c}}_1$  y  $\mathbf{R}_{rr}$  es la matriz de correlación de señales recibidas. Considerando que la (3.138) tiende a  $\tilde{\mathbf{c}}_1$  cuando  $i \rightarrow \infty$ , es conveniente trabajar con el error, esto es

$$\mathbf{e}_c [i + 1] = \mathbf{c}_1 [i + 1] - \tilde{\mathbf{c}}_1 \quad (3.140)$$

considerando la (3.140) en la (3.138) y tomando valor esperado del error,

$$\mathbf{E} \{ \mathbf{e}_c [i + 1] \} = (\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{ur}) \mathbf{E} \{ \mathbf{e} \}, \quad (3.141)$$

donde  $\mathbf{R}_{ur} = \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{R}_{rr}$ . A partir de la (3.141) es importante destacar que la matriz de correlación equivalente es  $\mathbf{R}_{ur}$  y es quien determina la convergencia de los coeficientes a los valores



óptimos [119]. Debido a que  $\mathbf{R}_{ur}$  es una matriz que no necesariamente deba ser simétrica, sus autovalores pueden ser complejos. Sin embargo si se considera el hecho de que

$$\mathbf{x}_1^H \mathbf{r} = \mathbf{x}_1^H \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{r} \quad (3.142)$$

debido a que  $\mathbf{x}_1^H \mathbf{s}_1 = 0$ , de esta manera la salida del filtro se puede escribir ahora considerando la ((3.142)), esto es

$$\begin{aligned} z &= \mathbf{s}_1^H \mathbf{r} + \mathbf{x}_1^H \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{r} \\ z^* &= \mathbf{r}^H \mathbf{s}_1 + \mathbf{r}^H \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{x}_1 \end{aligned} \quad (3.143)$$

donde se tuvo en cuenta que la matriz de proyección es Hermitiana  $[\mathbf{P}_{s_1}^\perp]^H = \mathbf{P}_{s_1}^\perp$ . Ahora, reemplazando (3.143) en (3.135) y teniendo en cuenta la (3.139), se tiene

$$\mathbf{x}_1 [i + 1] = \mathbf{x}_1 - \mu [\mathbf{r}^H \mathbf{s}_1 + \mathbf{r}^H \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{x}_1] \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{r} \quad (3.144)$$

aplicando el operador esperanza a ambos lados de la (3.144) y teniendo en cuenta que  $\mathbf{x}_1$  y  $\mathbf{r}$  se consideran independientes estadísticamente, tenemos

$$\begin{aligned} E[\mathbf{x}_1 [i + 1]] &= [\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{uu}] E[\mathbf{x}_1] - \mu \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{P}_{s_1}^\perp \\ &= [\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{uu}] E[\mathbf{x}] - \mu \mathbf{p}_{ur} \end{aligned} \quad (3.145)$$

donde  $\mathbf{R}_{uu} = E[\mathbf{u}\mathbf{u}^H] = \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{R}_{rr} \mathbf{P}_{s_1}^\perp$  y  $\mathbf{p}_{ur} = \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{P}_{s_1}^\perp$ . En el entorno óptimo la parte adaptativa del filtro receptor es  $E[\mathbf{x}_1 [i + 1]] = E[\mathbf{x}_1] = \tilde{\mathbf{x}}_1$  la ((3.145)) entonces, se puede escribir de la siguiente manera

$$E\{\mathbf{x}_1\} = [\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{uu}] E\{\mathbf{x}_1\} - \mu \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{P}_{s_1}^\perp \quad (3.146)$$

$$\Rightarrow \mathbf{R}_{uu} \tilde{\mathbf{x}}_1 = -\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{P}_{s_1}^\perp = -\mathbf{p}_{ur} \quad (3.147)$$

de la (3.147) no se puede calcular el valor de  $\tilde{\mathbf{x}}_1$  debido a que  $\mathbf{R}_{uu}$  es singular, pero puede encontrarse a partir del valor de  $\tilde{\mathbf{c}}_1$  (3.133), esto es

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{P}_{s_1}^\perp \left( \frac{\mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1}{\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr}^{-1} \mathbf{s}_1} \right) \quad (3.148)$$

es decir la proyección de  $\tilde{\mathbf{c}}_1$  en el subespacio ortogonal a  $\mathbf{s}_1$ , donde se ha hecho uso de la representación canónica de la parte ortogonal del filtro [87] y  $\langle \mathbf{c}_1, \mathbf{s}_1 \rangle = 1$ . Entonces la expresión para la convergencia de los coeficientes, considerando la parte adaptativa es

$$E\{\mathbf{e}_x\} = (\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{uu}) E\{\mathbf{e}_x\}, \quad (3.149)$$

donde  $\mathbf{e}_x [i + 1] = \mathbf{x}_1 [i + 1] - \tilde{\mathbf{x}}_1$ . De donde surge también que la convergencia está asegurada para  $0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}^{(uu)}}$ . A partir de la (3.149), donde se aprecia que la matriz  $\mathbf{R}_{uu} = \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{R}_{rr} \mathbf{P}_{s_1}^\perp$  cumple la misma función que  $\mathbf{R}_{ur}$  en la (3.141), y se puede analizar la convergencia a través de los autovalores  $\mathbf{R}_{uu}$  debido a que es Hermitiana y semejante  $\mathbf{R}_{ur}$  [120]. Profundizando en los autovalores de ambas matrices (basado en [120]),  $\mathbf{R}_{ur}$  y  $\mathbf{R}_{uu}$ , se observa que  $\mathbf{s}_1$  es un autovector de la matriz  $\mathbf{R}_{uu}$  con autovalor nulo  $\lambda_N^{(uu)} = 0$ , donde el superíndice denota la correspondencia

con la matriz, este autovalor no participa en la convergencia de los coeficientes debido a que el algoritmo no se adapta en la dirección de  $\mathbf{s}_1$ . Consecuentemente, la convergencia de la (3.149) esta determinada por los  $N - 1$  autovalores restantes. Para obtener alguna información extra de los autovalores recurrimos al teorema de Minimax [121] donde los autovalores se obtienen en orden descendente a partir del siguiente procedimiento de optimización

$$\lambda_{max}^{(uu)} = \max_{\mathbf{p} \in \mathcal{P}} \left( E \left\{ \|\mathbf{p}_1^H \mathbf{r}\|^2 \right\} \right) \text{ s.t. } \|\mathbf{p}_1\| = 1 \quad (3.150)$$

y para el resto de los autovalores, en orden descendente

$$\lambda_n^{(uu)} = \max_{\substack{\mathbf{p} \in \mathcal{P} \\ n \neq 1}} E \left[ \|\mathbf{p}_n^H \mathbf{r}\|^2 \right] \text{ s.t. } \|\mathbf{p}_n\| = 1 \quad (3.151)$$

donde  $\mathcal{P}$  es el conjunto de vectores  $\mathbf{p}_n$   $n = 1, \dots, N$  que forman una base ortonormal. Considerando que  $\mathbf{p}_n$  se puede descomponer ortogonalmente

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_n &= \mathbf{p}_n^{\parallel} + \mathbf{p}_n^{\perp} \\ \|\mathbf{p}_n\|^2 &= \|\mathbf{p}_n^{\parallel} + \mathbf{p}_n^{\perp}\|^2 \\ 1 &= \|\mathbf{p}_n^{\parallel}\|^2 + \|\mathbf{p}_n^{\perp}\|^2 \\ \|\mathbf{p}_n^{\perp}\|^2 &= 1 - \|\mathbf{p}_n^{\parallel}\|^2, \end{aligned} \quad (3.152)$$

donde entonces  $\mathbf{p}_n^{\parallel}$  es la proyección de  $\mathbf{p}_n$  sobre la dirección de  $\mathbf{s}_1$  y  $\mathbf{p}_n^{\perp}$  es la proyección de  $\mathbf{p}_n$  en un subespacio ortogonal a  $\mathbf{p}_n^{\parallel}$ . A partir de esto el argumento a maximizar en la (3.150), se puede escribir como

$$E \left[ \|\mathbf{p}_n^H \mathbf{r}\|^2 \right] = \mathbf{p}_n^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{p}_n, \quad (3.153)$$

pero en lugar de la  $\mathbf{R}_{rr}$  se utilizará  $\mathbf{R}_{uu}$ , entonces

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_n^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{p}_n &= \mathbf{p}_n^H \mathbf{P}_{s_1}^{\perp} \mathbf{R}_{rr} \mathbf{P}_{s_1}^{\perp} \mathbf{p}_n \\ &= \sum_{k=1}^K \left| \tilde{h}_{kk} \right|^2 \left\| (\mathbf{p}_n^{\perp})^H \mathbf{s}_k \right\|^2 + \sigma^2 \|\mathbf{p}_n^{\perp}\|^2 \end{aligned} \quad (3.154)$$

con

$$(\mathbf{p}_n^{\perp})^H \mathbf{s}_k = \begin{cases} 1 & n = k \\ 0 & n \neq k \end{cases} \quad (3.155)$$

Maximizar la (3.150) es maximizar la (3.152), y esto ocurre cuando

$$\|\mathbf{p}_n^{\perp}\|^2 = 1 - \|\mathbf{p}_n^{\parallel}\|^2 = 1 \Rightarrow \|\mathbf{p}_n^{\parallel}\|^2 = 0 \quad (3.156)$$

Considerando entonces la (3.156), los  $N$  autovalores de la matriz son

$$\lambda_n^{(uu)} = \begin{cases} \left| \tilde{h}_{nn} \right|^2 + \sigma^2 & n = 1, 2 \\ \sigma^2 & n = 3, \dots, N - 1 \\ 0 & n = N \end{cases} \quad (3.157)$$

De esta manera se concluye que  $\mathbf{c}_1$  converge a  $\tilde{\mathbf{c}}_1$  a través de  $N$  modos de convergencia, siempre que  $0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}^{(uu)}}$ , donde cada uno de los modos converge exponencialmente con parámetro  $(I - \mu \lambda_n^{(uu)})$ .

### 3.4.6.5. Curva de aprendizaje de la salida de mínima energía

La energía de salida esta dada por

$$\begin{aligned}\xi &= \|\mathbf{c}_1^H \mathbf{r}\|^2 \\ &= \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{s}_1 + \mathbf{x}_1^H \mathbf{p}_{ur} + \mathbf{p}_{ur}^H \mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_1^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{x}_1\end{aligned}\quad (3.158)$$

donde se tomado valor esperado sobre el vector de señales recibidas. La mínima salida de energía esta dada por

$$\begin{aligned}\xi_{\min} &= E \left\{ \|\tilde{\mathbf{c}}_1^H \mathbf{r}\|^2 \right\} \\ &= E \left\{ \|\mathbf{s}_1^H \mathbf{r} + \tilde{\mathbf{x}}_1 \mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{r}\|^2 \right\} \\ &= \mathbf{s}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{s}_1 + \mathbf{p}_{ur}^H \tilde{\mathbf{x}}_1\end{aligned}\quad (3.159)$$

donde se ha hecho uso de (3.145). Restando (3.159) de (3.158) se tiene

$$\xi = \xi_{\min} + \mathbf{x}_1^H \mathbf{p}_{ur} + \mathbf{p}_{ur}^H \mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_1^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{x}_1 - \mathbf{p}_{ur}^H \tilde{\mathbf{x}}_1 \quad (3.160)$$

$$\xi = \xi_{\min} + [\mathbf{e}_x]^H \mathbf{R}_{uu} [\mathbf{e}_x] \quad (3.161)$$

desarrollando la (3.161) de manera similar que en [116] la (3.161) se puede escribir de esta manera

$$\xi = \xi_{\min} + \sum_{n=1}^N \lambda_n \left( \mathbf{q}_n^H [\mathbf{e}_x [0]] \right)^2 \left( 1 - \mu \lambda_n^{(uu)} \right)^{2i} \quad (3.162)$$

donde  $\mathbf{q}_n$  es el autovector normalizado de la matriz  $\mathbf{R}_{uu}$  asociado al autovalor  $\lambda_n^{(uu)}$ . Ya que  $\mathbf{s}_1$  es un autovector de  $\mathbf{R}_{uu}$  se puede considerar que  $\mathbf{q}_L = \mathbf{s}_1$  y que de acuerdo al resultado de (3.157) se puede asociar a los autovectores  $\mathbf{q}_n$   $n = 1, \dots, K - 1$  los  $K - 1$  autovalores más grandes y a  $\mathbf{q}_n$   $n = K + 1, \dots, N - 1$  los autovalores que corresponden al subespacio de ruido. Se puede mostrar que los autovectores  $\mathbf{q}_n$   $n = 1, \dots, K - 1$  generan el mismo subespacio que  $\mathbf{P}_{s_1}^\perp \mathbf{s}_k$   $k = 2, \dots, K$ , y ambos subespacios son ortogonales a  $\mathbf{s}_1$ . Al mismo tiempo, es conocido que  $\tilde{\mathbf{c}}_1$  pertenece al subespacio generado por  $\mathbf{s}_k$   $k = 1, \dots, K$ . Ya que  $\tilde{\mathbf{x}}_1 = \tilde{\mathbf{c}}_1 - \mathbf{s}_1$ , es claro entonces, que  $\tilde{\mathbf{x}}_1$  pertenece al subespacio ortogonal a  $\mathbf{s}_1$  y debe estar en el subespacio generado por  $\mathbf{P}_{s_1}^\perp$ . A partir de esto puede verse que cuando la parte adaptativa del filtro comienza en  $\mathbf{x}_1 [0] = 0$  y la (3.162) puede simplificarse a

$$\xi \approx \xi_{\min} + \sum_{n=1}^{K-1} \lambda_n \left( \mathbf{q}_n^H \tilde{\mathbf{x}}_1 \right)^2 \left( 1 - \mu \lambda_n^{(uu)} \right)^{2i} \quad (3.163)$$

de donde se observa que sólo los  $K - 1$  autovalores de mayor magnitud de la matriz  $\mathbf{R}_{uu}$  intervienen en la convergencia del algoritmo cuando la parte adaptativa se inicializa en  $\mathbf{x}_1 [0] = 0$ .

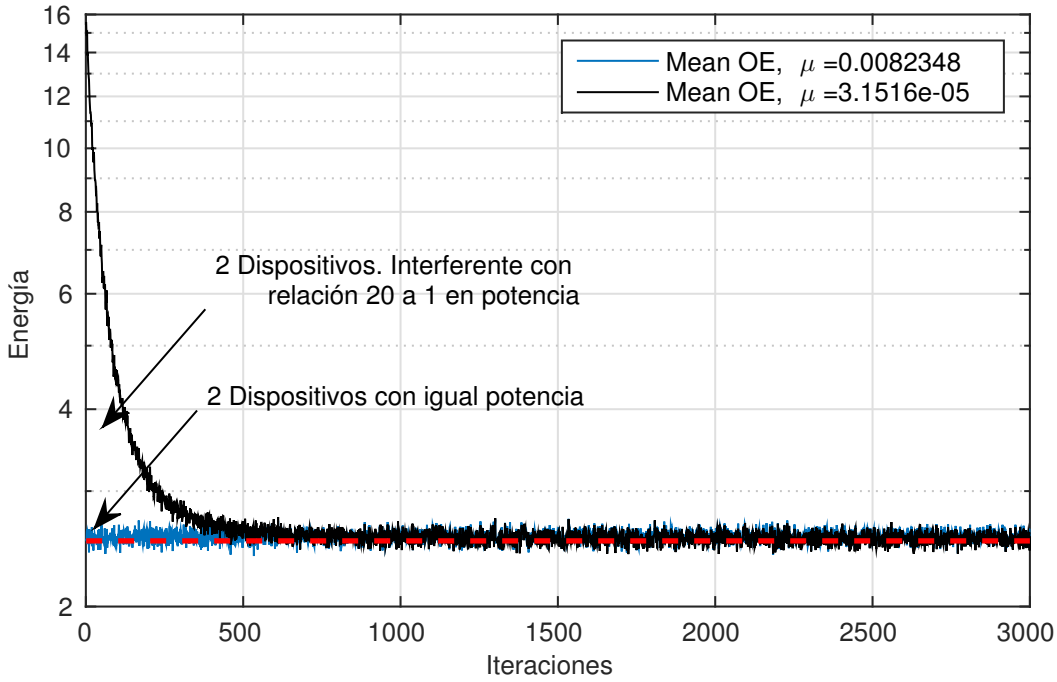


Figura 3.30: Evolución de la OE del algoritmo Receptor Adaptativo Ciego en varias situaciones.

### 3.4.6.6. Relación señal a interferencia y ruido

La SINR del receptor adaptativo ciego viene dado por (ver Apéndice 3.F),

$$\Gamma_{1,\text{Blind}} = \frac{\text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^4 \right\} \gamma}{\sum_{k=2}^K \gamma \text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_k \right|^2 \right\} (\rho_{1k} + \mathbf{x}_1^H \mathbf{s}_k)^2 + \text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^2 \right\} \|\mathbf{c}_1\|^2}. \quad (3.164)$$

donde

$$\gamma_i = \frac{\text{E} \{ b_i^2 \}}{K \sigma^2}, \quad (3.165)$$

es la SNR por usuario/dispositivo.

En el caso de dos usuarios, la elección de  $\mathbf{x}_1$  en la (3.164) no afecta la componente de la señal deseada a la salida de la transformación lineal, dado que es ortogonal a la misma. Esto significa que maximizar la SINR equivale a minimizar el denominador, y esto ocurre cuando  $\mathbf{x}_1^H \mathbf{s}_2 \rightarrow -\rho$  en la adaptación, entonces

$$\Gamma_{1,\text{Blind máx}} = \frac{\left| \tilde{h}_1 \right|^2 \gamma_1}{(1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}. \quad (3.166)$$

Considerando ahora el efecto del canal, tenemos que la SINR media en el receptor adaptativo ciego viene dada por,

$$\bar{\Gamma}_{1,\text{Blind}} = \frac{\text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^2 \right\} \gamma_1}{\sum_{k=2}^K \text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_k \right|^2 \right\} \gamma_k ((\rho_{1k} + \mathbf{x}_1^H \mathbf{s}_k))^2 + \|\mathbf{c}_1\|^2}, \quad (3.167)$$

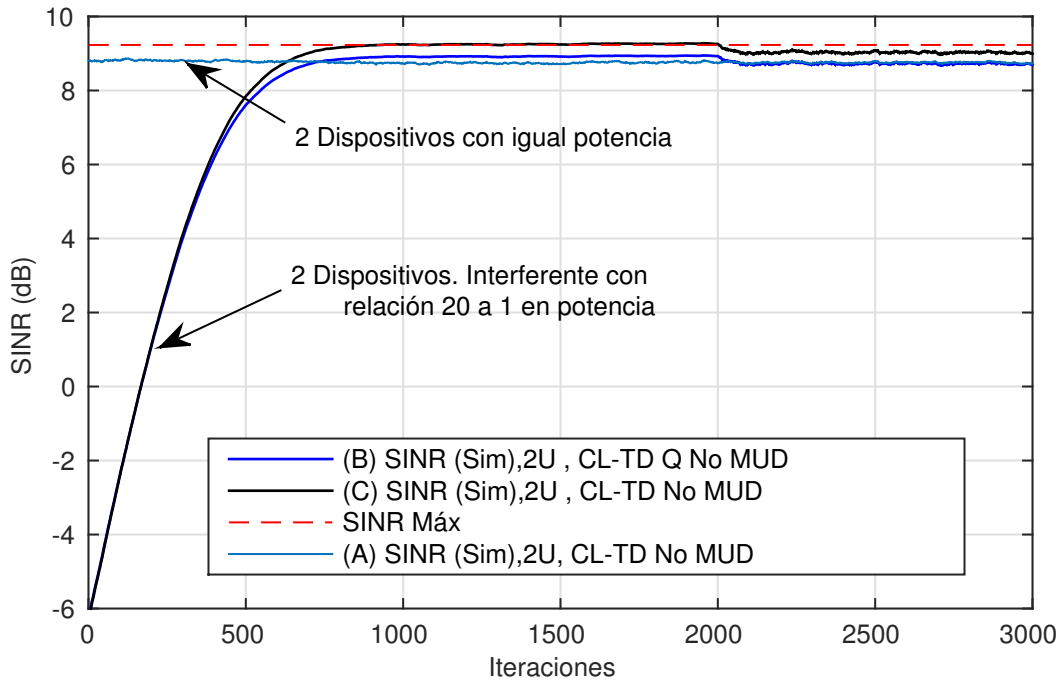


Figura 3.31: SINR del algoritmo Receptor Adaptativo Ciego en varias situaciones.

donde el valor esperado se toma sobre la distribución de probabilidad conjunta de  $|\tilde{h}_1|^2$  y los  $|\tilde{h}_k|^2$ .

### 3.4.6.7. Probabilidad de error

La probabilidad de error para este receptor, para dos usuarios, viene expresada por (ver derivación en Apéndice 3.G)

$$P^{\text{Blind}}(\sigma) = \mathbb{E} \left\{ Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} + \frac{\mathbb{R} \{ \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle) \}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} \right) \right\} \quad (3.168)$$

En la Fig. 3.32 se muestra el desempeño del detector adaptativo ciego para el caso en que el transmisor dispone del conocimiento ideal de los coeficiente de conformación de haz, superpuesto a éste se muestra el desempeño para el caso de que los coeficientes de conformación de haz se encuentran cuantizados,  $N_{cd} = 2$  bits.

### 3.4.6.8. Costo computacional

El costo computacional de este receptor esta basado principalmente en el filtrado de la señal recibida y la actualización de coeficientes. En la Tabla (3.13) se pueden apreciar la carga computacional de estas operaciones.

Se ha presentado el receptor adaptativo ciego, implementado mediante el algoritmo LMS, el cual para su implementación en canales MIMO necesita el conocimiento del canal con el cual esta trabajando para la de-modulación de los datos del usuario deseado. La convergencia de los

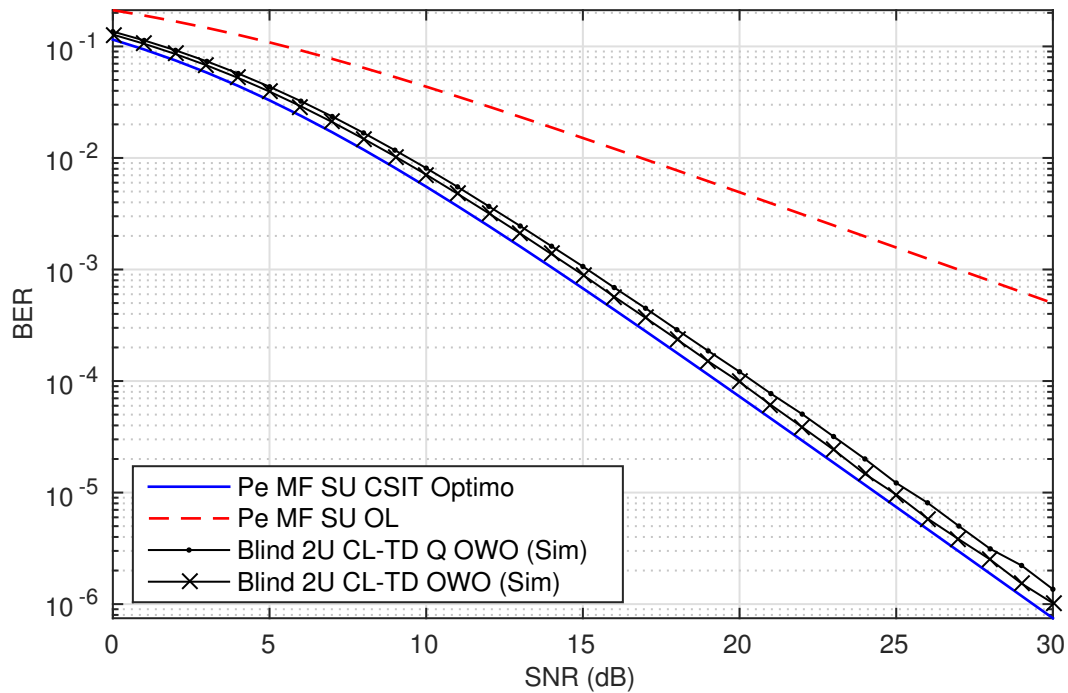


Figura 3.32: Degradación de desempeño del receptor adaptativo ciego en un sistema que aplica esquema **CL-TD** Modo 1. Curva sólida y caracteres de punto **CSIT** completo. Curva sólida y caracteres asterisco **CSIT** cuantizado ( $N_{cd} = 2$  bits). Curva sólida: frontera de desempeño (*Upper Bound*) receptor **MF** con único usuario, **CL-TD** y **CSIT** óptimo. Curva discontinua: frontera de desempeño (*Lower Bound*) receptor **MF** con único usuario en esquema **OL**

coeficientes esta ligada a los autovalores de la matriz de correlación equivalente como así también la mínima varianza de la salida y éstos dependen de la correcta estimación de los canales. Aún con estas consideraciones, el desempeño en términos de probabilidad de error, es sustancialmente mejor que el detector convencional para los mismo conocimientos de parámetros de interferencia (incluida la estimación de canal). Un punto importante a resaltar es que el término que corresponde a la interferencia, la MAI, depende del producto de los canales ajustados los cuales por diseño del diagramador multiusuario se esperan que sean no-correlacionados, esto sugiere la posibilidad de la separación de datos del usuario deseado a través de una firma de usuario espacial, lo cual posiblemente permita la re-utilización de los códigos de *spreading*.

Tabla 3.13: Costo operacional del Receptor Adaptativo Ciego.

Operación	Cantidad
Correlación compleja	$4N$ multiplicaciones + $(4N - 2)$ sumas
Depende del tamaño de $\mathcal{U}$	NO
Actualización de Coeficientes	$4N$ multiplicaciones + $(4N + 1)$ sumas
Complejidad	$O(N)$

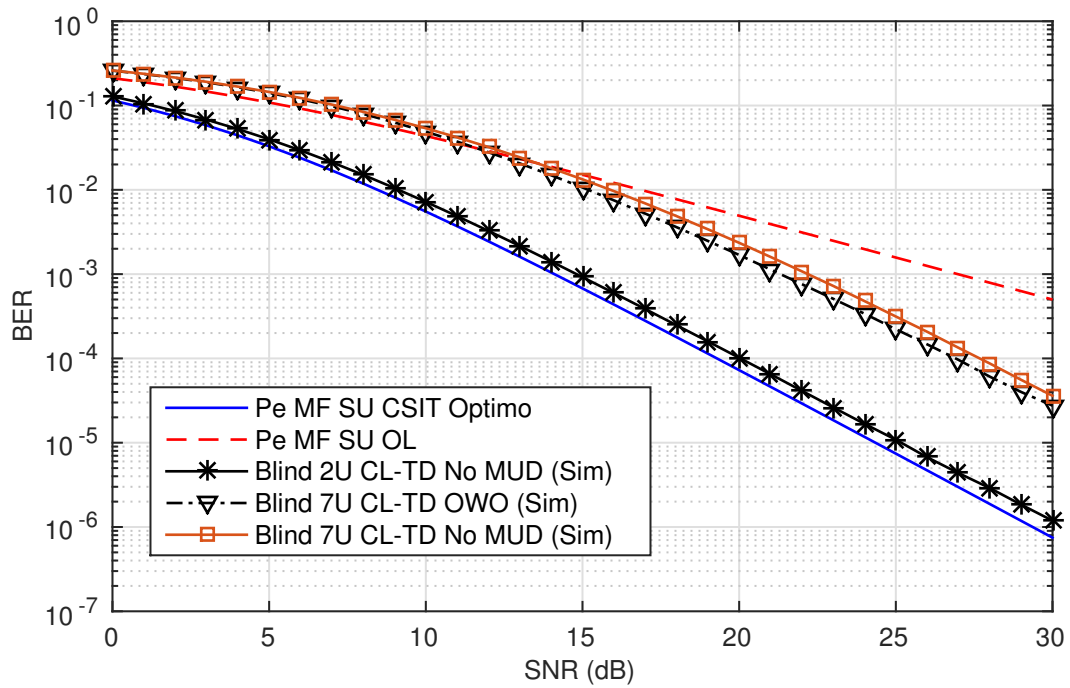


Figura 3.33: Desempeño receptor Adaptativo Ciego con y sin diagramación de usuarios. Curva sólida: frontera de desempeño (*Upper Bound*) receptor MF con único usuario, CL-TD y CSIT óptimo. Curva discontinua: frontera de desempeño (*Lower Bound*) receptor MF con único usuario en esquema OL

Tabla 3.14: Resumen de características del Detector Adaptativo Ciego

Parámetro requerido	
Firma de usuario, usuario deseado	Si
Firma de usuario, usuario interferente	No
Sincronismo de tiempo, usuario deseado	Si
Sincronismo de tiempo, usuario interferente	No
Estimación amplitud, usuario deseado	Si
Estimación amplitud, usuario interferente	No
Secuencia de entrenamiento	No
Costo computacional	$O(N)$

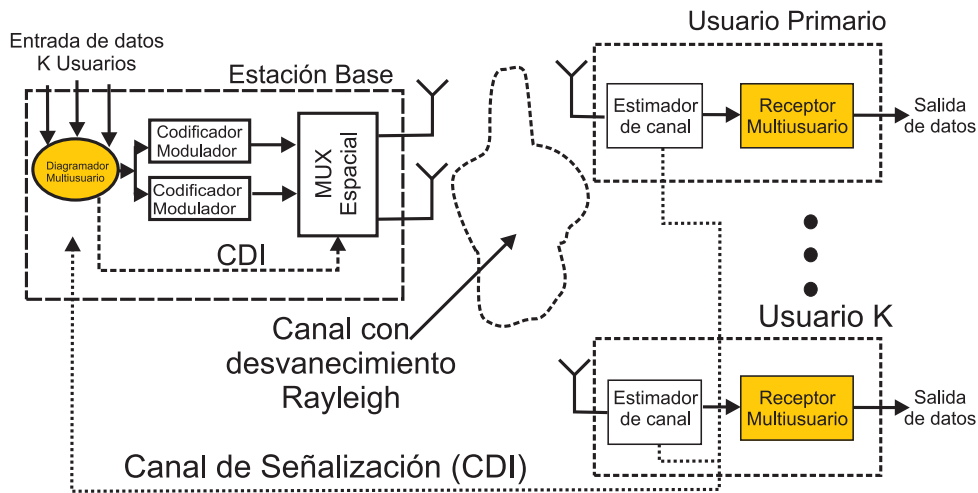


Figura 3.34: Modelo del enlace de bajada MU-MIMO.

### 3.5. Separación de datos de usuarios por diagramación

El receptor adaptativo ciego resulta atractivo para su implementación en base a los resultados comparativos con otros receptores. A partir de la expresión de probabilidad de error (3.173) es posible observar que ésta es función de dos términos que involucran a la interferencia. Uno de ellos depende directamente del coeficiente de canal ajustado para el usuario deseado y el otro está relacionado al algoritmo adaptativo ciego cuya performance es también influida por los coeficiente de canal de otros usuarios elegidos por el diagramador. En esta sección se presentan tres diagramadores diseñados para reducir la interferencia experimentada por el algoritmo de recepción del usuario deseado.

#### 3.5.1. Diagramador A

Con el objetivo de establecer una referencia comparativa, este diagramador es el mismo que se venía utilizando en el desarrollo de este capítulo. Este diagramador elige usuarios que reportan pesos de conformación de haz ortogonales, i.e.,

$$(\mathbf{w}_1)^H \cdot \mathbf{w}_2 = 0, \tag{3.169}$$

con esta elección de usuarios, los canales ajustados que experimentan ambos usuarios resultan no-correlacionados, i.e.,

$$E \{ (\mathbf{g}_1^T \cdot \mathbf{w}_1)^* (\mathbf{g}_1^T \cdot \mathbf{w}_2) \} = 0, \tag{3.170}$$

donde solamente dos usuarios pueden ser diagramados en cada instancia de transmisión, debido a que el número de antenas en transmisión define el número de usuarios ortogonales que pueden diagramarse simultáneamente. La (3.170) puede interpretarse de una manera distinta observando que los canales ajustados de cada usuario diagramado resultan colineales y en contrafase en el receptor.

#### 3.5.2. Diagramador B

La idea de este diagramador está basada en dos observaciones, por un lado la interferencia tiene impacto en el desempeño del receptor adaptativo Ciego a través del término real dentro



$$P_1(\sigma) = \frac{1}{2^K} \sum_{j=1}^{2^{K-1}} \left[ Q \left( \frac{|h_{11}|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} - \frac{\Re \left\{ \frac{h_{11}^*}{|h_{11}|} q \right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} \right) + Q \left( \frac{-|h_{11}|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} + \frac{\Re \left\{ \frac{h_{11}^*}{|h_{11}|} q \right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} \right) \right], \quad (3.173)$$

$$P_1^b(\sigma) = \frac{1}{2^{K-1}} \sum_{j=1}^{2^{K-1}} \mathbb{E} \left\{ Q \left( \frac{|h_{11}| + \Re \left\{ \sum_{k=2}^K \frac{h_{11}^* h_{1k}}{|h_{11}|} (\rho_k + \langle \mathbf{x}_1, \mathbf{s}_k \rangle) \epsilon_j(k-1) \right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} \right) \right\}. \quad (3.174)$$

de la función  $Q(\cdot)$ . Por otro lado la esencia del algoritmo adaptativo ciego es decodificar los datos del usuario deseado en una dirección ortogonal a la interferencia y ruido. En base a esto, es posible proyectar parte de la interferencia a un subespacio ortogonal a los datos del usuario deseado en base a la elección de usuarios cuyos pesos de conformación de haz resulten con una rotación relativa de  $\pi/2$ . En el caso de que  $K = 2$ , el diagramador selecciona dos usuarios que reportan pesos de conformación de haz de manera similar al Diagramador A, pero en lugar de aplicar los pesos de conformación tal cual son reportados, uno de los pesos es rotado  $\pi/2$  antes de ser aplicado. Es decir, por ejemplo si los vectores de conformación elegidos por el diagramador son  $\mathbf{w}'_1$  y  $\mathbf{w}_2$ , luego una rotación es aplicada a  $\mathbf{w}'_1$ , i.e.,

$$\mathbf{w}_1 = \mathbf{w}'_1 e^{j\pi/2}, \quad (3.171)$$

luego,  $\mathbf{w}_1$  y  $\mathbf{w}_2$  es aplicado en la BS. La condición impuesta por la (3.171) no cambia la correlación entre los canales ajustados ni tampoco el propósito de maximizar la energía recibida en cada usuario.

En el caso de que la cantidad de usuarios sea mucho mayor a dos y par, ( $K \gg 2$ ) es posible pensar que el diagramador en la BS puede elegir  $2\mathcal{V}$  usuarios distribuidos en  $\mathcal{V}$  grupos de dos usuarios con pesos de conformación ortogonal, donde  $\mathcal{V}$  representa la cantidad de códigos de *spreading* disponible por BS. En este escenario, la señal recibida en el  $i$ -ésimo intervalo de tiempo, puede escribirse como,

$$\mathbf{r}_1 = \sum_{i=1}^K [(\mathbf{g}_1^T \cdot \mathbf{w}_{2k-1})b_{2k-1} + (\mathbf{g}_1^T \cdot \mathbf{w}_{2k})b_{2k}] \mathbf{s}_k + \sigma \mathbf{n}_1, \quad (3.172)$$

con  $\mathbf{w}_{2k}^H \mathbf{w}_{2k-1} = 0$ . Teniendo en cuenta el procesamiento de la señal en el receptor, la condición impuesta por la 3.171 minimiza la interferencia causada por el segundo usuario diagramado debido a que su componente real es minimizada.

### 3.5.3. Diagramador C

Esta estrategia de diagramación es una variante del Diagramador B. A diferencia del Diagramador B, el diagramador selecciona los usuarios que reportan los mismos pesos de conformación de haz y luego una rotación se aplica a uno de ellos con el objetivo de minimizar

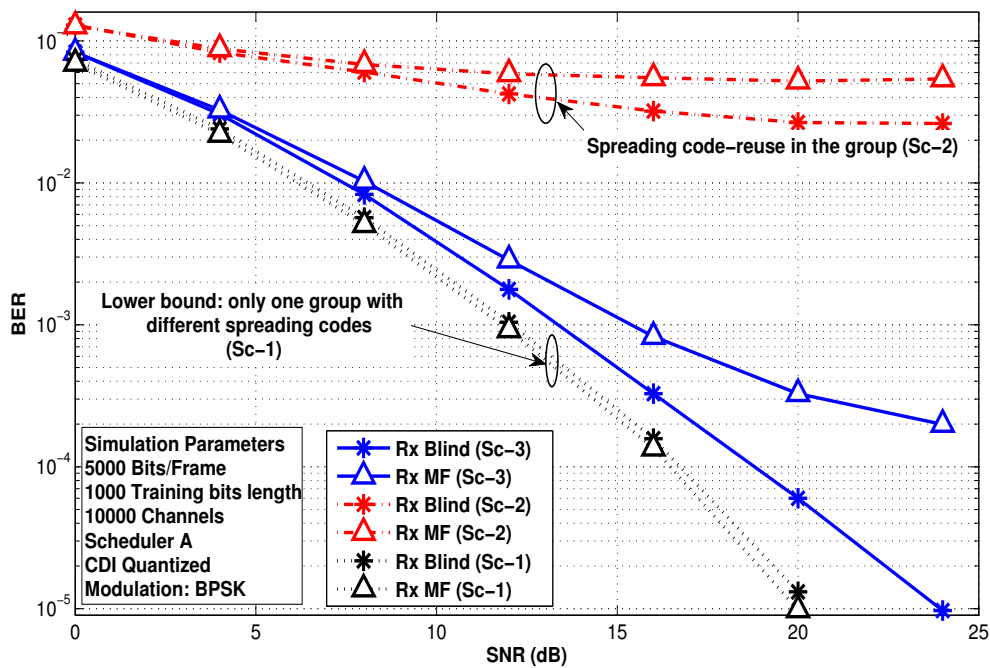


Figura 3.35: Desempeño en BER del MF y el receptor Ciego con el Diagramador A.

la interferencia. Para el caso de dos usuarios (i.e.  $K = 2$ ), si los vectores de conformación diagramados son  $\mathbf{w}'_1$  y  $\mathbf{w}'_2$  con  $\mathbf{w}'_1 = \mathbf{w}_2$ . Luego se aplica una rotación de  $\pi/2$  al vector  $\mathbf{w}_2$ , i.e.,

$$\mathbf{w}_2 = \mathbf{w}_2 e^{j\pi/2}, \tag{3.175}$$

Cabe notar que la señal procesada en los Diagramadores B y C sólo consiste en rotaciones relativas de los dos usuarios seleccionados. En este sentido, estos diagramadores proyectan los datos de interferencia a un subespacio ortogonal a los datos deseados.

### 3.5.4. Resultados simulación

En base a los diagramadores propuestos, se investiga el desempeño del sistema teniendo en cuenta los diagramadores (3.170), (3.171) and (3.175). Para cuantificar la brecha de desempeño se utilizan dos esquemas de recepción: el receptor de filtro apareado (MF) y el receptor Adaptativo Ciego. Para la simulación, fueron seleccionadas secuencias Gold de longitud 7 y fases cuantizadas compatibles con la tecnología HSDPA modo 1 [81]. De acuerdo con esto tres escenarios fueron considerados:

- **Escenario 1 (Sc-1):** Un único grupo con dos usuarios activos que utilizan diferentes firmas de usuarios.
- **Escenario 2 (Sc-2):** Seis grupos con dos usuarios cada uno donde en cada grupo se comparte la firma de usuario (las firmas de usuario son distintas entre los grupos).
- **Escenario 3 (Sc-3):** Similar al Sc-2 excepto en el grupo uno, el cual su desempeño es analizado. En este grupo de interés, los usuarios no comparten la misma firma de usuario.

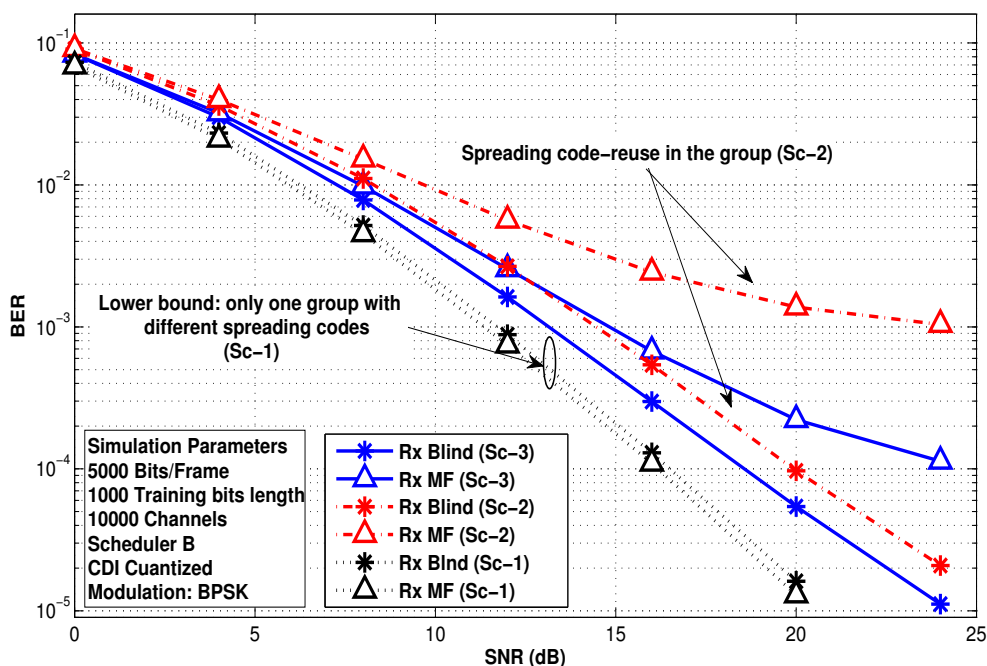


Figura 3.36: Desempeño en BER del MF y el receptor Ciego con el Diagramador B.

La Fig. 3.35 muestra que la reutilización de la firma de usuario degrada totalmente el desempeño de ambos esquemas de detección, especialmente cuando se utiliza el Diagramador de usuarios A (3.170). Este comportamiento puede explicarse teniendo en cuenta que tanto la interferencia como la señal deseada resultan colineales con este tipo de diagramador. En este caso, el uso de diferentes firmas de usuarios es esencial para recuperar el desempeño de los receptores, como muestran las curvas con líneas sólidas. Para propósitos de comparación, el desempeño de los receptores en el caso de un único grupo con dos usuarios se muestra también con el objetivo de evaluar la degradación de desempeño de los mismos con niveles de interferencia mas altos.

La Fig. 3.36 muestra el desempeño de los receptores MF y Ciego en combinación con el Diagramador B, i.e., el diagramador que aplica una rotación de  $\pi/2$ , en los tres escenarios. Este diagramador permite la reutilización de firmas de usuarios ya que el desempeño del receptor Ciego es degradada ligeramente cuando se reutiliza la firma de usuario en el grupo. (ABR performance in Sc-3 degrades less than 1 dB compared with that in Sc-2). El comportamiento del receptor Adaptativo Ciego se debe al hecho de que el Diagramador B ajusta los datos de los usuarios diagramados para arriben al receptor con una rotación de fase de  $\pi/2$ , y así el receptor pueda operar apropiadamente. Por otro lado, el Diagramador A obliga a los datos de ambos usuarios dentro del grupo a ser colineales y con fases opuestas cuando arriban al receptor, y en esta circunstancia el algoritmo del receptor ciego no es capaz de separar los datos de usuario. Cabe notar que en el Escenario 2 el desempeño del receptor MF también mejora con el Diagramador B. En cambio, la utilización del Diagramador B en el Escenario 3 sólo mejora levemente en desempeño.

La Fig. 3.37 muestra el desempeño del receptor Ciego y el MF con el Diagramador C. En primer lugar, se observa que el desempeño del receptor convencional (MF) es similar al mostrado en los escenarios Sc-2 y Sc-3. A partir de esto se puede inferir que la reutilización de la firma de usuario no degrada el desempeño de este receptor con el uso del Diagramador

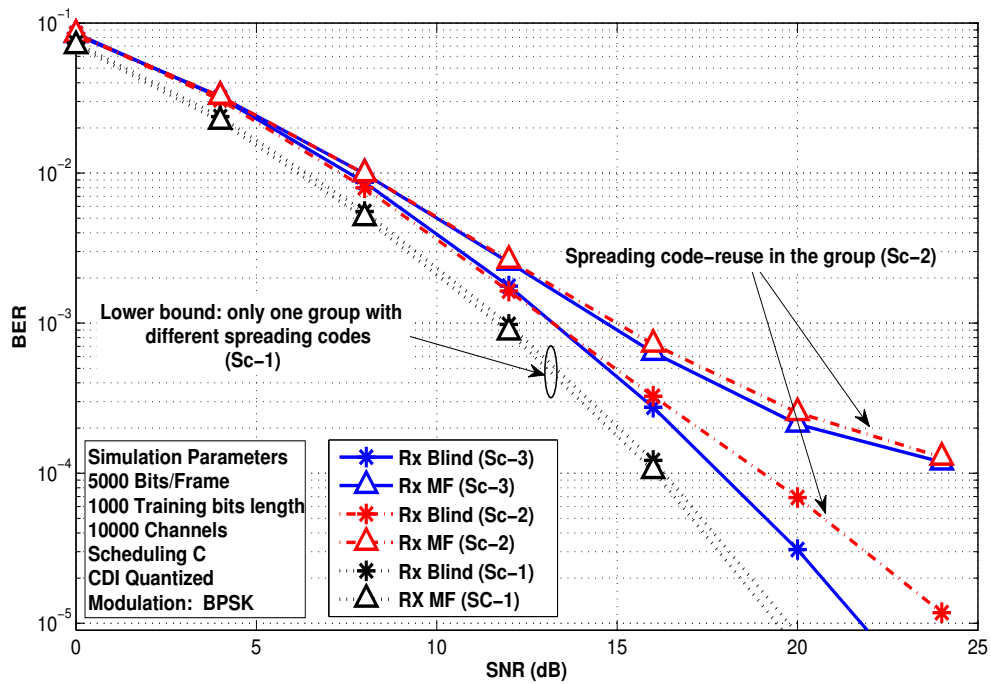


Figura 3.37: Comparativa de desempeño del receptor Ciego y el MF con el Diagramador C

C. Pero, utilizando el receptor adaptativo Ciego en el escenario SC-3, una mejora sustancial es observada, de casi 5 dB con respecto al desempeño mostrado por el MF con este diagramador. Es interesante notar que la mejora en desempeño con Diagramador C en el escenario Sc-2 se debe a que los usuarios diagramados en cada grupo son aquellos que reportan el mismo vector de conformación de haz y luego aplicando una rotación de  $\pi/2$  a uno de ellos, la componente intragrupo de la interferencia, ortogonal a la señal deseada, es maximizada en el receptor.

La Fig. 3.38 muestra una comparativa de desempeño del receptor adaptativo Ciego con los tres tipos de diagramadores propuestos operando en el Escenario 2. La mejora de desempeño en términos de BER alcanzada con la utilización del Diagramador C con respecto al Diagramador B es debida al hecho de que la componente de interferencia de la señal es proyectada a un subespacio ortogonal al de la señal deseada, y en esta situación el receptor adaptativo Ciego puede operar apropiadamente recuperando los datos del usuario deseado.

En esta sección se estudió el grado de desempeño del receptor adaptativo Ciego en un escenario MIMO virtual ( $2 \times 1$ ) con realimentación parcial combinado con la utilización de diagramadores de usuarios que explotan la diversidad multiusuario en un escenario BC. Se presentaron nuevos esquemas de diagramación multiusuario que tratan de reducir la interferencia experimentada por el receptor proyectándola en un subespacio ortogonal al de la señal deseada. En base a esta propuesta, se mostró que es posible la reutilización de la firma de usuario duplicando el nivel de eficiencia espectral del sistema mediante algoritmos de recepción que presentan un nivel de complejidad reducido. Cabe resaltar también que los diagramadores prácticos propuestos son compatibles con las tasas de realimentación del CL-TD Modo 1.

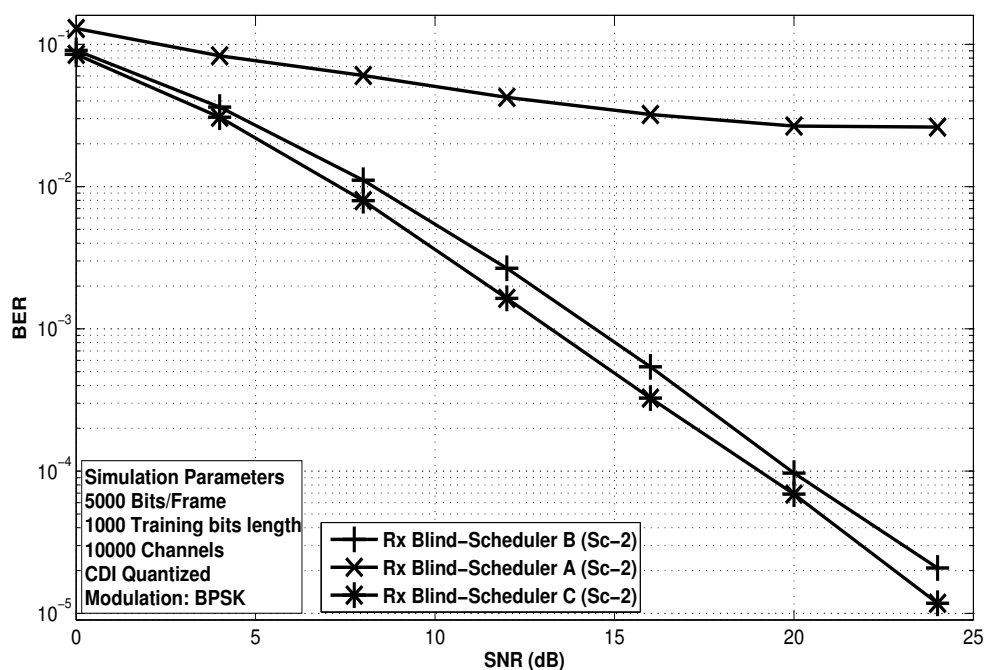


Figura 3.38: Comparativa de desempeño del receptor adaptativo Ciego con los tres tipos de diagramadores propuestos operando en el Escenario 2. La mejora de desempeño en términos de BER alcanzada con la utilización del Diagramador C con respecto al Diagramador B es debida al hecho de que la componente de interferencia de la señal es proyectada a un subespacio ortogonal al de la señal deseada, y en esta situación el receptor adaptativo Ciego puede operar apropiadamente recuperando los datos del usuario deseado.

### 3.6. Sumario

En la Fig. 3.39 se muestra una comparativa de desempeño del receptor adaptativo ciego comparado con el desempeño de los otros receptores analizados en este capítulo. En este capítulo se presentó el desempeño de los receptores multiusuarios mas importantes en canales con diversidad en la transmisión a lazo cerrado CL-TD, con un caudal de realimentación compatible con el Modo 1 del estándar HSDPA de WCDMA. En este tipo de tecnología es imperativo el conocimiento del canal en el receptor para su implementación; como así también el tipo diagramador de usuarios que instante a instante selecciona los usuarios a dar servicio con criterios específicos. En este punto cabe resaltar que resulta muy importante para la implementación de las futuras redes M2M disponer de receptores multiusuarios de baja complejidad que permitan obtener una ganancia de desempeño significativa respecto de un receptor convencional en el que se ignora la estructura de la señal interferente al considerarla como parte del ruido.

Se ha mostrado que el desempeño de los receptores lineales como el LDD y el MMSE es superior al receptor MF, donde la ganancia de desempeño en términos de BER la logran gracias a la gran cantidad de conocimiento de la interferencia que deben disponer de antemano para su implementación. Por otro lado, implementaciones adaptativas del receptor MMSE, como el realizado por el algoritmo LMS presentan un nivel de complejidad similar al detector convencional, pero con una ganancia de desempeño en términos de BER superior, especialmente cuando el nivel de interferencia aumenta. Sin embargo, asumir que el comportamiento del canal permanece constante hasta que el algoritmo del receptor alcance una convergencia, es una si-

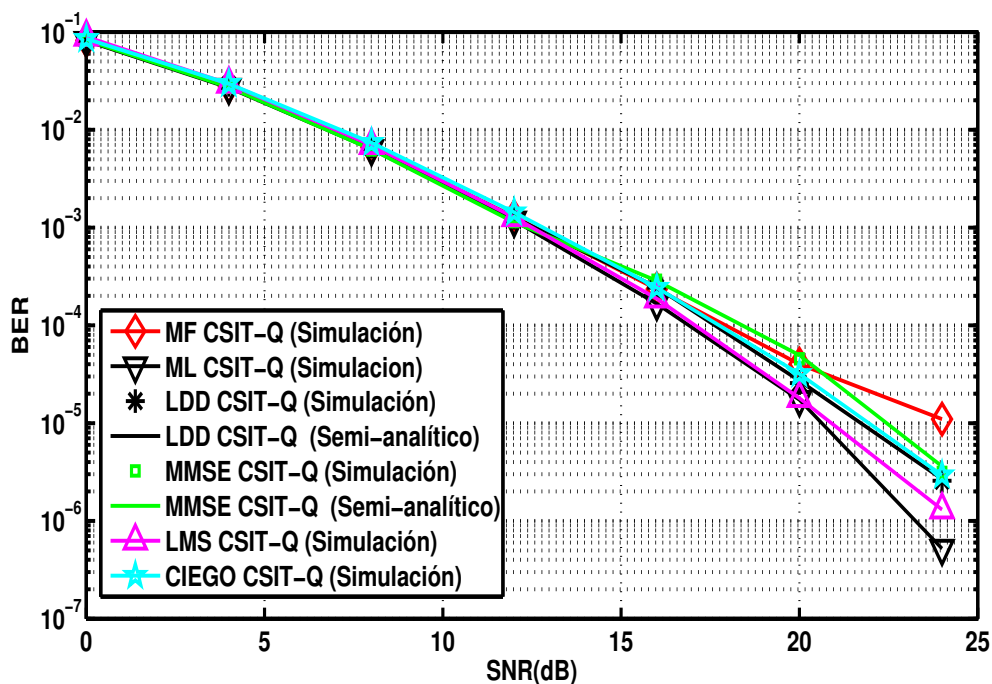


Figura 3.39: Comparativa de desempeño del receptor ciego y los receptores analizados en este capítulo. Curva sólida: frontera de desempeño (*Upper Bound*) receptor MF con único usuario, CL-TD y CSIT óptimo. Curva discontinua: frontera de desempeño (*Lower Bound*) receptor MF con único usuario en esquema OL

tuación que no suele aparecer en la práctica. En este punto, un detector adaptativo como el LMS tiene que detener la transmisión de datos y solicitar la adaptación nuevamente a través del envío de secuencias de sincronismo que impacta directamente en el desempeño global del sistema. Ante lo expuesto, el receptor adaptativo ciego resulta especialmente atractivo para las redes de dispositivos M2M, ya que en un escenario potencialmente dinámico como el que se proyecta, la adaptación se logra sin secuencias de entrenamiento y con una complejidad similar al detector MMSE-LMS, logrando sin dudas el nivel de desempeño/complejidad de implementación para los receptores móviles de futuros sistemas de comunicaciones inalámbricos.

En la Tabla 3.15 se resumen las principales características de los receptores analizados en lo que va de este Capítulo.

Los trabajos de investigación que se desarrollaron en el transcurso de la última década demuestran que los canales de radio móviles equipados con Múltiples Entradas y Múltiples Salidas (MIMO) poseen un alto potencial para transmitir el envío de grandes caudales de datos en medios inalámbricos, como sí también incrementar el rango de cobertura. El origen de este comportamiento se debe a que un sistema MIMO con Múltiples Usuarios crea múltiples direcciones espaciales que pueden aprovecharse para posibilitar el envío de corrientes de información independientes a varios usuarios en forma simultánea. Por otro lado, cuando la cantidad de usuarios/dispositivos activos dentro del sistema MU-MIMO aumenta, el empleo de algoritmos diagramación de usuarios permite incrementar el rango de cobertura del enlace, aprovechando la ganancia por Diversidad Multiusuario.

La capacidad de un canal MU-MIMO depende de la Información de Estado de Canal (CSI) en ambos extremos del enlace de radio. Sin embargo, no es posible para la mayoría de las apli-

Tabla 3.15: Resumen de las características de los receptores analizados incluyendo la información de anticipada que cada estrategia de recepción necesita conocer tanto del usuario deseado como de la interferencia.

Receptor	MF	ML	LDD	MMSE	LMS	Ciego
Firma usuario, usuario deseado	X	X	X	X	-	X
Firma usuario, usuario interferente	-	X	X	X	-	-
Sincronismo, usuario deseado	X	X	X	X	X	X
Sincronismo, usuario interferente	X	X	X	X	-	-
Amplitud, usuario deseado	X	X	X	X	X	X
Amplitud, usuario interferente	-	X	-	X	-	-
Secuencia de entrenamiento	-	-	-	-	X	-
Costo Computacional	$O(N)$	$O(2^K)$	$O(N^3)$	$O(N^3)$	$O(N)$	$O(N)$

caciones prácticas, disponer de toda la información de canal. La combinación de la diversidad de transmisión a lazo cerrado con la diagramación multiusuario en sistemas MU-MIMO han demostrado que existen ganancias sustanciales en la capacidad de suma alcanzable del sistema, aún en el caso de no disponer información completa de canal. Sin embargo, estos resultados de capacidad no proporcionan información práctica del tipo de recepción que permite obtener estas ganancias pero en términos de tasa de error (BER).

Es conocido que el tipo de detección a emplear en un sistema, depende principalmente de la intensidad de la interferencia que deba soportar. En un sistema MU-MIMO, cuando el número de usuarios interferentes crece, también se incrementa la interferencia volviéndose necesario el empleo de esquemas de detección multiusuarios (MUD). En este sentido, el presente trabajo de investigación permite conocer el desempeño de distintos esquemas de recepción Multiusuario implementados en distintos escenarios prácticos. Esto a su vez permite seleccionar la estrategias de detección que mejor se ajuste aun escenario, en función de un grado de complejidad/desempeño dado.

El desarrollo de este capítulo estuvo enfocado a determinar el grado de desempeño/complejidad de los distintos receptores multiusuarios en canales MIMO, en respuesta a las Preguntas de Investigación planteadas oportunamente,

*¿Cuales son los desempeños, en términos de BER, de los distintos receptores multiusuarios implementables en canales MIMO?*

La respuesta a esta pregunta se ofrecieron a través de curvas de BER de los distintos receptores considerados. Donde el análisis se inicia con la estrategia de detección más simple, el receptor MF cuyo desempeño en un escenarios sin interferencia establece una frontera superior de desempeño con una complejidad reducida, pero incapaz de lidiar con la interferencia multiusuario. Luego se presenta el desempeño del receptor de Máxima Verosimilitud, el cual es implementable en sistemas con pocos usuarios ofreciendo un desempeño superior respecto al MF. En esta investigación, éstos receptores se han adoptado como fronteras de desempeño inferior y superior (óptimo) respectivamente para escenarios con interferencia. Con desempeños intermedios subóptimos, se presentaron el receptor LDD y el MMSE, seleccionados para su estudio debido a su importante propiedad de eliminar la interferencia y ofrecer un desempeño mejorado en zonas de baja y alta SNR respectivamente. Sin embargo, teniendo en cuenta las

complejidades de implementación práctica, se analizaron dos enfoques adaptativos del receptor **MMSE**, un enfoque está basado en el algoritmo **LMS** y el otro es conocido como receptor adaptativo Ciego.

*¿Cual es el impacto de la información de canal (CSI) realimentada, sobre el desempeño de estos receptores ?*

El desempeño de los distintos receptores en canales **MU-MIMO** fue analizado en dos escenarios distintos. En uno de ellos, el transmisor dispone de **CSI** completa para la transmisión; esto se logra considerando que no existen restricciones de ancho de banda en el canal de señalización ni cuantización de la información de estado de canal. En el otro escenario se considera que las distintas direcciones de canal abastecidas al transmisor se realizan con una previa cuantización de los mismos, lo que produce una degradación de la energía recibida en el receptor con respecto al escenario ideal. Los resultados de curvas de **BER** muestran que, aunque existe una pérdida de desempeño al utilizar información incompleta de canal, estas no son mayores a 0.3 dB.

*¿Cual es el receptor que mejor relación desempeño/complejidad presenta en los canales MIMO?*

En función de las gráficas de **BER** y las tablas comparativas ofrecidas al final de cada análisis de receptor, resulta factible seleccionar las estrategias de recepción considerando los siguientes criterios:

- Conocimiento anticipado de los parámetros de la interferencia.
- Complejidad de implementación.
- Conocimiento de la estructura de la Interferencia.
- Desempeño en términos de **BER**.
- Adaptación dinámica.

En función del primer criterio, la selección se enfoca al receptor **MF** y a los adaptativos **LMS** y Ciego, debido principalmente a los pocos parámetros que necesitan para lograr la demodulación de los datos del usuario de interés. El segundo criterio prioriza los receptores que aplican una transformación lineal de la señal recibida para lograr la demodulación de los datos de usuario. En este punto es importante aclarar que el receptor **LDD** y el **MMSE** aplican también una transformación lineal de la señal recibida, pero a diferencia de las implementaciones adaptativas y el receptor **MF**, requieren del cálculo de inversa de matrices. Este requerimiento es tal que en escenarios dinámicos pueden llevar a una complejidad de implementación inaceptable.

El escenario **MU-MIMO** analizado es compatible con los caudales de datos de los dispositivos **M2M**. Como este sistema está basado en el sistema de Acceso Múltiple por división de Código, la capacidad de soporte de usuarios/ dispositivos simultáneos está limitada principalmente por el nivel de interferencia, con esto en mente, es de suma importancia clasificar a los receptores de acuerdo al conocimiento que tienen de la estructura de la interferencia y su capacidad de tomar ventaja de ello. Esto, sin duda permite tomar ventaja a su vez en la demodulación de los datos del usuario/dispositivo de interés. En este sentido, el receptor de **MF** es el receptor que se debe descartar debido a que éste considera a la componente de interferencia en la señal recibida, como parte del ruido del canal.



La selección de los receptores en función del desempeño en términos de **BER** considera a los receptores adaptativos **LMS** y Ciego como candidatos a elegirse, ya que ambos convergen a tasas de errores de bits similares.

Actualmente los escenarios de comunicaciones inalámbricos se están extendiendo hacia aplicaciones en donde ambos extremos del enlace de radio presentan características móviles, esto lleva a que el tipo de canal presente un mayor dinamismo que el que se presentó en esta Tesis. Es por esto que resulta de gran importancia considerar aquellos esquemas de recepción en donde la adaptación dinámica sea una propiedad inherente a la estrategia de recepción. En función de este último criterio los receptores adaptativos **LMS** y Ciego presentan diferentes características de adaptación dinámica. En este sentido el receptor basado en el algoritmo **LMS** necesita de una secuencia de sincronismo para la adaptación, en un escenario muy dinámico esto puede llevar a que el algoritmo no converja y por ende a tasas de errores no aceptables. En cambio, a favor del receptor Ciego está la característica de adaptación sin secuencia de sincronismo, presentando un desempeño superior en este sentido lo que lo hace atractivo para su implementación en este tipo de canales. Con el objetivo de brindar soporte de servicio a aquellos dispositivos **M2M** alejados de infraestructuras de servicios de comunicaciones celulares, a continuación se investiga otros modelos de canal **MIMO** que reflejen las características de escenarios actuales, como los que se configuran con vehículos aéreos autónomos no tripulados.

### Apéndice 3.A Modelo discreto de sistema

La señal continua recibida en la antena del receptor del usuario deseado en un intervalo  $[0, T]$  de se puede escribir como,

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{K}} \left[ (\mathbf{g}_1^T \cdot \mathbf{w}_1) b_1 s_1(t) + \dots + (\mathbf{g}_1^T \cdot \mathbf{w}_K) b_K s_K(t) \right] + \sigma m(t), \quad (3.176)$$

donde  $\mathbf{g}_1 = [g_{11} \ g_{21}]^T$  con  $g_{j1}$  el canal entre la  $j$ -ésima antena transmisora y la antena receptora del usuario deseado.  $\mathbf{w}_k = [w_{1k} \ w_{2k}]^T$  es el vector de conformación del haz que se reporta hacia la BS.  $b_k$  son los datos transmitidos a los usuarios los cuales son considerados idéntica e independientemente distribuidos con media nula y varianza unitaria.  $s_k(t)$  son las firmas de usuarios cuasiortogonales y  $m(t)$  es la componente compleja de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo con media nula y varianza unitaria.

Sea  $\{\psi_1(t), \dots, \psi_N(t)\}$  un conjunto base de  $N$  señales ortonormales definidas en el  $i$ -ésimo intervalo  $[iT, iT + T]$ . La señal recibida  $r(t)$  se puede expresar como un vector  $\mathbf{r}_1 \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  cuyas componentes son:

$$r_l = \int_{iT}^{iT+T} r(t) \psi_l^*(t) dt \quad l = 1, \dots, N. \quad (3.177)$$

La representación de las firmas de usuarios,  $s_k(t)$  es un vector  $\mathbf{s}_k \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ , con componentes

$$s_{kl} = \int_{iT}^{iT+T} s_k(t) \psi_l^*(t) dt \quad l = 1, \dots, N, \quad (3.178)$$

y el ruido  $n_1(t)$  es representado como un vector  $\mathbf{m} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  con componentes

$$m_l = \int_{iT}^{iT+T} n(t) \psi_l^*(t) dt \quad l = 1, \dots, N \quad (3.179)$$

La (3.177), expresada a través de sus componentes representados en esta base también, viene dada por

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{K}} \left[ \tilde{h}_{11} b_1 \mathbf{s}_1 + \dots + \tilde{h}_{1K} b_K \mathbf{s}_K \right] + \sigma \mathbf{m}, \quad (3.180)$$

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{b} + \sigma \mathbf{m}, \quad (3.181)$$

donde

$$\mathbf{S} \triangleq [\mathbf{s}_1 \ \dots \ \mathbf{s}_K] \quad (3.182)$$

$$h_{11} \triangleq (\mathbf{g}_1^T \cdot \mathbf{w}_1) \quad (3.183)$$

$\vdots$

$$h_{1K} \triangleq (\mathbf{g}_1^T \cdot \mathbf{w}_K) \quad (3.184)$$

$$\mathbf{H} \triangleq \text{diag}(h_{11}, \dots, h_{1K}) \quad (3.185)$$

$$\mathbf{b} \triangleq [b_1 \ \dots \ b_K]^T \quad (3.186)$$

y la matriz de autocorrelación de las señales recibidas es

$$\mathbf{R}_{rr} = E \{ \mathbf{r} \mathbf{r}^H \} = \frac{1}{K} (\mathbf{S} \mathbf{H}) (\mathbf{S} \mathbf{H})^H + \sigma^2 \mathbf{I} = \mathbf{R}_{rr} = \frac{1}{K} \mathbf{S} \mathbf{A} \mathbf{S}^H + \sigma^2 \mathbf{I}, \quad (3.187)$$

donde  $\mathbf{A} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H = \text{diag} (|h_{11}|^2, \dots, |h_{1K}|^2)$  con  $a_{kk} = |h_{1k}|^2$ ,  $k = 1, \dots, K$ . Además,  $\mathbf{I}$  es la matriz identidad de dimensión  $N \times N$ .

### Apéndice 3.B Probabilidad de error de símbolo del Rx MF

El procedimiento de cálculo de la probabilidad de error de símbolo del usuario deseado parte de calcular primero la probabilidad de error  $P_1(\sigma)$  considerando una realización de canal y luego hay que promediar considerando la función de densidad de probabilidad de las amplitudes del canal.  $\tilde{h}_1$  y  $\tilde{h}_2$ . Teniendo en cuenta la señal recibida y procesada en el usuario deseado,

$$y_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( |\tilde{h}_1|^2 b_1 + \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 b_2 \rho_{12} \right) + \tilde{h}_1^* \sigma n_1. \quad (3.188)$$

Entonces,

$$\begin{aligned} P^{MF} \{ \sigma \} &= P \{ \hat{b}_1 \neq b_1 \} = \sum_{b_1 \in \{1, -1\}} P \{ \hat{b}_1 \neq b_1 | b_1 \} P \{ b_1 \}, \\ &= P \{ \Re \{ y \} < 0 | b_1 = +1 \} P \{ b_1 = +1 \} + P \{ \Re \{ y \} > 0 | b_1 = -1 \} P \{ b_1 = -1 \}, \\ &= \frac{1}{2} (P \{ \Re \{ y \} < 0 | b_1 = +1 \} + P \{ \Re \{ y \} > 0 | b_1 = -1 \}), \end{aligned} \quad (3.189)$$

donde  $P \{ b_1 = 1 \} = P \{ b_1 = -1 \} = 1/2$ . Desarrollando un término de la (3.189), tenemos

$$\begin{aligned} P \{ \Re \{ y \} > 0 | b_1 = -1 \} &= P \{ \Re \{ y \} > 0 | b_1 = -1, b_2 = 1 \} P \{ b_2 = 1 | b_1 = -1 \} + \\ &+ P \{ \Re \{ y \} > 0 | b_1 = -1, b_2 = -1 \} P \{ b_2 = -1 | b_1 = -1 \} \end{aligned} \quad (3.190)$$

$$(3.191)$$

considerando que  $P \{ b_2 = 1 | b_1 = -1 \} = P \{ b_2 = -1 | b_1 = -1 \} = \frac{1}{2}$ , se tiene

$$P \{ \Re \{ y \} > 0 | b_1 = -1 \} = \frac{1}{2} Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2 - \Re \{ \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \} \rho}{\sqrt{|\tilde{h}_1|^2 \frac{\sigma^2}{2}}} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2 + \Re \{ \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \} \rho}{\sqrt{|\tilde{h}_1|^2 \frac{\sigma^2}{2}}} \right). \quad (3.192)$$

Desarrollando de manera similar el otro término de la (3.189), se tiene

$$P \{ \Re \{ y \} < 0 | b_1 = 1 \} = \frac{1}{2} Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2 - \Re \{ \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \} \rho}{\sqrt{|\tilde{h}_1|^2 \frac{\sigma^2}{2}}} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2 + \Re \{ \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \} \rho}{\sqrt{|\tilde{h}_1|^2 \frac{\sigma^2}{2}}} \right). \quad (3.193)$$

Reemplazando (3.193) y (3.192) en (3.189) la probabilidad de error del receptor convencional para el usuario 1 en canales ajustados con MIMO es:

$$\begin{aligned}
 P^{MF}(\sigma) &= \frac{1}{2} \mathbb{E} \left\{ Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2 - \mathbb{R} \{ \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \} \rho}{|\tilde{h}_1| \frac{\sigma}{\sqrt{2}}} \right) + Q \left( \frac{|\tilde{h}_1|^2 + \mathbb{R} \{ \tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 \} \rho}{|\tilde{h}_1| \frac{\sigma}{\sqrt{2}}} \right) \right\}, \\
 &= \frac{1}{2} \mathbb{E} \left\{ Q \left( \frac{\frac{|\tilde{h}_1|}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}}} - \frac{\mathbb{R} \{ \frac{\tilde{h}_1^*}{|\tilde{h}_1|} \tilde{h}_2 \} \rho}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}}}}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}}} \right) + Q \left( \frac{\frac{|\tilde{h}_1|}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}}} + \frac{\mathbb{R} \{ \frac{\tilde{h}_1^*}{|\tilde{h}_1|} \tilde{h}_2 \} \rho}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}}}}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}}} \right) \right\} \quad (3.194)
 \end{aligned}$$

donde se ha hecho uso de la independencia estadística de  $b_1$ ,  $b_2$  y  $n_1$ . El valor esperado se toma sobre la distribución de las amplitudes de los coeficientes de canal de cada usuario.

Analizando un poco más la (3.194) se observa que el factor  $\frac{\tilde{h}_1^*}{|\tilde{h}_1|}$  sólo puede afectar la fase de la variable aleatoria  $\tilde{h}_2$ , cuya estadística de fase es uniformemente distribuida. De esta manera la suma de fases no afecta la estadística de fase de la variable aleatoria  $\tilde{h}_2$  ni tampoco el valor de los coeficientes binarios dentro de la función  $Q(\cdot)$ , permitiendo que la ecuación (3.194) se puede escribir de la siguiente manera:

$$P^{MF}(\sigma) = \mathbb{E} \left\{ Q \left( \frac{|\tilde{h}_1| + \mathbb{R} \{ \tilde{h}_2 \} \rho}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}}} \right) \right\}. \quad (3.195)$$

### Apéndice 3.C Probabilidad de error de símbolo del LDD

Para el desarrollo de la probabilidad de error partimos de la decisión del bit del usuario deseado esto es

$$\hat{b}_1 = \text{sgn} \left( \mathbb{R} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^2 b_1 + \sigma \tilde{h}_1^* \tilde{n}_1 \right\} \right). \quad (3.196)$$

La probabilidad de error para una realización  $P_1(\sigma)$  se halla primero y luego hay que promediar sobre la distribución de amplitud de  $\tilde{h}_1$ . Esto es

$$\begin{aligned}
 P_1(\sigma) &= P[b_1 \neq \hat{b}_1] \\
 &= \frac{1}{2} \sum_{b_1 \in \{1, -1\}} P[\hat{b}_1 \neq b_1 | b_1], \quad (3.197)
 \end{aligned}$$

donde

$$P[\hat{b}_1 \neq b_1 | b_1] = \frac{1}{2} \sum_{b_2 \in \{1, -1\}} P[\hat{b}_1 \neq b_1 | b_1, b_2]. \quad (3.198)$$

Procediendo...

$$\begin{aligned}
 P_1(\sigma) &= \frac{1}{2} \text{P} \left[ \mathbb{R} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^2 + \sigma \tilde{h}_1^* \tilde{n}_1 \right\} < 0 \mid b_1 = +1 \right] \\
 &\quad + \frac{1}{2} \text{P} \left[ \mathbb{R} \left\{ -\left| \tilde{h}_1 \right|^2 + \sigma \tilde{h}_1^* \tilde{n}_1 \right\} > 0 \mid b_1 = -1 \right] \\
 &= \frac{1}{2} Q \left( \frac{\left| \tilde{h}_1 \right|^2}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} \left| \tilde{h}_1 \right|^2 (R^{-1})_{11}}} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \frac{\left| \tilde{h}_1 \right|^2}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} \left| \tilde{h}_1 \right|^2 (R^{-1})_{11}}} \right) \\
 &= \frac{1}{2} Q \left( \frac{\left| \tilde{h}_1 \right|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (R^{-1})_{11}}} \right), \tag{3.199}
 \end{aligned}$$

tomando valor esperado sobre la amplitud de la variable aleatoria  $\left| \tilde{h}_1 \right|$ , la probabilidad de error del detector de Decorrelador en presencia de un canal ajustado con MIMO se puede escribir como

$$P^{LDD}(\sigma) = \text{E} \left[ Q \left( \frac{\left| \tilde{h}_1 \right|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (R^{-1})_{11}}} \right) \right]. \tag{3.200}$$

### Apéndice 3.D Respuesta al impulso del Rx MMSE

Para encontrar la respuesta al impulso del filtro FIR que logra la salida MMSE consideramos la definición de la siguiente función objetivo,

$$\Psi(\mathbf{v}_k) = \text{E} \left\{ (b_k - \mathbf{v}_k^H \mathbf{r})^2 \right\}, \tag{3.201}$$

donde  $\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  es la respuesta al impulso del filtro receptor MMSE para el  $k$ -ésimo usuario. De ahora en más hay que tener en cuenta que se considera la demodulación de un solo usuario, el deseado y es denotado por el subíndice 1. Desarrollando la 3.201 se obtiene

$$\begin{aligned}
 \Psi(\mathbf{v}_1) &= \text{E} \left[ (b_1 - \mathbf{v}_1^H \mathbf{r})^2 \right] \\
 &= 1 - 2 \Re \left\{ \mathbf{v}_1^H \text{E} [b_1 \mathbf{r}] \right\} + \mathbf{v}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{v}_1, \tag{3.202}
 \end{aligned}$$

donde se ha hecho uso de que los datos de los usuario son no-correlacionados entre ellos. Si se considera una expresión equivalente de la señal recibida de esta manera

$$\mathbf{r} = \sum_{k=1}^K \tilde{h}_k b_k \mathbf{s}_k + \sigma \mathbf{m}, \tag{3.203}$$

donde  $\tilde{h}_k$  son los coeficientes complejos que representan al canal ajustado. Haciendo 3.203 en 3.202 se tiene

$$\begin{aligned}
 \Psi(\mathbf{v}_1) &= 1 - 2 \Re \left\{ \mathbf{v}_1^H \text{E} [b_1 \mathbf{r}] \right\} + \mathbf{v}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{v}_1 \\
 &= 1 - 2 \Re \left\{ \mathbf{v}_1^H \tilde{h}_1 \right\} \mathbf{s}_1 + \mathbf{v}_1^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{v}_1 \tag{3.204}
 \end{aligned}$$

Con el objetivo de hallar el vector  $\mathbf{v}_1$  que haga mínima la función objetivo 3.204, se halla el gradiente de  $\Psi(\mathbf{v}_1)$  con respecto al vector  $\mathbf{v}_1$ , esto es

$$\nabla_{\mathbf{v}} \Psi(\mathbf{v}_1) = -2A_1 \mathbf{s}_1 + 2\mathbf{R}_{rr} \mathbf{v}_1, \quad (3.205)$$

igualando a cero

$$\nabla_{\mathbf{v}} \Psi(\mathbf{v}_k) = 0 \Rightarrow \mathbf{R}_{rr} \mathbf{v}_1 = \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1, \quad (3.206)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_1 = \mathbf{R}_{rr}^{-1} \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1, \quad (3.207)$$

## Apéndice 3.E Probabilidad de error del Rx MMSE

Para el análisis partimos del argumento de la estimación de los datos y se considera un solo usuario interferente, i.e.,

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}\}), \quad (3.208)$$

consideramos ahora a los coeficientes del canal constante para condicionar el análisis a los datos y luego se introduce la influencia de los coeficientes del canal. Entonces la probabilidad de error resulta como

$$\begin{aligned} P^{MMSE}(\sigma) &= P[\hat{b}_1 \neq b_1] \\ &= P[b_1 = 1] P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}\} < 0 | b_1 = 1] \\ &\quad + P[b_1 = -1] P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}\} > 0 | b_1 = -1] \end{aligned} \quad (3.209)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}\} < 0 | b_1 = 1] \\ &\quad + \frac{1}{2} P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}\} > 0 | b_1 = -1] \end{aligned} \quad (3.210)$$

analizamos el primer término de la 3.210

$$\begin{aligned} P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}\} < 0 | b_1 = 1] &= \\ &P[b_2 = 1] P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}\} < 0 | b_1 = 1, b_2 = 1] \end{aligned} \quad (3.211)$$

$$\begin{aligned} &+ P[b_2 = -1] P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{r}\} < 0 | b_1 = 1, b_2 = -1] \\ &= \frac{1}{2} P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 + \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2 + \sigma \tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{m}\} < 0] \\ &\quad + \frac{1}{2} P[\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 - \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2 + \sigma \tilde{\mathbf{v}}_1^H \mathbf{m}\} < 0] \\ &= \frac{1}{2} Q\left(\frac{\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 - \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2\}}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}} |\tilde{\mathbf{v}}_1|}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 + \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2\}}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}} |\tilde{\mathbf{v}}_1|}\right) \end{aligned} \quad (3.212)$$

por simetría para el segundo término de la 3.210 es similar. Combinando la 3.212 en la 3.210 nos queda

$$\frac{1}{2} Q\left(\frac{\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 - \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2\}}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}} |\tilde{\mathbf{v}}_1|}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{\Re\{\tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 + \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2\}}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}} |\tilde{\mathbf{v}}_1|}\right) \quad (3.213)$$

Considerando que en promedio la estadística de la fase de la variable aleatoria  $\tilde{h}_2$  esta uniformemente distribuida en el intervalo  $[0, 2\pi]$  esta no es afectada por la suma de fases, por lo tanto la probabilidad de error se puede escribir como

$$P^{MMSE}(\sigma) = \mathbb{E} \left[ Q \left( \frac{\mathbb{R} \left\{ \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 + \tilde{\mathbf{v}}_1^H \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2 \right\}}{\frac{\sigma}{\sqrt{2}} |\tilde{\mathbf{v}}_1|} \right) \right]. \quad (3.214)$$

### Apéndice 3.F SINR del Rx adaptativo ciego

En esta sección se deriva la SINR del Receptor Adaptativo Ciego operando en una Arquitectura de Sistemas de Comunicaciones MIMO con Diversidad en Transmisión con CSIT parcial. El desarrollo se realiza para  $K$  usuarios/dispositivos, y resulta sencillo derivar la expresión para el caso de dos usuarios/dispositivos.

La señal recibida en el dispositivo deseado viene dado por,

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{K}} \left[ \tilde{h}_1 b_1 \mathbf{s}_1 + \dots + \tilde{h}_K b_K \mathbf{s}_K \right] + \sigma \mathbf{m}. \quad (3.215)$$

Considerando al usuario 1 como el de interés, tenemos que el primer procesamiento que realiza el receptor es el siguiente,

$$\begin{aligned} \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{r} &= \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \left( \frac{1}{\sqrt{K}} \left[ \tilde{h}_1 b_1 \mathbf{s}_1 + \dots + \tilde{h}_K b_K \mathbf{s}_K \right] + \sigma \mathbf{m} \right), \\ &= \frac{1}{\sqrt{K}} |\tilde{h}_1|^2 \mathbf{c}_1^H b_1 \mathbf{s}_1 + \frac{1}{\sqrt{K}} \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \sum_{k=2}^K \tilde{h}_k b_k \mathbf{s}_k + \sigma \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{m}, \end{aligned} \quad (3.216)$$

donde el primer término del lado derecho de la (3.216) representa la componente deseada de la señal y el segundo y tercero la interferencia y ruido, respectivamente. A continuación, se halla la potencia de cada una de las componentes. Entonces, para la señal deseada

$$\mathbb{E} \left\{ \left( \frac{1}{\sqrt{K}} |\tilde{h}_1|^2 \mathbf{c}_1^H b_1 \mathbf{s}_1 \right)^2 \right\} = \frac{1}{K} \mathbb{E} \left\{ |\tilde{h}_1|^4 \right\} \mathbb{E} \{ b_1 b_1^H \}, \quad (3.217)$$

donde  $\langle \mathbf{c}_1, \mathbf{s}_1 \rangle = 1$ . Para la componente de interferencia más ruido, se tiene

$$\begin{aligned} &\mathbb{E} \left\{ \left( \frac{1}{\sqrt{K}} \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \sum_{k=2}^K \tilde{h}_k b_k \mathbf{s}_k + \sigma \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{m} \right)^2 \right\} = \\ &\frac{1}{K} \sum_{k=2}^K \mathbb{E} \{ b_k^2 \} \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_k \right|^2 \right\} \left( (\mathbf{s}_1 + \mathbf{x}_1)^H \mathbf{s}_k \right)^2 + \sigma^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \mathbf{c}_1^H \mathbf{m} \right|^2 \right\} = \\ &\frac{1}{K} \sum_{k=2}^K \mathbb{E} \{ b_k^2 \} \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_k \right|^2 \right\} (\rho_{1k} + \mathbf{x}_1^H \mathbf{s}_k)^2 + \sigma^2 \mathbb{E} \left\{ |\tilde{h}_1|^2 \right\} \|\mathbf{c}_1\|^2, \end{aligned} \quad (3.218)$$

donde se ha hecho uso de la independencia de los datos, el canal y el ruido. Combinando la (3.217) y la (3.218), se obtiene el valor de la SINR, donde se ha considerado que los datos son independientes del canal, esto es:

$$\Gamma_{1,\text{Blind}} = \frac{\text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^4 \right\} \gamma}{\sum_{k=2}^K \gamma \text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1^* \tilde{h}_k \right|^2 \right\} (\rho_{1k} + \mathbf{x}_1^H \mathbf{s}_k)^2 + \text{E} \left\{ \left| \tilde{h}_1 \right|^2 \right\} \|\mathbf{c}_1\|^2}. \quad (3.219)$$

donde

$$\gamma_i = \frac{\text{E} \{b_i^2\}}{K\sigma^2} = \gamma, \quad (3.220)$$

es la SINR por usuario/dispositivo, y es la misma para todos (todos los usuarios/dispositivos servidos por la misma BS).

### Apéndice 3.G Probabilidad de error del Rx adaptativo ciego

Para calcular la probabilidad de error se considera en primer lugar una que los coeficientes del canal son constantes, luego el resultado se promedia sobre la distribución de amplitud de los mismos. Entonces,

$$\begin{aligned} P_1(\sigma) &= P[b_1 \neq \hat{b}_1] \\ &= P[b_1 = +1] P[\hat{b}_1 = -1 | b_1 = 1] \\ &\quad + P[b_1 = -1] P[\hat{b}_1 = 1 | b_1 = -1] \end{aligned} \quad (3.221)$$

Consideramos ahora

$$\begin{aligned} P[\hat{b}_1 = 1 | b_1 = -1] &= P[\hat{b}_1 = 1 | b_1 = -1, b_2 = 1] P[b_2 = 1] \\ &\quad + P[\hat{b}_1 = 1 | b_1 = -1, b_2 = -1] P[b_2 = -1] \end{aligned} \quad (3.222)$$

Si el bit transmitido para el usuario deseado en el  $i$ ésimo instante es  $b_1 = -1$ , la señal recibida es,

$$\mathbf{r} = -\tilde{h}_1 \mathbf{s}_1 + \tilde{h}_2 \mathbf{s}_2 b_2 + \sigma \mathbf{m} \quad (3.223)$$

luego de la transformación lineal aplicada por el filtro receptor se tiene,

$$\langle \mathbf{r}, \mathbf{c}_1 \rangle = -\tilde{h}_1 \langle \mathbf{s}_1, \mathbf{c} \rangle + \tilde{h}_2 b_2 \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{c}_1 \rangle + \sigma \langle \mathbf{m}, \mathbf{c}_1 \rangle \quad (3.224)$$

$$\langle \mathbf{r}, \mathbf{c}_1 \rangle = -\tilde{h}_1 + \tilde{h}_2 b_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle) + \frac{\sigma}{\sqrt{2}} \|\mathbf{c}_1\| m' \quad (3.225)$$

donde  $m'$  es otra variable aleatoria Gaussiana de valor medio nulo y varianza unitaria. Ahora, introduciendo en la detección el conocimiento del canal se tiene

$$\begin{aligned} \tilde{h}_1^* \langle \mathbf{r}, \mathbf{c}_1 \rangle &= -\left| \tilde{h}_1 \right|^2 + \text{MAI} + \frac{\sigma}{\sqrt{2}} \|\mathbf{c}_1\| \tilde{h}_1^* m' \\ &\quad - \left| \tilde{h}_1 \right|^2 + \text{MAI} + \frac{\sigma}{\sqrt{2}} \|\mathbf{c}_1\| \tilde{h}_1^* m' \end{aligned} \quad (3.226)$$



donde  $\text{MAI} = \tilde{h}_1^* A_2 b_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)$ . Entonces en (3.222)

$$\begin{aligned}
 P[\hat{b}_1 = 1 | b_1 = -1] &= \\
 &P\left[\mathbb{R}\left\{-|\tilde{h}_1|^2 + \text{MAI} + \frac{\sigma}{\sqrt{2}} \|\mathbf{c}\| \tilde{h}_1^* \mathbf{m}'\right\} > 0\right] P[b_2 = 1] \\
 &+ P\left[-|\tilde{h}_1|^2 - \mathbb{R}\left\{\text{MAI} + \frac{\sigma}{\sqrt{2}} \|\mathbf{c}\| \tilde{h}_1^* \mathbf{m}'\right\} > 0\right] P[b_2 = -1] \\
 &= \frac{1}{2} P\left[-|\tilde{h}_1|^2 - \mathbb{R}\left\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\} < \mathbb{R}\left\{\frac{\sigma}{\sqrt{2}} \tilde{h}_1^* \|\mathbf{c}_1\| \mathbf{m}'\right\}\right] \\
 &+ \frac{1}{2} P\left[-|\tilde{h}_1|^2 + \mathbb{R}\left\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\} < \mathbb{R}\left\{\frac{\sigma}{\sqrt{2}} \tilde{h}_1^* \|\mathbf{c}_1\| \mathbf{m}'\right\}\right] \\
 &= \frac{1}{2} Q\left(\frac{-|\tilde{h}_1|^2 + \mathbb{R}\left\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)} |\tilde{h}_1|^2}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{-|\tilde{h}_1|^2 - \mathbb{R}\left\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)} |\tilde{h}_1|^2}\right) \quad (3.228)
 \end{aligned}
 \tag{3.227}$$

Considerando la simetría,

$$\begin{aligned}
 P[\hat{b}_1 = 1 | b_1 = 1] &= \\
 &\frac{1}{2} Q\left(\frac{-|\tilde{h}_1|^2 + \mathbb{R}\left\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)} |\tilde{h}_1|^2}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{-|A_1|^2 - \mathbb{R}\left\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)} |\tilde{h}_1|^2}\right) \quad (3.230)
 \end{aligned}
 \tag{3.229}$$

haciendo (3.229) y (3.228) en (3.221) tenemos

$$P = \frac{1}{2} Q\left(\frac{|\tilde{h}_1|^2 + \mathbb{R}\left\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)} |\tilde{h}_1|^2}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{|\tilde{h}_1|^2 - \mathbb{R}\left\{\tilde{h}_1^* \tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)} |\tilde{h}_1|^2}\right) \quad (3.231)$$

Considerando ahora que el factor  $\frac{\tilde{h}_1^*}{|\tilde{h}_1|}$  no deberían de afectar la distribución de la fase de la variable aleatoria  $\tilde{h}_2$  dentro de la función  $Q(\cdot)$  [87], tenemos

$$P^{\text{Blind}}(\sigma) = Q\left(\frac{|\tilde{h}_1|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} + \frac{\mathbb{R}\left\{\tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}}\right) \quad (3.232)$$

éste resultado luego hay que promediar sobre la distribución de amplitudes de  $\tilde{h}_1$  y  $\tilde{h}_2$ .

$$P^{\text{Blind}}(\sigma) = \mathbb{E}\left\{Q\left(\frac{|\tilde{h}_1|}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}} + \frac{\mathbb{R}\left\{\tilde{h}_2 (\rho + \langle \mathbf{s}_2, \mathbf{x}_1 \rangle)\right\}}{\sqrt{\frac{\sigma^2}{2} (1 + \|\mathbf{x}_1\|^2)}}\right)\right\} \quad (3.233)$$



# Capítulo 4

## Modelos de canal MIMO

Para obtener mayores niveles de eficiencias espectrales es necesario enfocarse en la capacidad que dispone un escenario MIMO de ofrecer canales paralelos ortogonales, es decir de multiplexación espacial. La cantidad de canales paralelos que un determinado escenario puede ofrecer depende del rango instantáneo de la matriz de canal  $\mathbf{H}$ , que a su vez viene determinado por las propiedades espaciales del entorno de propagación. La máxima cantidad de canales paralelos alcanzables viene determinado por el  $\min\{M_t, M_r\}$  antenas, en un entorno con *suficientes* obstáculos dispersores (*Rich Scattering environment*).

Resulta necesario exponer, para un entorno dado, que significa *suficientes* obstáculos dispersores dado que esto determina si es posible esperar ganancias por multiplexación espacial. Para alcanzar este objetivo, en este capítulo se examina los modelos de canal MIMO más relevantes teniendo en cuenta que el entorno realista es quien determina que es lo mejor que se puede obtener en términos de ganancias de potencia, diversidad o multiplexación.

Este capítulo se organiza de la siguiente manera, en la Sección 4.1 se exhibe un marco teórico general para los modelos de canal MIMO. En la Sección 4.2 se examinan los modelos SISO más relevantes cuya extensión espacial fueron las primeras propuestas exploratorias de los canales espacio-tiempo. En la Sección 4.3 se describen los principales modelos de canal MIMO presentes en la literatura. En la Sección 4.4 se ahonda en aquellos modelos de canal MIMO con sustento físico. En la Sección 4.5 se describen los principales modelos estandarizados. En la Sección 4.6 se describen las principales métricas de desempeño de los modelos de canal y en la Sección 4.7 el sumario del capítulo.

### 4.1. Extensión doblemente direccional de las funciones de Sistema a MIMO

La extensión de las funciones de Bello para incluir el efecto de la direccionalidad espacial, viene dado por

$$h(t, \tau) \rightarrow h(t, \tau, \theta), \quad (4.1)$$

donde  $\theta$  denota la dirección espacial en azimut. Esto, también puede extenderse hacia el caso tridimensional agregando información de la elevación,  $\psi$ , entonces

$$h(t, \tau) \rightarrow h(t, \tau, \theta, \psi). \quad (4.2)$$

Como esto se debe contemplar a ambos extremos del enlace se tiene que la CIR resulta de 6 dimensiones, esto es

$$h(t, \tau) \rightarrow h(t, \tau, \theta_r, \psi_r, \theta_t, \psi_t), \quad (4.3)$$

donde los subíndices,  $t$  y  $r$  denotan transmisor receptor, respectivamente. La distribución de la intensidad de campo a una distancia  $d$ , cuando una señal de entrada  $x$  es aplicada a una única antena, viene dado por

$$E(d) = x f(\theta, \psi) \frac{e^{k_0 d}}{4\pi d}, \quad (4.4)$$

donde  $k_0 = 2\pi/\lambda$  es el número de onda y  $f(\theta, \psi)$  es el diagrama tridimensional de radiación de la antena considerada.

Considerando un arreglo con infinitos elementos de antena distribuidos en un plano azimutal y una distribución espacial de señales  $x(l)$  aplicadas a las antenas, el campo superpuesto y la distribución espacial de campo lejano resulta como:

$$E(d) = \sum_{l=-\text{inf}}^{-\text{inf}} x(l) f(\theta, \psi) \frac{e^{-jk_0 d + jk_0 \mathbf{a}_l \cdot \mathbf{d}_l}}{4\pi d} = f(\theta, \psi) \frac{e^{-jk_0 d}}{4\pi d} F(\theta, \psi), \quad (4.5)$$

donde  $\mathbf{a}_l$  es un vector unitario que apunta a la  $l$ -ésima dirección del punto de observación,  $l$  es la distancia del  $n$ -ésimo elemento de antena al centro del array de antena y

$$F(\theta, \psi) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l) e^{k_0 \mathbf{a}_l \cdot \mathbf{d}_l}, \quad (4.6)$$

es el factor de forma del array.

En el caso de un array lineal con elementos de antenas espaciados de manera uniforme (*Uniform Linear Array - ULA*) con separación  $\delta$ , el factor de array toma la forma de

$$F_{ULA}(\theta, \psi) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l) e^{-jk_0 dl \sin \theta \cos \psi}, \quad (4.7)$$

si se considera una elevación nula y un patrón de radiación omnidireccional, el campo lejano, el cual es  $2\pi$  periódico en  $\psi$  está dado por la transformada de Fourier de la señal de antena, con respecto a la frecuencia espacial,  $\zeta$ ,

$$\zeta = k_0 \delta \sin \theta, \quad (4.8)$$

esto significa que la señal  $x(n)$  y el espectro de frecuencia espacial  $F(\zeta)$  están relacionados por la transformada de Fourier como:

$$F(\zeta) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(l) e^{-j\zeta l}, \quad (4.9)$$

$$x(l) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\zeta) e^{j\zeta l} d\zeta, \quad (4.10)$$

cabe destacar que esta relación sólo existe para configuraciones ULA. Para otras configuraciones, se puede definir una *frecuencia espacial virtual* que relacione el dominio de antena y el dominio de la frecuencia virtual espacial.

### 4.1.1. Definición de ecuaciones de sistema MIMO

Las relaciones de Fourier previamente descritas permiten definir funciones de sistema como las introducidas por Bello, pero con las propiedades espaciales incluidas. En analogía con el trabajo de Kattembach, se definen funciones de sistema de 4 dimensiones que están relacionadas unas con otras mediante transformadas de Fourier entre el dominio de antena y el dominio espacial direccional, para esto Herdin considera la transformación no lineal monotónica entre la frecuencia espacial y las direcciones de arribo o salida como incluidas en la transformada de Fourier porque considera que no hay pérdida de generalidad al realizar esto. En base a esto expone las siguientes relaciones de correspondencia

$$t \xrightarrow{\mathcal{F}} v \quad (4.11)$$

$$\tau \xrightarrow{\mathcal{F}} f \quad (4.12)$$

$$l_t \xrightarrow{\mathcal{F}} \theta_t \quad (4.13)$$

$$l_r \xrightarrow{\mathcal{F}} \theta_r \quad (4.14)$$

donde  $l_t$  y  $l_r$  denotan los índices de las antenas transmisoras y receptoras respectivamente. A partir de esto surgen 16 ecuaciones multidimensionales posibles donde las 4 funciones de sistema con dependencia angular son:

- $h(t, \tau, \theta_t, \theta_r)$ , respuesta al impulso, variante en el tiempo con dependencia de la dirección angular de transmisión y recepción respectivamente.
- $S(v, \tau, \theta_t, \theta_r)$ , respuesta Doppler con dependencia de la dirección angular de transmisión y recepción respectivamente.
- $B(v, f, \theta_t, \theta_r)$ , función de transferencia, con dependencia de la dirección angular de transmisión y recepción respectivamente.
- $T(t, f, \theta_t, \theta_r)$ , función de transferencia, variante en el tiempo con dependencia de la dirección angular de transmisión y recepción respectivamente.

Por otro lado, las funciones de sistema dependientes de la apertura de la antena son:

- $h_a(t, \tau, l_t, l_r)$ , respuesta temporal al impulso con dependencia espacial de la antena transmisora y receptora, respectivamente.
- $S_a(v, \tau, l_t, l_r)$ , respuesta Doppler con dependencia espacial de la antena transmisora y receptora, respectivamente.
- $B_a(v, f, l_t, l_r)$ , función de transferencia Doppler con dependencia espacial de la antena transmisora y receptora, respectivamente.
- $T_a(t, f, l_t, l_r)$ , función de transferencia variante en el tiempo con dependencia espacial de la antena transmisora y receptora, respectivamente.

Además de las mencionadas funciones de sistema, existen otras 8 adicionales con dependencia angular y de la antena considerada que no se mencionan. Cabe destacar que las relaciones entre las dependencias angulares y las de antenas de las funciones de sistema son transformadas bidimensionales de Fourier para funciones periódicas (en el dominio espacio-frecuencia).

### 4.1.2. Funciones de correlación MIMO

De manera similar al caso SISO, es posible definir funciones de correlación del sistema MIMO. Estas definiciones llevan nuevamente a 16 posibles funciones de correlación donde las que tienen dependencia angular se describen a continuación.

- función de correlación tiempo-retardo con dependencia de la dirección de salida-arribo

$$R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2, \theta_{t,1}, \theta_{t,2}, \theta_{r,1}, \theta_{r,2}) = E\{h(t_1, \tau_1, \theta_{t,1}, \theta_{r,1})h^*(t_2, \tau_2, \theta_{t,2}, \theta_{r,2})\}. \quad (4.15)$$

- función de correlación Doppler-retardo con dependencia de la dirección de salida-arribo

$$R_S(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2, \theta_{t,1}, \theta_{t,2}, \theta_{r,1}, \theta_{r,2}) = E\{S(v_1, \tau_1, \theta_{t,1}, \theta_{r,1})S^*(v_2, \tau_2, \theta_{t,2}, \theta_{r,2})\}. \quad (4.16)$$

- función de correlación Doppler-frecuencia con dependencia de la dirección de salida-arribo

$$R_B(v_1, v_2, f_1, f_2, \theta_{t,1}, \theta_{t,2}, \theta_{r,1}, \theta_{r,2}) = E\{B(v_1, f_1, \theta_{t,1}, \theta_{r,1})B^*(v_2, f_2, \theta_{t,2}, \theta_{r,2})\}. \quad (4.17)$$

- función de correlación tiempo-frecuencia con dependencia de la dirección de salida-arribo

$$R_T(t_1, t_2, f_1, f_2, \theta_{t,1}, \theta_{t,2}, \theta_{r,1}, \theta_{r,2}) = E\{T(t_1, f_1, \theta_{t,1}, \theta_{r,1})T^*(t_2, f_2, \theta_{t,2}, \theta_{r,2})\}. \quad (4.18)$$

De manera similar las funciones de correlación variantes con la antena considera son

- función de correlación tiempo-retardo con dependencia de la antena de transmisora-receptora

$$R_{h_a}(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2, l_{t,1}, l_{t,2}, l_{r,1}, l_{r,2}) = E\{h_a(t_1, \tau_1, l_{t,1}, l_{r,1})h_a^*(t_2, \tau_2, l_{t,2}, l_{r,2})\}. \quad (4.19)$$

- función de correlación Doppler-retardo con dependencia de la antena de transmisora-receptora

$$R_{S_a}(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2, l_{t,1}, l_{t,2}, l_{r,1}, l_{r,2}) = E\{S_a(v_1, \tau_1, l_{t,1}, l_{r,1})S_a^*(v_2, \tau_2, l_{t,2}, l_{r,2})\}. \quad (4.20)$$

- función de correlación Doppler-frecuencia con dependencia de la antena de transmisora-receptora

$$R_{B_a}(v_1, v_2, f_1, f_2, l_{t,1}, l_{t,2}, l_{r,1}, l_{r,2}) = E\{B_a(v_1, f_1, l_{t,1}, l_{r,1})B_a^*(v_2, f_2, l_{t,2}, l_{r,2})\}. \quad (4.21)$$

- función de correlación tiempo-frecuencia con dependencia de la antena de transmisora-receptora

$$R_{T_a}(t_1, t_2, f_1, f_2, l_{t,1}, l_{t,2}, l_{r,1}, l_{r,2}) = E\{T_a(t_1, f_1, l_{t,1}, l_{r,1})T_a^*(t_2, f_2, l_{t,2}, l_{r,2})\}. \quad (4.22)$$

nuevamente existen otras 8 funciones de correlación que también exhiben dependencias angulares y de la antena considerada tanto en transmisión como en recepción, que no se mencionan por cuestiones de espacio.

### 4.1.3. Estacionareidad de los canales MIMO

Considerando que los canales presentan un comportamiento **WSSUS** es posible reducir la cantidad de funciones de sistema necesarias para una descripción completa de un canal **MIMO** estacionario. Esto significa que es posible caracterizar completamente un canal MIMO estacionario mediante las funciones de correlación Doppler-retardo y las funciones de correlación entre direcciones angulares de transmisión y recepción, considerando que son blancas en todas las dimensiones, esto es:

$$R_s(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2, \theta_{t,1}, \theta_{t,2}, \theta_{r,1}, \theta_{r,2})|_{WSSUS} = C_S(v, \tau, \theta_t, \theta_r) \delta(\Delta v) \delta(\Delta \tau) \delta(\Delta \theta_t) \delta(\Delta \theta_r) \quad (4.23)$$

La correspondiente expresión para el caso de la función de correlación tiempo-frecuencia con dependencia de las antenas de transmisión-recepción respectivamente es

$$R_{T_a}(t_1, t_2, f_1, f_2, l_{t,1}, l_{t,2}, l_{r,1}, l_{r,2})|_{WSSUS} = A_T(\Delta t, \Delta f, \Delta l_t, \Delta l_r) \quad (4.24)$$

Según menciona Herdín, que todas las dimensiones presenten características estacionarias sólo es posible bajo condiciones especiales. Por esta razón se suele limitar las consideraciones de estacionareidad a casos parciales, donde el canal MIMO no presenta esas características en las cuatro dimensiones consideradas. Usualmente se suele considerar que el canal es estacionario en las dimensiones temporal y frecuencial de manera separada a la dimensión relacionada al dominio de las antenas.

El conjunto de funciones de sistema de Bello permiten caracterizar el canal con estadísticas de segundo orden. De manera similar al caso SISO, la cantidad de estimaciones a tener en cuenta para una descripción completa es compleja. Por esta razón, es necesario considerar una descripción simplificada que cubra la descripción de su aspecto más importante.

Para los canales MIMO, el aspecto más importante a describir es claramente la dimensión espacial del mismo. Aunque, el desempeño de un sistema MIMO también depende del comportamiento temporal y frecuencial del canal, la mayor influencia en el desempeño proviene de la estructura espacial que se configura entre el transmisor y receptor. Una descripción en el dominio espacial de los canales MIMO es por tanto una descripción apropiada para obtener sensibilidad y significados del mismo. Imponiendo un corrimiento temporal y frecuencial nulo, la ecuación (4.24) se reduce a

$$R_{T_a}(t_1, t_2, f_1, f_2, l_{t,1}, l_{t,2}, l_{r,1}, l_{r,2})|_{\Delta t=0, \Delta f=0} = A_T(t, f, \Delta l_t, \Delta l_r), \quad (4.25)$$

considerando una cantidad finita de antenas tanto en transmisión como en recepción, es posible cambiar a la notación matricial, donde  $T(t, f, l_t, l_r)$  se convierte en  $\mathbf{H}(t, f)$  y su función de correlación se describe a través de la matriz de correlación

$$\mathbf{R}_H(t, f) = E\{vec\{\mathbf{H}(t, f)\}vec\{\mathbf{H}(t, f)\}^H\}, \quad (4.26)$$

considerando un comportamiento de banda angosta del canal, es posible tomar en cuenta sólo las variaciones espaciales del mismo, esto es

$$\mathbf{R}_H(t) = E_f\{E\{vec\{\mathbf{H}(t, f)\}vec\{\mathbf{H}(t, f)\}^H\}\}, \quad (4.27)$$

donde  $E_f\{\}$  denota que el valor esperado tomado sobre la dimensión frecuencial en todo el ancho de banda.

A continuación se describen los principales modelos de canal de la literatura que incorporan descripciones de la dimensión espacial.

## 4.2. Modelos de canal Clásicos y Espaciales

Los primeros esfuerzos por modelar el comportamiento del canal inalámbrico para el diseño de sistemas de comunicaciones se enfocaban en que el mismo provea algunas características de la señal como, la atenuación de la señal por pérdidas de espacio libre, la distribución de potencia de la señal recibida, el corrimiento Doppler que experimentaba la portadora y, en algunos casos, la respuesta temporal de señal. Los tipos de modelos de propagación de espacio libre de esa época iban de los puramente empíricos a los teóricos y determinísticos. Los primeros se basaban en mediciones, mientras que el resto se basaban en consideraciones teóricas y aproximaciones. Entre los modelos más importantes, desarrollados en esa época, se puede mencionar al modelo empírico propuesto por Okumura [122] y su extensión analítica propuesta por Hata [43], a los esfuerzos del *Comité Consultatif International des Radio-Communication, now ITU-R* [123], los modelos de Walfish-Bertoni e Ikegami [100] y la evolución de los mismos a través del proyecto COST 231 <sup>1</sup>, [124] y el modelo de Longley-Rice, [125]. Estos modelos tenían en cuenta parámetros de entrada como la altura de la antena de la estación base y la del móvil, como así también la frecuencia de operación, el tipo de entorno (urbano, suburbano o espacios abiertos), la densidad de población, la distancia del enlace, la altura de los edificios y la separación entre ellos, el ángulo de incidencia del frente de onda y otros. En base a la inclusión de estos parámetros, estos modelos podían de una u otra manera predecir el comportamiento de atenuación de espacio libre en distintos entornos.

En cuanto a los efectos de desvanecimiento del canal inalámbrico, estos fueron estudiados desde los inicios de la comunicación móvil, estableciéndose dos tipos de desvanecimiento de canal en función de la escala de variación temporal observada, i.e. desvanecimiento rápido y desvanecimiento lento. Además se establecieron las distribuciones de la tasa de desvanecimiento asociadas a cada tipo de desvanecimiento siendo tipo Rayleigh o Rice para los desvanecimientos rápidos y Log-Normal para los desvanecimientos lentos [126].

Otros modelos no espaciales ya incluyen una caracterización de los canales en banda ancha. Esta caracterización involucra múltiples coeficientes de canal que representan diferentes arribos de la señal con retardos específicos que interactúan entre ellos a través de una estructura de línea de retardos (*tapped delay line*). También, definen el perfil de potencia de los coeficientes de canal, la dispersión de retardos y las distribuciones de desvanecimiento de canal acordes al escenario que intenta representar. Entre los modelos más importantes se puede mencionar a los modelos del consorcio de Sistema Global para Comunicaciones Móviles (*Global System for Mobile communications - GSM*) y aquellos propuestos por el Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (*Universal Mobile Telecommunications System - UMTS*) [127–129]

Cabe destacar, que además de describir al comportamiento canal por su atenuación en el espacio libre, tipo de desvanecimiento experimentado y sus características de banda ancha o angosta, también pueden ser descritos por sus efectos combinados en el dominio temporal o frecuencial. En este sentido, otras descripciones involucran en el modelo la respuesta al impulso del canal, CIR, funciones de dispersión-retardo, *delay-spread*, funciones de transferencia en el dominio frecuencial, funciones combinadas de Doppler-retardo, *Doppler-delay spread* y definiciones de parámetros como el ancho de banda de coherencia del canal, *coherence-bandwidth* y el tiempo de coherencia del canal, *coherence-time*. Como resultado de estas descripciones surgen otras clasificaciones alternativas de canal, como de desvanecimiento plano o dispersivo [51].

<sup>1</sup>European CO-operation in Science and Technology - <http://www.cost.eu>



Antes de los trabajos de Foschini [4] y Telatar [5], la principal tecnología candidata para mejorar el desempeño de las comunicaciones inalámbricas era el despliegue de arreglo de antenas inteligentes (*smart antennas array*). Esta tecnología, consiste en desplegar múltiples elementos de antenas (*array*) en un sólo extremo del enlace con el objetivo de comunicarse con múltiples terminales que disponen de una sola antena. Este escenario resultaba, por aquel entonces, de gran importancia en escenarios de sistemas celulares donde la estación base disponía de mayores recursos (Ej. Energía, capacidad de procesamiento, equipos costosos, etc.) a comparación de los terminales móviles. Las investigaciones dedicadas a esta tecnología apuntaban a explotar el comportamiento directivo que presenta el radio canal móvil y obtener los dos mayores beneficios que se podían extraer del despliegue de múltiples elementos de antenas en un sólo extremo del enlace. Ganancias de potencia y diversidad. El primero de ellos está relacionado con las técnicas de conformación lineal de haz **LBF**, el segundo con métodos para combinar constructivamente copias de una misma señal. Sin embargo, para obtener estos beneficios nuevos modelos de canal eran necesarios.

Los modelos de canal, hasta ese momento, no incluían características espaciales como las descripciones de los ángulos de salida (*Angle of Departure - AoD*), y ángulos de arribo (*Angle of Arrival - AoA*) de las señales. Sin embargo, estos modelos sirvieron como base para desarrollar nuevos modelos con características espaciales en alguno de sus extremos de enlace, dado que los mismos parámetros y estadísticas ya existentes continuarían existiendo. Los esfuerzos entonces, requerían de ajustar los datos del dominio angular y la estructura de los arreglos de antenas en un nuevo modelo, mientras se mantenía la caracterización de canal como un todo.

Como resultado de los esfuerzos académicos y varias campañas de medición se obtuvieron varias conclusiones importantes: la geometría física y la distribución espacial de los dispersores alrededor de ambos extremos del enlace debían ser considerados. Los dispersores son considerados como puntos donde la señal que se propaga interactúa con la misma a través de algunos de los mecanismos de propagación ya mencionados, por lo tanto, debía existir alguna diferencia en las respuestas espaciales cerca de los extremos del enlace y ésta debía ser independiente del tipo de antena utilizada.

La altura de las antenas, por otro lado, determinaban la ubicación y el número de los objetos dispersores. A medida que la altura de la antena disminuía, la dispersión angular percibida por esta, debía incrementarse. El tipo de entorno iba a determinar el nivel de dispersión angular; los escenarios urbanos debían experimentar una dispersión angular mayor que un escenario suburbano y éste a su vez debía presentar una dispersión angular mayor que un escenario rural. De manera general, los escenarios con gran dispersión angular presentaban un menor parecido estocástico entre las señales que arribaban a los distintos elementos de antena del arreglo de antena.

Como los modelos clásicos, los modelos de canal que presentaban características espaciales podían clasificarse en 4 grupos: *Analíticos con base Estocástica*, *Determinísticos-Empíricos* (con especificaciones parciales del sitio), los modelos de *despliegue* (específicos a un sitio) y los de base *Geométrica-Estocástica*.

Los modelos analíticos resultaban útiles para simular sistemas de comunicaciones generales y obtener métricas de desempeño. Entre ellos se puede mencionar al *modelo de Lee* [130] y al modelo de *Jakes* [126] para enlaces de exteriores y al de *Saleh-Valenzuela* [131] para el comportamiento de canal de interiores.

Los modelos agrupados en el segundo tipo otorgaban una mayor precisión, pero una mayor dependencia del escenario y requerían de datos de medición como entrada del mismo,

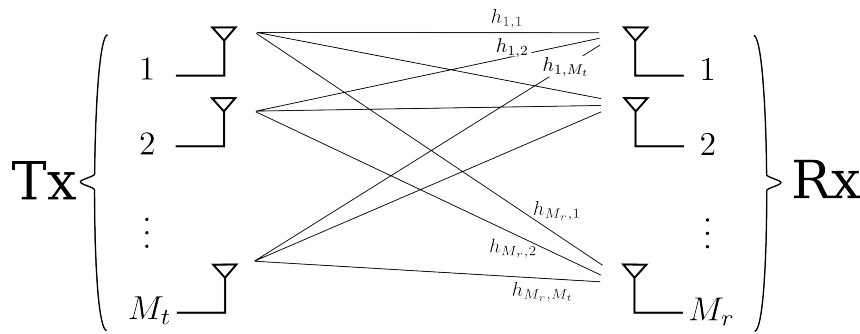


Figura 4.1: Modelo de Canal MIMO General.

como ejemplos de ellos se puede citar el modelo de banda ancha de Klein que incluye (*Direction of Arrival - DoA*) [132], basados en mediciones, [133], y los modelos GSM extendidos (COST259), por ejemplo, [134] y [135].

Los modelos de despliegue generalmente se implementan mediante métodos de rayos *Ray-Tracing*, requerían de una descripción exacta del entorno de propagación y resultaba específico al sitio. Su gran precisión para contemplar todos los efectos de propagación iba acompañado de una inherente baja flexibilidad de cambios de entornos [136].

Entre los de la última clasificación, vale la pena mencionar el *modelo unificado* [137], el modelo geométrico-estocástico [138], el modelo de Espacio-Tiempo con simulación de desvanecimiento estocástico, [139], el Modelo elíptico de subregiones, [140], los modelos geométricos de simple rebote (*Geometric-Based Single-Bounce - GSBS*) modificados, [141], y el COST 259 SCM, [136]. En general, estos modelos han sido anteriormente concebidos para bandas de 800 – 900 MHz GSM o IS-54/IS-136, que evolucionaron hacia 1.8 GHz, 2.0 GHz o 5.0 GHz, para GSM 800, UMTS o HIPERLAN. En la referencia [142], se proporciona una descripción general de algunos de estos modelos, junto con el estado del arte de los modelos de canal de ese momento que buscaban describir la característica espacial que demandaba el del despliegue de antenas con directividad espacial selectiva para comunicaciones móvil celular, a nivel de sistema.

En la mitad de la década de 1990, el uso de la diversidad espacial a ambos extremos del enlace prometía una capacidad de enlace muy superior a la conocida hasta ese momento que a su vez permitiría incrementar la tasa de datos, la cobertura y la eficiencia espectral de los sistemas inalámbricos. En años más recientes, el despliegue masivo de esquemas MIMO aplicados a las comunicaciones inalámbricas estableció una tendencia importante en el área de modelado canal MIMO.

De acuerdo con [4], el canal de propagación MIMO, ilustrado en la Fig. 4.1, se basa en hacer uso de las respuestas, posiblemente no correlacionadas, de todos los pares de antenas receptoras y transmisoras ( $M_r$  y  $M_t$ ), respectivamente, del sistema. De esta manera, un canal de comunicaciones MIMO podía ofrecer asintóticamente una ganancia de diversidad de  $M_r M_t$ , conduciendo finalmente a mín  $M_t$ ,  $M_r$  canales equivalentes e independientes de comunicación, para elementos de antena no-correlacionados. En [143], a través de la arquitectura BLAST, se demostró que la capacidad del canal MIMO puede aumentar linealmente con el número de canales espaciales equivalentes.

Para esta interpretación del canal de propagación MIMO, el vector de señal recibida en banda base,  $\mathbf{y}(t, \tau)$ , se relaciona con el vector de señal transmitida,  $\mathbf{x}(t)$  y la matriz de canal de ( $M_r \times M_t$ ) elementos con respuesta al impulso,  $\mathbf{H}(\tau)$ , a través de la operación de convolución:

$$\mathbf{y}(t, \tau) = \mathbf{H}(\tau) * \mathbf{x}(t), \quad (4.28)$$

donde  $*$  denota convolución.

Algunos estudios han cubierto la cuestión de cómo la correlación entre canales se relaciona con la riqueza de canales multicamino, la dispersión angular y el espaciado entre los elementos del arreglo de antenas, i.e. [144–146], algunos inclusive proponiendo en paralelo algún tipo de enfoque de modelado de canal.

En general, para una separación dada entre elementos de antena en presencia de un canal de trayectos múltiples, el parecido estocásticos entre las señales disminuirá, siempre que existan suficientes frentes de ondas con distintos AoAs y AoDs de tal manera que configuren fases independientes entre los elementos de la matriz de canal. Por consiguiente, también se han llevado a cabo extensas campañas de medición de canal MIMO, por ejemplo, [144, 147–150], sobre todo para llegar a la conclusión de que el canal es lo suficiente rico como para permitir un aprovechamiento directo de los beneficios que ofrece el canal MIMO, al menos en ambientes urbanos con la idea de despliegue de redes celulares.

En base a todo este esfuerzo junto con la filosofía general de canal MIMO, existía una preocupación persistente de la comunidad científica en la evaluación de las características directivas, la descripción del canal de propagación MIMO en banda ancha y la validación de los mismos. A partir de esto, el modelado de canal surge como una de las principales preocupaciones de varias partes tanto académicas como privadas, resultando luego en la aparición de un conjunto relativamente grande de nuevos modelos.

De acuerdo con lo reportado en [151–153], los modelos de canal MIMO pueden ser principalmente divididos en dos grandes grupos, con diferentes ventajas y desventajas: los *no físicos* (o analíticos) y los modelos *físicos*. Los modelos analíticos caracterizan la respuesta al impulso del canal configurado individualmente entre cada par de antenas transmisora y receptora de manera analítica sin tener en cuenta explícitamente la propagación de onda. Las respuestas individuales al impulso son agrupadas en una matriz de canal MIMO. Cabe resaltar que este tipo de modelo busca describir el comportamiento de los coeficientes de canal tal como lo percibe el sistema de comunicaciones, es decir que resulta dependiente del tipo de arreglo de antena, del ancho de banda del sistema, etc. La gran ventaja de los modelos analíticos es que reduce la complejidad del modelo espacial minimizando la cantidad de información de entrada del modelo.

Los modelos físicos, por otro lado, caracterizan el entorno en base a la propagación de ondas electromagnéticas mediante la descripción de la propagación multicamino doblemente direccional [154] configurada entre el arreglo de antenas transmisor y el arreglo de antenas receptor. El término *direccional* indica que la descripción del canal incluye un modelo de la distribución angular de energía en las antenas y el término *doblemente* indica que la descripción angular corresponde a ambos extremos del enlace simultáneamente [155]. Además de esto, los modelos basados en propagación resultan independiente del sistema de comunicaciones aplicado. Aparte de esta frecuente clasificación, otros enfoques pueden ser vistos como entre medio de los modelos analíticos y físicos, por ejemplo, el modelo *virtual de canal* presentado en [153], o la perspectiva de *eigen-estructura* espacial propuesta por Weichselberger [152].

Los modelos MIMO físicos pueden considerarse como *determinísticos* ya sea basados en mediciones de canal como basados en información de los dispersores, lo que significa que ellos pueden resultar de los datos obtenidos a través de una campaña de medición, o a través de la postulación de un modelo dispersivo que aproxime las características esenciales de propagación.

Dentro de los modelos físicos también, Almers, *et al* [156] incorpora a los modelos con base estocástica. Contribuciones importantes dignos de mención son los modelos de un solo anillo y dos anillos, el modelo de distribución angular de Von Mises, el modelo de dispersión distribuida, el modelo MIMO extendido de Saleh-Valenzuela, la extensión MIMO SMC COST 259 y el **modelo de dispersión electromagnética**. Además, como lo ha sido el caso de los muchos modelos descritos anteriormente, los modelos de canal MIMO pueden ser de banda angosta o de banda ancha, es decir, suponiendo que las condiciones de respuesta en frecuencia constante o selectivos en frecuencia.

Los modelos basados en rayos son considerados de índole física también, son bien conocidos por incluir los efectos de la reflexión, difracción y refracción, varias herramientas de simulación fueron estudiadas y desarrolladas para escenarios al aire libre y escenarios de interiores, por ejemplo [157–159]. Estos algoritmos de predicción determinística requieren entradas con datos específicos del sitio, tales como la ubicación y características dieléctricas de las construcciones o bases de datos morfológicas de interiores, dibujos de arquitectura o información basada en procesamiento de datos geográficos.

A partir de la gran cantidad de modelos de canal MIMO disponible en esa época, varias organizaciones definieron modelos de canal MIMO de *referencia* con el fin de establecer condiciones de canal reproducibles y así poder comparar algoritmos y sistemas. Para los modelos analíticos esto significaba especificar un conjunto de parámetros representativos para los escenarios objetivos. Con los modelos físicos, significaba especificar: modelo de canal, escenario de referencia y valores de los parámetros para estos escenarios. Algunos de los modelos que puede mencionarse fueron propuestos dentro de 3GPP, IST-WINNER, COST 259, COST 273 y IEEE 802.11n,ac.

#### 4.2.0.1. Consideraciones generales

Antes de adquirir una visión general de la justificación de los principales modelos de canal MIMO, es importante aclarar las consideraciones generales y fundamentos que subyace en la mayoría de los modelos de canal.

La mayoría de los modelos presentes en la literatura utilizan envolventes complejas (de paso bajo equivalente) para representar las señales. En el caso de señales de banda angosta, un pequeño retardo de tiempo implica un significativo desplazamiento de la fase portadora, sin ningún retraso sobre la envolvente. Contrariamente, al considerar una respuesta de canal de banda ancha, los retardos de envolvente ya no pueden ser ignorados.

En cuanto a las dimensiones espaciales involucrada en el modelo, la mayoría de los modelos no sólo tienen en cuenta que las ondas electromagnéticas viajan en un plano, por lo general el horizontal, sino que considera que los dispersores están distribuidos en el mismo plano que el de la propagación.

Los ejemplos de excepciones a esto, son algunos modelos de ray-tracing. Este tipo de aproximación se deriva del hecho de que la diferencia entre BS y alturas de antena de un móvil es generalmente muy pequeña en comparación con la distancia entre ambas antenas en escenarios celulares macro, mientras que en escenarios celulares micro las antenas de la BS y el móvil se consideran razonablemente coplanares. En consecuencia, cualquier arreglo de antenas añadido al modelo se considera que pertenece al mismo plano de propagación. Aunque esta aproximación se usa comúnmente, los mismos modelos pueden ser comparados con mediciones en las que la altura de la antena de la BS es considerablemente mayor que la del móvil, así como puede

ser utilizado para modelar escenarios celulares con una configuración macro.

También, como base fundamental, la mayoría de los modelos asumen que las fuentes señal son puntuales y adimensionales, representando de esta manera a las antenas o dispersores. En realidad las fuentes puntuales generan una propagación del tipo esférica, pero se considera que cualquier antena receptora se encuentra muy alejada de cualquier fuente, de manera que los frentes de ondas que arriban a ella se consideran planos.

En cuanto a la polarización, la mayoría de los modelos hasta el 2007 no lo tenían en cuenta considerando que la fuente puede emitir en cualquier posición, y que los mecanismos de difracción, dispersión y reflexión lo afectaran de cualquier forma. Es decir que al campo eléctrico se lo modela como un complejo escalar, con operaciones escalares. Del mismo modo, los efectos de la difracción, dispersión múltiple y difusa no están incluidos, suponiendo que éstas no contribuyen con niveles de potencia lo suficientemente relevantes para ser incluidos en los modelos. En modelos más actuales ya se incluye la polarización, dado que es una fuente de ganancia por diversidad. También es una manera de lograr más canales en paralelo sin aumentar las dimensiones del arreglo, especialmente en los móviles. La inclusión del comportamiento del canal con polarización viene de la mano con la inclusión de la elevación en los modelos de canal, a partir de reportes de medición que sugieren que hay una cuota de aumento de capacidad del enlace de 30 % por tener en cuenta la elevación.

La inclusión de propiedades específicas de las antena, o considerarlas isotrópicas, implica hacer una distinción entre las respuestas del radio canal y del canal de propagación, dado que el radio canal, o canal simplemente, incluye los efectos de las antenas. Visualizar el canal de propagación como el medio físico entre el transmisor y el receptor, pero sin incluir las antenas o considerándolas isotrópicas, es lo mismo que considerar a que los elementos de antena transmiten o capturan la intensidad de campo de manera perfecta, sin ninguna distorsión lineal en la banda de interés, con plena eficiencia, y sin acoplamiento mutuo entre elementos de antena. Además, se observa que todos los sistemas involucrados, en general, presentan una respuesta lineal.

Por último, en todos los modelos, el medio de propagación se considera que es homogéneo. Se considera al medio como no dispersivo en cada trayecto, por lo que la definición de un conjunto de vector de direcciones, firma espacial y respuesta al impulso es posible. Es decir que, entre todos los posibles caminos, la señal se desplazará por aquellos por donde lo haga con la misma velocidad. De todos modos, teniendo en cuenta las trayectorias en un contexto múltiple, la propagación todavía será dispersiva en tiempo y frecuencia.

## **4.3. Principales Modelos de Canal inalámbrico MIMO**

En esta sección se describe brevemente los principales modelos de canal MIMO inalámbrico orientados a escenarios donde uno de los extremos del enlace es fijo con respecto a la ubicación de los dispersores y el otro extremo es móvil.

### **4.3.1. Analíticos**

Los modelos analíticos se caracterizan por especificar la matriz de canal MIMO directamente. La información de la matriz de canal surge de dos corrientes principalmente, una teórica y otra derivada de mediciones. Entre las primeras se puede mencionar al clásico Gaussiano IID, al modelo de obstáculos finitos y la representación virtual de canal. Entre los segundos se puede

mencionar a IST-METRA, el clásico Kronecker y Weichselberger. La mayoría de estos modelos capturan los efectos del mecanismo de propagación a través de los coeficientes de correlación asociados, para luego derivar a partir de ellos las ganancias de la matriz de canal. A continuación se describen brevemente los modelos más importantes de la literatura.

### 4.3.2. Modelos i.i.d. Rayleigh/Rician

Este es uno de los modelos más utilizados, se basa en la consideración de que la envolvente del canal configurado entre cada combinación de antenas transmisoras y receptoras tiene distribución Rayleigh y son independientes, (i.i.d). Sin embargo, este tipo de canal puede desviarse de los canales realistas en varias cuestiones a saber, los distintos canales dejan de ser independientes, esto resulta por causa de una dispersión angular insuficiente o un arreglo de antenas pequeño. Los distintos canales dejan de ser idénticamente distribuidos, esto puede deberse a la utilización de múltiples polarizaciones en el arreglo de antenas crea variaciones de ganancia entre los distintos canales configurados. Los distintos canales ya no tienen distribución Rayleigh, esto puede ser causa de contribuciones coherentes de canal que inducen al mismo a una distribución tipo Rician. La distribución Rician resulta apropiada en escenarios celulares móviles donde existe una fuerte componente de señal coherente que puede no experimentar desvanecimiento temporal alguno, por ejemplo en escenarios con línea de vista o contribuciones especulares. La matriz de canal correspondiente a las componentes coherentes,  $\mathbf{H}_{LOS}$  se modela con elementos complejos de fase fija y cuyos valores dependen fuertemente del tipo de arreglo de antena configurado y su orientación con respecto al frente de onda. Esta matriz de contribuciones coherentes se puede combinar con la matriz de contribuciones no coherentes,  $\mathbf{H}_{NLOS}$ , a través del factor de Rician [160],  $K$ , i.e.

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \mathbf{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{H}_{NLOS} \quad (4.29)$$

donde,  $K$ , modela la distribución de potencia de señal entre las componentes coherentes y no coherentes.

### 4.3.3. Modelo Kronecker

El modelo de Kronecker es un modelo de canal MIMO basado en la especificación de la matriz de co-varianza del canal. Este modelo captura el esfuerzo de la comunidad científica por encontrar una descripción del parecido estocástico que presentaba las señales que viajaban del arreglo de antena transmisor al arreglo de antena receptor [161–163].

El modelo se basa en que la matriz de correlación del canal MIMO es separable [163], i.e.

$$\mathbf{R}_H = E\{\text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^H\} = \frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{R}_R)} \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R, \quad (4.30)$$

donde  $\mathbf{R}_R = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\}$  es la matriz de correlaciones en recepción.  $\mathbf{R}_T = E\{\mathbf{H}^H\mathbf{H}\}$  representa la correlación en transmisión y  $\otimes$  denota el producto Kronecker entre dos matrices. Se puede mostrar que la matriz de canal puede expresarse como

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{R}_R)}} \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2}, \quad (4.31)$$

donde  $\mathbf{H}_w$  es una matriz de dimensión  $M_r \times M_t$  cuyos elementos son realizaciones de un proceso Gaussiano iid (*zero-mean circularly symmetric complex Gaussian process - ZMCSCG*).

La consideración de que la matriz de correlación sea separable significa que este modelo no puede capturar acoplamiento entre las direcciones de salida y las direcciones de arribo de las señales. A pesar de esta limitación, algunos autores reportaron mediciones que soportan este tipo de modelos [164] y en ciertos escenarios con gran cantidad de dispersores, es posible utilizarlos como un modelo de evaluación con métrica de capacidad pesimista [165].

#### 4.3.4. Modelo de Representación Virtual del Canal

En lugar de asumir que las estructuras espaciales a ambos extremos del enlace pueden ser separables, Sayeed [153] propuso modelar de manera conjunta el comportamiento espacial tanto en transmisión como en recepción. Para esto, dividió artificialmente el rango angular, tanto en transmisión como en recepción en  $M_t$  y  $M_r$  intervalos discretos respectivamente. Como resultado, el entorno de propagación espacial angular resultó particionado en  $M_t \times M_r$  *bins* de *AoD-AoA* virtuales. Además, la potencia de cada uno de estos *bins* es especificada de antemano y los coeficientes de desvanecimiento asociado a cada *bins* es considerado independiente. El modelo de canal propuesto se puede escribir de esta manera

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{A}_R \left( \Omega_{virt}^{1/2} \odot \mathbf{H}_w \right) \mathbf{A}_T^T, \quad (4.32)$$

donde  $\mathbf{A}_R$  y  $\mathbf{A}_T$  son matrices constituidas por los vectores de direccionamiento en la dirección de los *bins* angulares. Debido a que las direcciones virtuales son predefinidas, la consideración de que los *bins* son no-correlacionados no resulta del todo adecuada, por un lado el patrón angular que definen los vectores de direccionamiento muestran lóbulos laterales con valores significativos en la frontera con los otros *bins*. Además los dispersores que existen en la frontera de los *bins* generan aportes de energía a ambos lados. Estos dos asuntos resultan en valores de coeficientes de desvanecimiento, en general, correlacionados.

#### 4.3.5. Modelo Weichselberger

Este modelo relaja la consideración de que la matriz de correlaciones de canal,  $\mathbf{R}_H$ , sea separable. Weichselberger [152] propuso que la matriz de correlación de cada extremo del enlace compartan los mismos autovectores.

La matriz de correlación en recepción (transmisión) puede expresarse como

$$\mathbf{R}_R = \sum_{m=1}^{M_t} \mathbf{R}_{R,m,m}, \quad (4.33)$$

donde  $\mathbf{R}_{R,m,m} = E\{\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H\}$  y  $\mathbf{h}_m$  representa el  $m$ -ésimo vector columna de la matriz de canal MIMO,  $\mathbf{H}$ . Cada término de la (4.33) puede expresarse a través de una descomposición en autovalores y autovectores de la siguiente manera

$$\mathbf{R}_{R,m,m} = \mathbf{U}_{R,m,m} \mathbf{\Lambda}_{R,m,m} \mathbf{U}_{R,m,m}^H, \quad m = 1, \dots, M_t \quad (4.34)$$

donde  $\mathbf{U}_{R,m,m}$  es una matriz unitaria que contiene los autovectores y  $\mathbf{\Lambda}_{R,m,m}$  es una matriz diagonal que contiene los autovalores de la matriz descompuesta,  $\mathbf{R}_{R,m,m}$ . Es conocido que

el conjunto de autovalores de una descomposición forman una base de un espacio vectorial. La interpretación física asociada a esta base es que ésta refleja la estructura espacial de los dispersores que son relevantes para el arreglo de antena en el otro extremo del enlace. Es aquí donde Weichselberger observa que, la estructura espacial de dispersores es capturada en cada término de la (4.33) y propone que esta estructura podría ser compartida por todos los modos espaciales, i.e

$$\mathbf{R}_R = \mathbf{U}_R \left( \sum_{m=1}^{M_t} \Lambda_{R,m,m} \right) \mathbf{U}_R^H, \quad (4.35)$$

definiendo  $\sum_{m=1}^{M_t} \Lambda_{R,m,m} = \Lambda_R$ , las matrices de correlación, tanto en transmisión como en recepción, se puede escribir de la siguiente forma.

$$\mathbf{R}_R = \mathbf{U}_R \Lambda_R \mathbf{U}_R^H, \quad (4.36)$$

$$\mathbf{R}_T = \mathbf{U}_T \Lambda_T \mathbf{U}_T^H, \quad (4.37)$$

donde  $\mathbf{U}_R$  y  $\mathbf{U}_T$  son matrices unitarias.  $\Lambda_R$  y  $\Lambda_T$  son matrices diagonales. En base a esta consideración, la matriz de canal MIMO puede expresarse como

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_R (\boldsymbol{\Omega}^{1/2} \odot \mathbf{H}_w) \mathbf{U}_T^H, \quad (4.38)$$

donde  $\boldsymbol{\Omega}$  es la matriz de acoplamiento que determina la distribución de potencia entre los modos (*eigenmodes*) de transmisión y recepción y  $\odot$  denota el producto *Shur-Hamdamar* entre matrices. La estructura de la matriz de acoplamiento tiene influencia en la capacidad como así también en la diversidad que experimentan los canales multiplexados [166]. Es interesante destacar que en este modelo el modelo de Kronecker resulta en un caso especial del mismo cuando  $\text{rank}(\boldsymbol{\Omega}) = 1$ .

## 4.4. Modelos con base de Propagación Física

Los modelos de canal físicos reproducen fielmente las propiedades del entorno de propagación. Sin embargo, presentan un problema adicional a la hora de encontrar la matriz de canal asociado al entorno de propagación, puesto que no ofrece una expresión analítica de éste. Aún así es importante y necesario no perder de vista como impactan los mecanismos de propagación del entorno en la matriz de canal MIMO. A continuación se detallan los modelos MIMO con base física disponibles en la literatura.

### 4.4.1. Determinísticos

Los modelos MIMO determinísticos (basados en rayos, mediciones, etc) presentan un buen grado de concordancia con los datos existentes de propagación. Además, son excelentes modelos para reproducir datos relacionados a un sitio en particular. Sin embargo, esto también es su mayor defecto dado que son realmente representativos del entorno general subyacente. Este tipo de modelos requiere de gran cantidad de datos relevados para caracterizar el entorno y los parámetros del mismo no se pueden cambiar con facilidad. Con respecto a la simulación de entornos en base a este modelo, hay que destacar que el aspecto que resulta prohibitivo es la disponibilidad de las bases de datos relacionadas al entorno que se requiere simular y no la intensidad computacional asociada.



El método de *ray-tracing*, considera que cada frente de onda se comporta como rayos (*narrow beam*), para que esta suposición de comportamiento sea válida la longitud de onda de la señal que se propaga debe ser pequeña frente al tamaño de los obstáculos con los que interactúa. Esta suposición permite describir los mecanismos de propagación electromagnéticos mediante una extensión de los mecanismos ópticos. La señal recibida entonces contendrá una combinación de la componente de señal directa y aportes de reflexiones especulares y difracciones a través de obstáculos. Los componentes de propagación que soporta este tipo de modelado determinístico son: la componente directa (*line-of-sight*), la componente transmitida a través de obstáculos, componentes con simple y múltiple reflexiones y contribuciones de difracción. Cabe aclarar que las componentes difusas o dispersadas no son bien representadas en este tipo de modelo dado que este efecto se produce cuando la longitud de onda es mayor al tamaño del obstáculo, por lo tanto es despreciado.

#### 4.4.2. Estocástico

Este tipo de modelo describe el canal mediante la definición de distribuciones de probabilidad multidimensionales de los parámetros deseados. Los parámetros de estos modelos son derivados a partir de extensas mediciones que son llevadas a cabo en distintos escenarios que comparten algún tipo de estructura particular, resultan representativas de ellas. Las simulaciones con este tipo de modelado resultan rápidas gracias a la estructura de simulación por líneas de retardos (*tapped delay line*) que estaba disponibles desde los modelos SISO, algo que llevó a que sea muy popular. El mayor defecto se presenta en la caracterización de grandes áreas, donde resulta difícil su parametrización. Dos de los modelos más importantes en la literatura son el modelo extendido de Saleh-Valenzuela y el de Zwick.

Saleh y Valenzuela [131] propusieron un modelo de canal de banda ancha para describir la propagación de señal en **entornos de interiores**. Este modelo refleja la característica, encontrada empíricamente, que las componentes multirrayecto arriban en grupos, sugiriendo la idea de grupos de dispersores que comparten características espaciales similares. La propuesta de Saleh-Valenzuela era modelar este comportamiento mediante un proceso doblemente exponencial. Una exponencial controla el perfil de potencia global de todos los grupos de dispersores. Las amplitudes de los componentes multicamino dentro de cada grupo de usuarios son controladas por otra exponencial con decaimiento más pronunciado.

En el trabajo de Spencer *et al*, [167], en base a un sistema de medición SIMO, se observó que la característica de arribo en grupo también se presentaba en el dominio angular. En el mismo trabajo, Spencer, extiende el modelo de Saleh-Valenzuela incorporando el comportamiento en el dominio angular considerándolo estadísticamente independiente de la respuesta temporal y de la respuesta entre distintos grupos de dispersores. Posteriormente, Wallace y Jensen, [168], realizaron mediciones en base a sistemas MIMO donde el comportamiento de arribo en grupos se encontró en ambos extremos del enlace simultáneamente. En el mismo trabajo se propone un modelo para describir el comportamiento del canal, basado en la separabilidad de la matriz de correlación del canal. Al considerar las *DoA* y (*Direction of Departure - DoD*) estadísticamente idénticas e independientes entre ellas, es posible caracterizar los grupos espaciales de dispersores en base a un valor medio angular correspondiente al grupo de dispersores y su correspondiente dispersión angular. El perfil de potencia angular se encuentra experimentalmente que sigue una distribución Laplaciana.

En el trabajo de Zwick [169], se argumenta que en entornos de interiores, el comportamien-

to de agrupamiento y el desvanecimiento de canal no ocurren cuando se muestrea el canal con una tasa suficientemente alta. Así en este modelo, las componentes multitrayecto son generadas estadísticamente independientes y sin desvanecimiento en la amplitud. Los cambios de fase asociados a cada componente son tenidos en cuenta mediante consideraciones geométricas entre el Tx y Rx y el movimiento relativo de los dispersores. La geometría del escenario es quien determina la existencia de componentes específicos multitrayecto, quienes presentan un comportamiento intermitente a medida que la CIR del canal evoluciona temporalmente. Para las componentes NLOS, estos efectos son modelados a través de un proceso de Poisson generalizado (*Marked Point Poisson Process*). Los componentes LOS, si son incluidos, son sumados en una etapa aparte. Esta metodología de modelado permite utilizar el procedimiento para todos los entornos de interiores.

### 4.4.3. Geométrico-Estocástico

El enfoque de modelado de canal híbrido, geométrico-estocástico combina las mejores características de los modelos determinísticos y estocástico. Esta combinación reproduce muy bien la evolución de las características dinámicas espaciales y temporales del canal, especialmente cuando el usuario o los obstáculos están en movimiento. En general las entradas del modelo son parámetros geométricos y la cantidad de los mismos se mantiene reducida gracias a alguna suposición geométrica del entorno de propagación y la superposición de información del tipo estocástica.

#### 4.4.3.1. Modelo de anillo de dispersores *One-Ring*.

El modelo de anillo de dispersores es un modelo geométrico-estocástico propuesto por Shiu *et al* [162] a finales de los 90 en un contexto MIMO. Representa un canal con desvanecimiento Rayleigh, NLOS, donde la principal contribución a la señal recibida proviene del simple rebote del frente de onda en dispersores dispuestos de manera uniforme alrededor del receptor, formando un anillo. El radio del anillo es determinado por el parámetro de dispersión de retardo, que es obtenible mediante mediciones de canal. Este modelo de banda angosta y 2D fue pesado para escenarios donde un extremo del enlace está fijo espacialmente y el otro extremo puede exhibir movilidad (F2M). Se corresponde con macro-celdas celulares, donde la estación base BS se encuentra elevada y libre de dispersores a su alrededor. En la Fig. 4.1 se ilustra la geometría de este modelo. Posteriormente en Abdí *et al* extendió este modelo incorporando la componente LOS, efecto Doppler y, observando que reportes de mediciones de ángulo de arribos sugerían que tenían un comportamiento no uniforme, incorporó dispersores distribuidos de manera no uniforme. La distribución adoptada para los AoA resultó la Von Mises y la dispersión angular de salida para un escenario celular macro-celda se consideró pequeño en la estación base, lo que permitió simplificar resultados de correlación espacio-temporal.

#### 4.4.3.2. Modelo de dos anillos de dispersores *Two-Ring*.

El *Modelo de dos anillos de dispersores, Two-Ring* se ajusta bien a escenarios de interiores (*indoor*) donde tanto el transmisor como el receptor se ubican a alturas similares. En la Fig 4.2 se ilustra la geometría de este modelo.

El mayor problema con este modelo es que la envolvente de los coeficientes del canal siguen una distribución *doblemente-Rayleigh*. Consecuentemente la matriz de correlación no describe

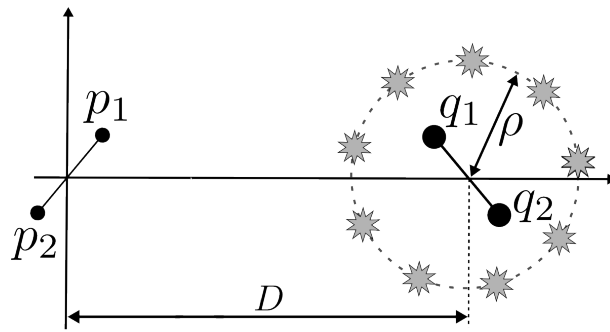


Figura 4.1: Geometría en el modelo de anillo de dispersores. Se considera que,  $D \gg \rho$ , en este sentido, el arreglo de antena transmisor está ampliado para claridad.

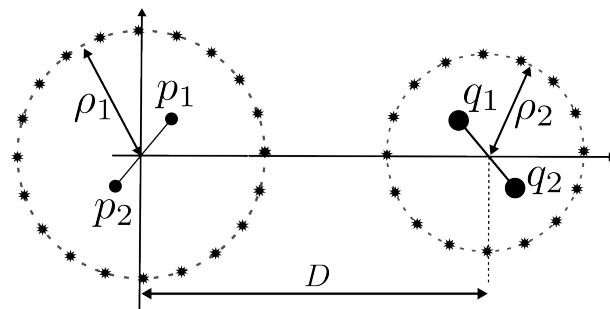


Figura 4.2: Geometría del modelo de dos anillos de dispersores. Se considera que,  $D \gg (\rho_1, \rho_2)$ , en este sentido, el arreglo de antena transmisor está ampliado para claridad.

completamente el canal MIMO [155].

#### 4.4.3.3. Modelos combinados de anillos-elípticos.

El objetivo de este modelo de anillos-elípticos combinados es modelar un comportamiento de canal MIMO en base al conocimiento de un perfil de potencia-retardo SISO y la dispersión angular en el terminal de usuario a un rango específico. Este modelo de dos dimensiones fue propuesto por Oestges [170] en el 2003 y fué pensado para escenarios macro-celdas con componente LOS. Los distintos coeficientes del perfil de retardo-potencia son asociados a cada una de las elipses que representan las contribuciones efectivas de dispersores que arriban al receptor con un mismo retardo. Los parámetros geométricos de las elipses junto con la cantidad de dispersores son inferidos de la información de entrada del modelo. En base a una distribución uniforme de dispersores en las elipses, el modelo presenta la misma dispersión angular en ambos extremos del enlace. Sin embargo, varias distribuciones espaciales de dispersores pueden ajustarse al mismo perfil de retardo-potencia. A partir de esto, la diferencia relativa de altura entre la estación base y el terminal móvil genera una marcada diferencia de dispersión angular en el transmisor y el receptor. A medida que dicha diferencia se incrementa el terminal móvil experimenta una dispersión angular mayor que la estación base. Para tener en cuenta este efecto, se introducen en el modelo un anillo alrededor de cada extremo del enlace. Alrededor de la estación base el anillo es de exclusión y alrededor del terminal móvil el anillo es de dispersores. La cantidad de dispersores en el anillo alrededor del terminal móvil es un subconjunto de los asignados a la primer elipse con el objetivo de mantener el perfil de potencia. En base a esto, el autor define una relación de potencia entre la asignada a la primer elipse y al anillo de tal

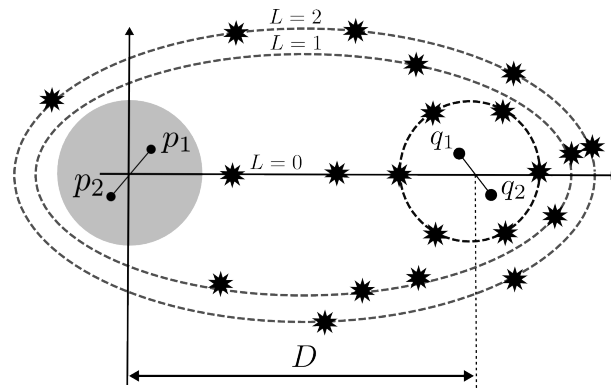


Figura 4.3: Geometría del modelo combinado de dispersores ubicados en anillos y elipses para 3 elipses y un anillo de dispersores locales.

manera que una relación nula corresponde a un escenario altamente directivo y una relación unitaria corresponde a un entorno con una gran riqueza dispersiva.

#### 4.4.3.4. Modelos Elípticos y Circulares.

Otros enfoques de modelado involucran regiones de distribución espacial. En la literatura existen dos grandes abordajes, el *Modelo elíptico* y el *Modelo circular*. Ambos tienen varias consideraciones comunes, propagación bidimensional, elementos dispersores de reflexión omnidireccional y solo se considera un solo rebote del frente de onda. Los dispersores se ubican aleatoriamente en la región de acuerdo con una distribución espacial uniforme continua. De esta forma, se puede obtener funciones de distribución conjunta y marginales de tiempos de arribo, (*Time-of-Arrival - ToA*), y ángulos de arribo, *AoA*. Cabe destacar que estos modelos fueron de gran importancia en su momento dada la propiedad de brindar las distribuciones de *ToA* y *AoA*, información importante para el diseño y desarrollo de algoritmos de arreglo de antenas con haz adaptativo [171].

En el modelo elíptico [172] los dispersores están uniformemente distribuidos dentro de la elipse y existe solamente dentro de ella. Los focos de la misma coinciden con la ubicación de los extremos del enlace, considerados a alturas similares. El modelo fue pensado para entornos celulares micro-celda donde se considera que existe múltiples trayectos que se originan entorno a la línea que une el transmisor con el receptor. El tamaño de la elipse está directamente relacionado con la máxima dispersión de retardo rms que experimenta el receptor.

En modelo circular [173] es una extensión del modelo de anillo de dispersores donde los dispersores ahora están ubicados dentro de una región circular de manera aleatoria. Fue pensado para entornos de propagación macro-celdas y se caracteriza por tener una dispersión angular asimétrica entre la estación base y el terminal móvil. Es interesante notar que este tipo de modelo junto con el elíptico permite definir exponentes de atenuación de espacio libre de tal manera que los dispersores con mayor retardo sufren una mayor atenuación, esto no resulta así en los modelos de anillos [174].

## 4.5. Modelos de Canal Estandarizados

### 4.5.0.5. COST

Los esfuerzos Europeos para las comunicaciones inalámbricas fueron canalizados a través de las iniciativas COST (*Cooperation in Science and Technology*). En particular las iniciativas COST 259 “*Flexible personalized wireless communications*” (1996–2000), COST 273 “*Towards mobile broadband multimedia networks*” (2001 - 2005) y COST 2100 “*Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications*” (2006–2010) que tuvieron como objetivos desarrollar modelos de canal con características de propagación doblemente directivas que resultaban apropiadas para la simulación de algoritmos de antenas inteligentes y sistemas MIMO.

El modelo COST 259 [175, 176] es un modelo físico direccional que fue establecido para simulación de sistemas de comunicaciones con múltiples elementos de antenas en ambos extremos del enlace. Modela la dispersión angular y de retardo en ambos extremos del enlace como así también el impacto conjunto de los efectos, tanto de pequeña escala como de gran escala del canal. Abarca múltiples escenarios macro-celda como microcelda e inclusive picoceldas. Los enfoques de modelado de pequeña escala y gran escala son distintos y se abordan por separado en distintas capas de abstracción.

- En la capa más alta de se configuran los escenarios, agrupados por similitudes en los entornos de propagación, i.e. escenarios urbanos, suburbanos, etc..
- En la segunda capa se modelan efectos de gran escala no-estacionarios. Esto es, cambios en las características de propagación a medida que el terminal móvil se desplaza (se consideran grandes desplazamientos,  $100\lambda$  o más). Los efectos de gran escala son modelados a través de funciones de densidad de probabilidad que varían sus parámetros en función de los escenarios considerados. Entre las características modeladas se puede mencionar la aparición/desaparición de grupos de dispersores ubicados a gran distancia, ensombrecimiento, cambios en las dispersiones AoA y cambios en las dispersiones de retardo.
- La capa más baja modela los efectos de pequeña escala causados por el entorno multitrayecto. Las estadísticas de esta capa son determinados por las estadísticas de los efectos de gran escala.

El modelo, aunque de características generales, presenta dos restricciones importantes. Por un lado, los dispersores son considerados estacionarios de tal manera que las variaciones temporales del canal son debidas exclusivamente al movimiento del terminal. En segundo lugar, las atenuaciones por retardos son modeladas como variables aleatorias complejas Gaussianas, lo que implica considerar una gran cantidad de componentes multitrayecto para un retardo particular; una condición que no es bien reflejada en algunos escenarios.

El modelo COST 273 [177] puede ser visto como la extensión doblemente direccional de COST 259, donde se incluyó información de la dispersión angular conjunta entre transmisor y receptor. En base a esto, los grupos de dispersores son implementados de tal manera que incluyan diferentes mecanismos de dispersión en función de su ubicación espacial. Los mecanismos incluidos son, de interacción local mediante la ubicación de dispersores alrededor del transmisor/receptor con una gran dispersión angular, de interacción simple mediante un grupo de dispersores que sostienen una relación geométrica entre Tx/Rx y los de múltiple interacción implementados mediante el concepto de *grupo de dispersores gemelos*. En la Fig.4.1 se ilustra la estructura general de dispersores del modelo.

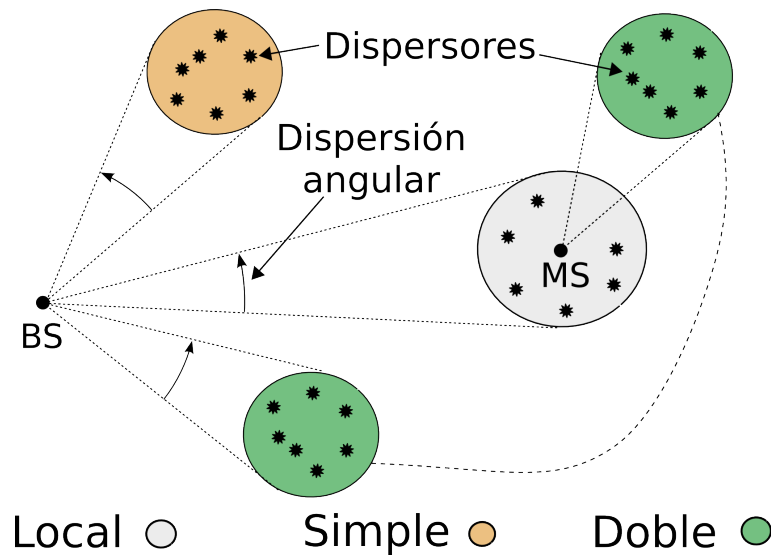


Figura 4.1: Estructura general del modelo COST

Los grupos de dispersores de *interacción local* se ubican alrededor de cada extremo del enlace, según el escenario en particular. Los grupos de dispersores de *interacción simple* son ubicados de manera aleatoria en el plano, una vez ubicados permanecen fijos espacialmente. Existe una región de visibilidad definida en el modelo que permite que estos grupos de dispersores se muestren activos o no. Los direcciones de arribo/salida y los retardos son calculados por medio de relaciones geométricas. Los grupos de dispersores de *múltiples interacciones* son modelados a través del concepto de grupos de dispersores gemelos *twin-cluster*. Cada grupo físico de dispersores es dividido a su vez en dos grupos, uno correspondiente al transmisor y otro correspondiente al receptor. La descripción de estos grupos de dispersores se realiza en base a AoA, AoD y sus correspondientes dispersiones de manera idéntica. Estas descripciones de dispersores son conectadas por medio de un retardo de enlace. De esta manera ángulos de arribo y salida se mantienen relacionados estocásticamente, pero no existe relación geométrica entre ellos (como en el caso de interacción simple).

La CIR es obtenida, luego, como la superposición de todos los trayectos correspondientes a los grupos de dispersores activos determinados por la posición del MS. La amplitud de cada trayecto es determinado de manera conjunta mediante su correspondiente atenuación de espacio libre, los parámetros de gran escala (AoA, AoD, sus dispersiones y dispersiones de retardo) asociados al grupo de dispersores al que pertenece y sus propios parámetros de pequeña escala. La CIR puede luego ser combinada con información de dirección espacial de la antena para formar la matriz de canal MIMO.

Los modelos COST tratan de combinar tres ideas en un mismo concepto, grupos de dispersores, región de visibilidad y variación temporal del canal. Los grupos de dispersores locales junto con los de simple y doble interacción son ubicados de manera estocástica en el área de simulación de tal manera que sigue una distribución media de Poisson. La región de visibilidad, es un área circular de tamaño fijo que determina la visibilidad de un único grupo de dispersores. Cuando un MS ingresa al área de visibilidad, el grupo de dispersores incrementa de manera gradual su visibilidad. Esto es tenido en cuenta mediante una ganancia con un rango entre 0 y 1. Si el MS está ubicado en un área con múltiples regiones de visibilidad solapadas, todas ellas son tenidas en cuenta. Esto permite alguna flexibilidad de modelado cuando los extremos del

enlace tienen movimiento permitiendo una transición suave al activar o desactivar los grupos de dispersores correspondientes con sus regiones de visibilidad. Sin embargo, esto implica que la cantidad de grupos de dispersores presente en el modelo es grande, aunque sólo un subconjunto de ellos, variante en el tiempo, esté activo. La variación temporal en este modelo se logra mediante el movimiento de los extremos del enlace (o alguno de ellos) a lo largo de una ruta, esto es así debido a que los grupos de dispersores de interacción simple junto con su región de visibilidad se consideran fijos en el espacio.

El modelo COST 2100 [178], extiende el modelo COST 273 para cubrir nuevas técnicas aplicadas a escenarios celulares multiusuario y de comunicación cooperativa. Conserva su estructura de modelado de canal e introduce algunas mejoras. La descripción espacial de los grupos de dispersores ahora incluye dispersión en elevación mediante la definición de un elipsoide espacial. Los semiejes del elipsoide se corresponden con el retardo del grupo de dispersores, el ángulo azimutal y la dispersión en elevación.

COST2100 incluye el comportamiento de la polarización del canal a nivel de grupo de dispersores. Cada grupo de dispersores consta de cuatro componentes de polarización, vertical a vertical (VV), horizontal a horizontal (HH), vertical a horizontal (VH) y horizontal a vertical (HV). Las componentes de polarización pueden ser proyectadas apropiadamente de acuerdo al arreglo de antenas MIMO para formar canales multipolarizados. Las relaciones de potencia entre las cuatro componentes de polarización está caracterizada por una matriz de polarización. Estas relaciones de potencia siguen una distribución lognormal con valor medio y desviación estándar generadas de manera individual para cada componente. Cada componente, además, tiene asignada fase uniforme.

Hasta ahora los modelos consideraban la interacción con los dispersores como especular. Esta simplificación considera que la interacción entre un dispersor y un frente de onda electromagnético produce como resultado un solo trayecto. En realidad, los mecanismos de dispersión son más complejos y no pueden ser descritos totalmente mediante unas pocas componentes especulares con sus correspondientes relaciones geométricas. Las componentes difusas del canal constituyen una componente importante con efectos notorios en los dominios angulares y de retardo. De aquí que unas pocas componentes especulares no resultan suficientes como para capturar este efecto. COST2100 incluye este efecto mediante la superposición de una gran cantidad de componentes especulares con amplitudes, ángulos y retardos modificados, conocidos como "multitrayectos densos" (*Dense Multipath Components*).

Para soportar entornos cooperativos y multiusuarios, COST2100 incorporó características multienlace. Estas características se refieren al comportamiento del canal en enlaces concurrentes entre múltiples BS y múltiples MS todas ellas separadas espacialmente. Mediciones de canal mostraron que diferentes enlaces pueden estar correlacionados aún estando alejados espacialmente. Para tener en cuenta esto y de manera compatible con la estructura de modelado, se define grupos de usuarios comunes a ambos enlaces. El concepto de grupo de usuarios comunes, *common cluster* permite conectar la región de visibilidad para que varias BS puedan ver el mismo grupo de dispersores y de esta manera tener en cuenta este aspecto. En el año 2010, el código fuente para matlab del modelo COST2100 estaba libre para descarga en [ftp.cost2100.org](http://ftp.cost2100.org).

#### 4.5.0.6. IST-METRA/IMETRA

El proyecto METRA (*Project-Multi-Element Transmit and Receive Antennas*) fue un desarrollo industrial, científico y técnico que se llevó a cabo entre Enero del 2000 y Junio del 2001

por entidades como: *Universitat Politècnica de Catalunya, the Center for Personkommunikation of Aalborg University, Nokia Networks, Nokia Mobile Phones, y Vodafone Group Research and Development.*

El principal objetivo del proyecto fue la evaluación de desempeño de terminales multiantena en combinación con el despliegue de antenas adaptativas en la estación base en el contexto de sistemas de comunicaciones UMTS. Para este proyecto se desarrolló un equipo de medición de canal (*channel sounder*) para proveer mediciones multiantena realistas. En base a estas mediciones, se desarrolló un modelo de canal estocástico y validado apropiadamente. El modelo desarrollado también fue evaluado con el objetivo de determinar su correspondiente capacidad. Luego, se determinó el desempeño de los enlaces en base a diferentes esquemas de configuración y procesamiento para ambos modos de transmisión especificados en UTRA FDD y TDD. Este desempeño se determinó en base a simulaciones sistémicas que ilustraron los beneficios que ofrece la configuración MIMO a los operadores de redes.

En el proyecto también se estudio la relación de implementación vs desempeño de las estaciones bases y los dispositivos terminales, aspecto de gran interés para la industria de manufactura y los operadores de red. Finalmente y a partir de los resultados obtenidos, se realizaron aportes a los estándares pertinentes de los 3GPP *working groups* (ej. Características y desempeño de modulaciones adaptativas).

El modelo MIMO METRA es un modelo estocástico de dos fases que no depende de una descripción geométrica del entorno bajo estudio. La información de la correlación espacial colapsa en un par de matrices, una para cada extremo del enlace. Los elementos que componen estas matrices son coeficientes de correlación entre elementos de antenas correspondientes a cada extremo del enlace. Estas matrices se combinan mediante un producto Kronecker para generar la matriz de correlación del canal. A partir de esta matriz de correlación del canal, la generación de los taps del canal que alimenta a un filtro FIR (*tapped delay line*) que modela la respuesta del mismo, se logra por medio de una matriz coloreada. Esta última obtenida de la factorización de Cholesky de la matriz de correlación de canal, en la Fig 4.2 se puede apreciar el flujo de generación. La relación entre los valores de la matriz de correlación de canal y el entorno a simular, se logra con la elección de las distribuciones angulares de arribo y salida (AoA, AoD). La dinámica temporal del modelo es gobernada a través de la elección de la máxima frecuencia Doppler y su densidad espectral de potencia (PSD)

El proyecto I-METRA (*Intelligent Multi-Element Transmit and Receive Antennas*) es la evolución del proyecto original METRA con el objetivo de incorporar análisis, simulación y desarrollo de tecnología de sistemas MIMO adaptativos en transmisión. El mayor énfasis fue en la incorporación de capacidades reconfigurables en la red, incluyendo la estación base y los terminales móviles con el objetivo de permitir que se auto-ajusten automáticamente al tráfico de usuario según las condiciones de canal. La extensión del proyecto original sirvió para investigar la aplicación potencial de esa tecnología en sistemas futuros (*beyond 3G*):

#### 4.5.0.6.1. Principales características

- Cuantificación de la mejora de desempeño provista por la tecnología adaptativa de MIMO en términos de incremento de *data rates* y eficiencia espectral.
- Evaluación de la habilidad del sistema para ajustarse automáticamente a diferentes requerimientos de escenario, usuario o condición de canal.



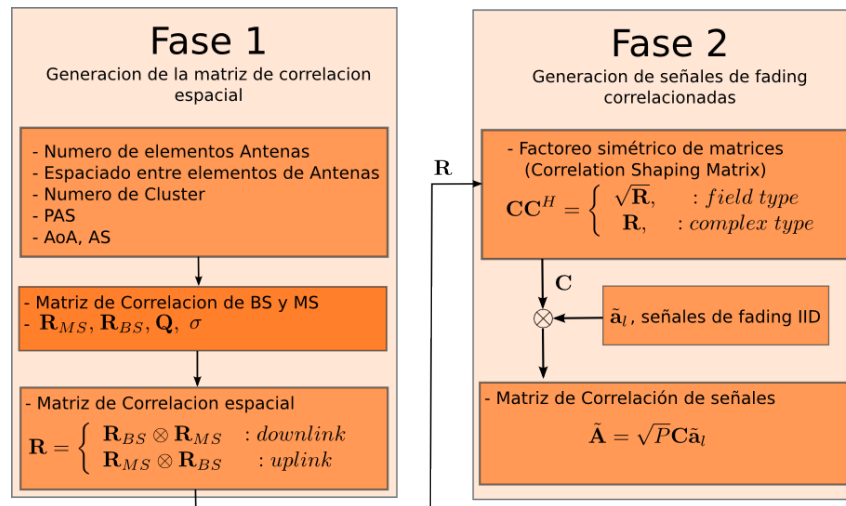


Figura 4.2: Generación de taps en el modelo METRA.

- Impacto de las técnicas propuestas en términos de complejidad de arquitectura de hardware y software de la estación base y los terminales móviles.
- Compatibilidad de las técnicas propuestas con las especificaciones 3Gpp de ese momento , como así también la factibilidad de incorporarlas en las posteriores versiones del estándar.
- Impacto de la configuración **MIMO** en el terminal móvil y la estación base. Como así también en el desempeño de aquellas tecnologías de transmisión consideradas esenciales en el sistema *beyond 3G* (HSDPA and HSUPA).

Una de las mayores fortalezas de este modelo estocástico de canal **MIMO** es que el conjunto de parámetros de entrada que necesita es pequeño. Específicamente,

- Ganancias de potencia de la matriz de correlación de canal.
- 2 matrices de correlación, que describan las propiedades de correlación a ambos extremos del enlace (Modelo Kronecker).
- La densidad espectral de potencia asociada a esos canales.

Estos parámetros pueden hallarse a partir de mediciones o datos publicados. Sin embargo, en ciertos escenarios el modelo no es capaz de recrear las condiciones de entorno y otorgar los valores de capacidad esperados [165]. Estos escenarios se dan en túneles o pasillos muy largos y son conocidos como *key-hole*, en donde la matriz de canal resulta de rango reducido.

#### 4.5.0.7. 3GPP/3GPP2 SCM Spatial Channel Model

El consorcio industrial que llevaba adelante la tercera generación de estándares de comunicación móvil requería por aquel entonces la definición de un cuerpo de trabajo común (Escenarios de referencias y consideraciones) sobre los cuales evaluar las tecnologías propuestas. El grupo que llevo adelante este trabajo fue el *SCM Ad Hoc Group (AHG) in 3GPP and 3GPP2* [179]. Tenían como objetivo especificar los parámetros espaciales del modelo de canal y

desarrollar un procedimiento para el modelado de canal que fuera común para ambas organizaciones. Los modelos 3GPP/3GPP2 fueron desarrollados específicamente para la simulación de redes de tercera generación con un ancho de banda de 5MHz en escenarios macro-celdas urbanos, macro-celdas suburbanas y microceldas urbanas [155]. Los modelos desarrollados tienen dos partes, el modelo de calibración y el modelo de simulación.

El modelo de calibración es un abordaje simplificado (*Cluster Delay Line*) cuyo propósito es verificar la validez de la simulación de implementaciones. Esto fue necesario para comparar la implementación de un mismo algoritmo por diferentes compañías. La comparación del desempeño de los algoritmos en los modelos de calibración de canal permitía evaluar fácilmente si ambas implementaciones eran equivalentes. Este modelo de calibración podía implementarse como un modelo físico (extensión espacial de la Recomendación ITU-R M.1225) o de manera analítica.

El modelo de simulación, por otro lado, es un modelo genérico (misma estructura para todos los entornos de propagación) que fue desarrollado específicamente para evaluación de desempeño. Distingue tres tipos de escenarios, urbano macro, suburbano macro y micro urbano. La metodología de simulación de este modelo se realizó mediante secuencias de corridas de simulación, considerando que cada de ellas se realizaba en un período corto de tiempo. El periodo de tiempo debía ser lo suficientemente corto como para justificar que los parámetros de gran escala como la dispersión angular, AoA, AoD, la dispersión de retardo y el ensombrecimiento de la señal (*shadowing*) se mantuvieran constantes. Esta manera de simular los canales es conocido en la literatura como concepto *drop-base simulation* [156].

Los parámetros geométricos del entorno deben ser especificados y básicamente limitan la distancia entre los extremos del enlace y la orientación de la antenas de la estación base. Las pérdidas de propagación de gran escala son calculadas en base a a los modelos de COST 231 [124], modelo de Hata para macro-celdas y modelos Walfish-Ikegami para Microceldas.

Para todos los escenarios se considera la existencia de 6 grupos de dispersores (*cluster*) y en cada uno 20 trayectos. Todos los grupos de dispersores tienen asignada la misma dispersión angular y no presentan dispersión por retardo. Consecuentemente, todos los dispersores, dentro de un grupo, son ubicados determinísticamente alrededor del dispersor central para obtener la dispersión angular especificada. Además, todos los caminos son considerados independientes y caracterizados de manera individual por sus propios parámetros. El modelo SCM, es un modelo basado en rayos, que superpone efectos individuales en base a un perfil global de retardo-potencia, un perfil global angular de potencia y la estructura de antena. El retardo medio de cada cluster es elegido de tal manera que represente a la dispersión de retardo global del modelo. De la misma manera, la posición central de cada grupo de dispersores es elegida de tal manera que represente la dispersión angular global del canal en el Tx y el Rx, correctamente.

Otra característica de este modelo es que no define estructura para el arreglo de antenas que puede desplegar la estación base o el terminal móvil, solo considera que los patrones de radiación de cada elemento son omnidireccionales. Debido al patrón de radiación considerado, el espectro angular de potencia recibido en el móvil puede ser Laplaciano o uniforme. El espectro Doppler de potencia de cada camino no es definido explícitamente; es tácitamente determinado por la dirección de la trayectoria. En cuanto a los efectos de gran escala no permite variaciones continuas de gran escala del terminal móvil aunque si permite diferentes ubicaciones del mismo dentro de la celda. Las señales de interferencia intensa son tratadas como parcialmente correlacionadas, mientras que las débiles son tratadas como espacialmente independientes.

En resumen, hasta aquí el modelo 3GPP SCM model se enfoca en el enlace entre la [BS](#) y

la **MS**. Engloba todos los escenarios posibles en tres casos y tiene la misma estructura espacial para todos los escenarios.

Recientemente (2013 - 2014) [180], el consorcio 3GPP llevó adelante un proyecto para desarrollar un nuevo modelo de canal tomando como base la estructura de superposición de efectos de múltiples grupos de dispersores y metodología de simulación por "drops".

Los entornos objetivos de este modelo son, escenarios Urbanos Macro (3D-UMa) y Urbanos Micro (3D-UMi) con estaciones bases (nNBs) ubicadas en exteriores. Estos escenarios siguen los mismos lineamientos que los definidos en la recomendación ITU-R M.1225. El rango de frecuencias aplicable está ubicado entre 2 GHz y 6 GHz con anchos de banda de hasta 100 MHz. El tamaño de los arreglos de antenas definidos en el modelo se considera despreciable frente a la distancia de correlación de los parámetros de gran escala, como, desvanecimiento por ensombrecimiento, dispersión de retardo, dispersión angular y Factor de Rician.

Con respecto al modelado de antena, se ha considerado en la forma de patrones de radiación 3D sectorizados. En la estación base, en particular, se considera que se puede desplegar uno o más arreglos de antenas con distintas polarizaciones. Dentro de cada arreglo, múltiples elementos de antena, por tipo de polarización, son dispuestos vertical y horizontalmente. Además, los elementos de antenas pueden incorporar hasta 2 tipos de modelos de polarización, con referencia a la distribución de potencia del frente de onda, constante y cruzado (*slanted*). Polarización constante, la potencia del frente de onda se distribuye entre las direcciones de polarización de manera independiente de la ubicación relativa del receptor (independiente de los ángulos de azimuth y elevación del terminal móvil relativos a la dirección del haz principal del arreglo transmisor). El segundo modelo de polarización, cruzado, la distribución de potencia entre las direcciones de polarización cambia en función de la ubicación del receptor. La elección de que modelo usar en cada situación particular dependerá del tipo de patrón de radiación de antena desplegado en la estación base que se quiera simular.

En este modelo se considera que el canal presenta mecanismos de desvanecimiento lento y mecanismos de desvanecimiento rápido, de manera similar a SCM. La extensión a tres dimensiones, en la generación de parámetros de gran escala, viene de la mano de incorporar distintos tipos de probabilidades de atenuación para cada tipo de situación urbana que se presenta (Usuarios en el mismo edificio a distintas alturas por ejemplo).

Posteriormente, los parámetros de pequeña escala son generados de manera similar a SCM, donde la novedad es la incorporación de la información de ángulos de arribo/salida en la dirección del zenith, (*ZoA*, *ZoD*, *Zenith Angle of Arribal/Departure*), junto con la información de dispersión del mismo que tiene en cuenta los desplazamientos de valor medio por efecto de las difracciones en la punta de los edificios, es decir resulta fuertemente dependiente de la información que se provee en la generación de los parámetros de gran escala.

En resumen, la extensión a 3 dimensiones del modelo 3GPP, reutiliza la metodología de SCM con la incorporación de la información en elevación. Esta información presenta una fuerte dependencia con la altura del terminal móvil y determina el comportamiento del espectro angular en elevación.

#### **4.5.0.8. IEEE 802.11n/ac**

El modelo de canal IEEE 802.11n [181] fue desarrollado para entornos de interiores en la banda de 2GHz y 5GHz con foco en MIMO y propagación inalámbrica de banda ancha.

En base a resultados de campañas de medición en las dos bandas mencionadas se desarrolla-

ron modelos que representan varios escenarios, como pequeñas y grandes oficinas, residencias y espacios abiertos, todos ellos con componentes LOS y NLOS. A partir de esto se especificaron seis entornos (A-F), con dispersiones de retardo creciente y otros parámetros específicos a cada escenario.

El modelo TGn 802.11 es un modelo físico que usa un enfoque estocástico-analítico. La respuesta direccional es descrita como una suma de grupos de dispersores. Cada uno de estos grupos es representado por hasta 18 coeficientes de retardo (separados por al menos 10 nanosegundos) donde a cada coeficiente le es asignado una DoA y un espectro angular Laplaciano truncado con una dispersión angular entre 20 y 40 grados. El número de grupos de dispersores varía entre 2 y 6 asignados a cada escenario en base a los resultados empíricos. El modelo es implementado mediante una estructura de línea de retardos de hasta 18 taps, perfil de potencia exponencial y dispersión global de retardo variable entre 0 y 150 nanosegundos.

La parte central del modelo es que la matriz de canal MIMO, para cada tap, es generado como una suma de dos matrices que representa la componente LOS y la componente NLOS. La componente LOS es calculada en base a modelos de atenuación de espacio libre (apropiadamente para cada banda) y la matriz de componente NLOS es calculada en base al enfoque Kronecker. Las matrices de correlación en transmisión y recepción son calculadas en base al espectro angular de potencia y la geometría del arreglo de antenas.

La evolución temporal del modelo está pensada para emular el movimiento de los dispersores. El espectro Doppler sigue una distribución Gaussiana (*bell-shape*) para bajas frecuencias Doppler y picos de alta frecuencia Doppler (opcional) para emular el paso de vehículos a gran velocidad.

Como característica adicional modela variaciones temporales causada por la luz de tubos fluorescentes. Esto es tenido en cuenta modulando varios coeficientes (taps) de canal para recrear artificialmente una modulación en amplitud.

La extensión del modelo 802.11n, 802.11ac [182], incorpora varias características para superar el Gbps de tasa de datos. Las dos más importantes son: la combinación de canales (*channel bounding*), (contiguos o no contiguos) y la incorporación de técnicas MIMO multiusuario. Para que estas características fueran operativas, se modificaron varias características del modelo de canal original. Sin embargo, la esencia es la misma se continua utilizando el modelo de correlación Kronecker. Los principales cambios tienen que ver con el aumento de ancho de banda en el que ahora opera en 40 MHz, 80 MHz y hasta 160 MHz. Para esto se definió un máximo de 10ns de separación entre taps del perfil de retardo potencia, y 2.5 ns para el caso de 160 MHz.

Se incorpora modelos de polarización para los elementos de antena con valores de aislación de polarización de hasta 10 dB entre canales que representan transmisiones entre antenas con polarización ortogonal. Y correlación nula para elementos de antenas polarizadas ortogonalmente.

Para tener en cuenta los múltiples enlaces, se generan AoA y AoD como en el modelo TGn y luego por cada usuario se aplica un offset angular uniforme de  $\pm 180^\circ$  (aplicado a cada tap LOS y a cada grupo de dispersores NLOS).

#### 4.5.0.9. WINNER

El proyecto WINNER *Wireless World Initiative New Radio I* (2004-2005) buscaba definir la siguiente etapa de evolución de las comunicaciones inalámbricas móviles *Beyond-3G* especificando un ancho de banda operativo de hasta 100 MHz por canal de radio, con preferencia

en alguna porción del espectro entre 2GHz y 6GHz. Las investigaciones que llevaron a cabo pretendían en determinar la factibilidad de utilización de ciertos parámetros de comunicación como, la codificación, la máxima tasa de símbolos, la utilización de múltiples antenas en ambos extremos del enlace, entre otros. Para determinar esto, los trabajos estarían basados en simulaciones y luego validadas por campañas de medición. Al momento de comenzar no existía un modelo de canal apropiado (o consensuado) para evaluar los parámetros de los sistemas de comunicación especificados. Por lo tanto, en ese momento, el desafío era crear un modelo de canal con características balanceadas entre realismo de comportamiento y baja complejidad computacional.

En su primera etapa el proyecto WINNER estuvo enfocado en actividades de modelado de canal. Por necesidad de resultados inmediatos, se adoptó el modelo de 3GPP SCM para escenarios de exteriores, *outdoor* y el modelo IEEE 802.11 para escenarios de interiores. Debido a las limitaciones de ancho de banda y rango de frecuencia, el modelo SCM tuvo que ser extendido para alcanzar las especificaciones requeridas. La extensión del ancho de banda, a 100MHz, se realizó mediante la introducción del concepto de la dispersión de retardo intra-grupo [183], *Intracluster delay spread*. Además, se incluyó soporte para frecuencias en la banda de 5GHz mediante la modificación de las atenuaciones de espacio libre correspondiente. También, se introdujo la capacidad de describir la evolución temporal de los parámetros de pequeña escala junto con la evolución temporal del efecto de ensombrecimiento (*shadowing*). Este modelo se conoció como SCM-Extended (SCME) [184] y una versión reducida de este modelo fue adoptada en la estandarización de 3GPP LTE, *3GPP Long Term Evolution* [156].

Los resultados obtenidos en esta primera etapa, no fueron satisfactorios para las especificaciones de escenarios, inclusive con las modificaciones introducidas. El comportamiento de la correlación en frecuencia del modelo SCM (diseñado originalmente para sistemas CDMA de 5 MHz de ancho de banda) indicaba potenciales problemas cuando el modelo pretendía ser aplicado a sistemas OFDM, pensados para un ancho de banda de 20 MHz [185]. Esto llevó a desarrollar nuevos modelos de canal espacio-temporal dentro del proyecto de dos fases, WINNER I y WINNER II (2005-2007). Estos modelos se describen en [186] y [185, 187].

La estructura de simulación estos modelos resultó similar a los de 3GPP SCM junto con el enfoque genérico de modelar todos los escenarios con la misma estructura espacial. Se definieron dos tipos de modelos para cada escenario. Un modelo genérico multi-enlace para simulaciones a nivel de sistema y un modelo de variabilidad reducida, con parámetros de pequeña escala fijos (CDL, *Clustered delay line*) orientado a simulaciones de calibración. La manera de simular era la misma que 3GPP SCM pero, para considerar la correlación entre subsecuentes corridas (*drops*), los parámetros de gran escala ahora presentaban algún nivel de correlación.

Los grupos de dispersores ahora podían variar entre 4 y 20, mientras que el número de trayectos en cada cluster se mantiene en 20. Además, la dispersión angular se mantuvo constante y la posición azimutal de cada camino dentro del grupo de dispersores estaba tabulado. Una suposición importante en el modelo es que el espectro azimutal angular compuesto tiene distribución Gaussiana circular *wrapped Gaussian* or *Von Mises*. Por esa razón, las dispersiones angular y de retardo son elegidas de tal manera que coincidan con la distribución compuesta.

Una novedad introducida en el modelo de WINNER II es que los grupos de dispersores más potentes presentan dispersión de retardo. Esto se logró mediante la separación de cada uno de ellos en tres sub-grupos donde se le otorgó un retardo constante de 5 ns entre los trayectos de cada sub-grupo. Además, los enlaces LOS fueron considerados con mas detalles que en el modelo SCM, i.e. en función de los escenarios considerados, las pérdidas de espacio libre ahora

son calculadas por distintas fórmulas. La continuación de la primera etapa continuó perfeccionando los modelos para los objetivos iniciales. De esta manera, la segunda fase, WINNER II, resultó en un modelo para todo propósito que podía ser parametrizado para una gran cantidad de escenarios. Un detalle a mencionar es que se hizo fuerte hincapié en los parámetros globales del entorno, mientras que los grupos de dispersores, aunque variable, muestran todos el mismo tamaño. Consecuentemente, el comportamiento del canal puede alejarse de la realidad en entornos de interiores (insuficiente cantidad de trayectos).

WINNER+ (2008-2010) [188] tenía como objetivo desarrollar, optimizar y evaluar los modelos de canal desarrollados en WINNER I y II en función del estado de los requerimientos de las especificaciones de IMT-Advanced de la UIT (ITU-R M.2135-1, 12/2009). El proyecto contribuyó a con propuestas para la definición de los requerimientos de IMT-Advanced, especialmente en el marco de 3GPP LTE-Advanced [189]. Los modelos de WINNER II fueron extendidos a 3 dimensiones incluyendo información de la elevación tanto en la estación base como en el terminal móvil. Otra extensión en los canales fue el incremento del rango de frecuencia de los modelos, ahora desde 450 MHz hasta 1000 MHz. Se realizaron mediciones que soportan esta extensión en el rango de 500 – 800 MHz. Luego, mediante extrapolación se extiende el rango total desde 450 MHz hasta 2000 MHz

## 4.6. Métricas de Desempeño

Para evaluar y comparar distintos modelos de canal MIMO, es necesario disponer de métricas que permitan cuantificar el potencial de los mismos en términos de ganancia de diversidad y multiplexación. Oestges [155], menciona que las métricas deberían estar basadas en las características de propagación obteniendo así información de la estructura espacial del entorno de propagación. Sin embargo, las métricas resultan dependientes del patrón de radiación de los elementos de antena, dado que un canal MIMO resulta de la combinación de un entorno de propagación con distribuciones angulares de energía en ambos extremos del enlace y despliegue de arreglos de antenas también a ambos extremos del enlace. Por otro lado, la mayoría de las métricas no cubren todos los aspectos característicos de un canal MIMO de manera simultánea. Esto lleva a una serie de definiciones de métricas para cada aspecto a evaluarse. A continuación se presenta una revisión de las principales métricas que describen los distintos aspectos de que presenta el canal MIMO.

### 4.6.1. Correlación Espacial

En general las señales recibidas, de cada camino para cada elemento de antena, puede presentar algún parecido estocástico si ellas dependen de la diferencia de distancia recorrida. Considerando un frente de onda plano y para el caso de un arreglo uniforme lineal de antenas cuyos elementos presentan patrones de radiación omnidireccionales de ganancia unitaria, la correlación espacial viene dada por [126],

$$\rho(d) = \int_{-\pi}^{\pi} e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta)} f_{\Theta}(\theta) d\theta, \quad (4.39)$$

donde  $\theta$  es definida con respecto al *boresight* del arreglo y  $f_{\Theta}(\theta)$  es la distribución angular de la potencia de arribo. Como se puede ver de la (4.39) la correlación espacial depende de la

distancia entre los elementos en el arreglo de antenas y la distribución de AoA de los frentes de onda.

#### 4.6.2. Dispersión angular

Esta es una métrica que tiene en cuenta el espectro angular conjunto (Tx y Rx) dado que es conocido que el incremento del espectro angular está relacionado con una disminución de la correlación espacial entre los elementos. Sin embargo, a pesar de que la propagación es doblemente direccional, es típico caracterizar las distribuciones angulares de manera separada [155].

En la literatura se han propuesto varias distribuciones de arriba considerando distintos tipos de escenarios. Para los escenarios celulares la distribución de arriba de las estaciones base suele ser Laplaciana truncada [190], función cosenoidal de  $n$ -ésima potencia, Gaussiana truncada o Uniforme [164], mientras que para los móviles se suele adoptar una distribución uniforme de arriba.

En general, la descripción de las DoA y DoD resultan dependientes del escenario considerado, de aquí que al considerarlas independientes se pueda simplificar su descripción a través de valores medios y dispersiones [168]. Aunque resulte práctica, como métrica, la descripción de la dispersión angular a través de valores medios y dispersiones es aplicable sólo a ángulos en dos dimensiones.

Recientemente se ha reportado mediante campañas de mediciones que es posible incrementar hasta un 30 % la capacidad de canal de un escenario dado, considerando el dominio de la elevación [191].

A partir de estos reportes, resulta necesario incorporar métricas que también tengan en cuenta este dominio. Extender de manera directa el uso de métricas angulares 2D en escenarios 3D no resulta conveniente, en primer lugar porque las distribuciones deben establecerse de manera separada en los dominios de azimuth y elevación. En segundo lugar debido a que el espectro angular de potencia es una función periódica, las medidas RMS convencionales no resultan apropiadas para grandes separaciones angulares y deben aplicarse de forma separada cuando existen múltiples grupos de dispersores distinguibles [192]

En el trabajo titulado *three-Dimension Fading channel a survey*, se concluye que son necesarias más campañas de medición y que las mismas tengan en cuenta la elevación en los resultados. Sin embargo, se menciona que aunque las señales se propagan en el mundo real en 3 dimensiones, la resolución de las antenas en el dominio de la elevación es limitada. Esto puede tenerse en cuenta en arreglos de antenas en 3 dimensiones que permitan luego tener en cuenta la correlación en 3 dimensiones. Se menciona que la debilidad de los modelos originales 2D extendidos a 3D asumen que las distribuciones azimutales son independientes de la distribución en elevación. Sin embargo, algún nivel de correlación es esperable dado que los dispersores en 2D son los mismos que en 3D y no es esperable cambios muy marcados.

#### 4.6.3. Multiplexación

El potencial de un canal MIMO de ofrecer ganancias de multiplexación, puede cuantificarse mediante varias métricas,

- la información mutua ergódica,

- la riqueza de multitrayectos *richness multipath*, y
- el número de condición de Demel.

A continuación una breve revisión de los mismos.

La métrica clásica es la **información mutua ergódica** del canal cuando se utiliza asignación de potencia uniforme en el transmisor. i.e.

$$\mathcal{I}_e = \text{E} \left\{ \log_2 \det \left[ \mathbf{I}_{M_r} + \frac{\gamma}{M_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right] \right\}, \quad (4.40)$$

donde  $\gamma$  es la SNR. Claramente, la información mutua depende de la SNR, y cualquier diferencia entre valores medidos y simulados de la información mutua debe referirse a la SNR. La (4.40) es de aplicación general y cuanto mayor sea la información mutua, mejor. Sin embargo, la tractabilidad matemática de este indicador no es sencillo. En particular, Oestges [193] encontró un límite superior para la ecuación (4.40) con expresión reducida, cuando los elementos de la matriz de canal son descritos mediante RV Gaussianas Complejas con Simetría Circular.

La **riqueza multitrayecto**, es definida como el promedio de la suma de los logaritmos de los autovalores de la matriz  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ , i.e.

$$N(\gamma) = \sum_{k=1}^p \log_2(\lambda_k), \quad (4.41)$$

donde  $\lambda_k$  es el  $k$ -ésimo autovalor no nulo de la matriz  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ . Se relaciona con la información mutua de manera casi directa, a medida que la SNR crece, la ecuación (4.40) tiende a la expresión (4.41) de la riqueza multitrayecto, salvo una constante.

El **número de condición de Demel** es una relación entre el autovalor más grande y el autovalor más pequeño de la matriz  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ . Su valor medio es un indicador de la ganancia de multiplexación MIMO. i.e.

$$\mathcal{V}_D = \frac{\max_k(\lambda_k)}{\min_k(\lambda_k)}, \quad (4.42)$$

donde el valor unitario refleja que no es posible extraer ganancia de multiplexación.

#### 4.6.4. Diversidad

El desempeño de sistemas de comunicaciones sobre canales MIMO es fuertemente afectado por el parecido estocástico entre los canales paralelos configurados en ambos extremos del enlace. Por ejemplo, la codificación espacio temporal es favorecida cuando existen un desvanecimiento temporal de baja correlación (Diversidad-Multiplexación), mientras que la posibilidad de explotar ganancia de potencia se incrementa cuando el nivel de correlación aumenta. Esta conexión entre las ganancias potenciales de un canal MIMO es lo que motivó a varios investigadores a buscar alguna descripción del comportamiento del canal, en términos de Diversidad-Multiplexación-Potencia. El grado de diversidad que un canal MIMO puede ofrecer está intuitivamente relacionado con la distribución de los autovalores de la matriz de correlación en recepción,  $\text{E}\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\}$ , o de manera equivalente a la varianza de la RV  $\|\mathbf{H}\|_F^2$ . Una métrica que caracteriza la dispersión de la distribución de  $\|\mathbf{H}\|_F^2$  y que resulta inversamente proporcional a ella y es conocida como *diversidad efectiva* del canal y fué propuesta por Ivrilac en el 2003 [194].



La métrica de diversidad efectiva viene dada por

$$N_{div} = \left[ \frac{\text{Tr}(\mathbf{R})}{\|\mathbf{R}\|_F} \right]^2, \quad 1 \leq N_{div} \leq L_{div} \quad (4.43)$$

donde  $\mathbf{R} = \text{E} \{ \text{vec} \mathbf{H} \text{vec} \mathbf{H}^H \}$  es la matriz de correlación y  $\|\cdot\|_F$  denota la norma de Frobenius. Esta métrica fué definida originalmente para modelos de canal MIMO de banda angosta con desvanecimiento Rayleigh y puede tomar valores de 1 hasta  $L_{div}$ . Donde el valor unitario significa que la cuantificación de diversidad es nula y  $L_{div}$  denota la máxima diversidad. En otras palabras, a menor dispersión de autovalores mayor medida de diversidad.

Teniendo en cuenta los autovalores de la matriz de correlación la ecuación (4.43) se puede expresar de la siguiente manera:

$$N_{div} = \frac{[\sum_k \lambda_k(\mathbf{R})]^2}{\sum_k \lambda_k^2(\mathbf{R})} = \frac{M_t^2 M_r^2}{M_t M_r + \sum_{k,l=1, k \neq l} |\mathbf{R}(k,l)|^2}, \quad (4.44)$$

donde  $\lambda_k(\mathbf{R}_R)$  es el  $k$ -ésimo autovalor de la matriz  $\mathbf{R}_R$  y el denominador resulta descompuesto en dos términos: El valor esperado de la norma frobenius del canal y las contribuciones de todos los coeficientes de correlación que componen la matriz de correlaciones del canal  $\mathbf{R}$  (coeficientes de correlación en transmisión, recepción y los cruzados). En particular, es fácil de ver que el caso de un canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh iid la ecuación (4.43) es maximizada alcanzando el valor de  $L_{div} = M_t M_r$ .

La métrica de diversidad efectiva fué extendida posteriormente a canales con desvanecimiento Rician. A partir de que la ecuación (4.43) puede ser expresada como

$$N_{div} = \frac{[\sum_k \lambda_k(\mathbf{R}_R) + K \text{vec}(\bar{\mathbf{H}})^H \text{vec}(\bar{\mathbf{H}})]^2}{\sum_k \lambda_k^2(\mathbf{R}_R) + 2K \text{vec}(\bar{\mathbf{H}})^H \mathbf{R} \text{vec}(\bar{\mathbf{H}})} \quad (4.45)$$

donde  $\bar{\mathbf{H}}$  es la componente LOS de la matriz de canal y los términos adicionales tienen en cuenta la geometría de la componente Rician relativa a la geometría de  $\mathbf{R} = \mathbf{R}_R \odot \mathbf{R}_T$ .

#### 4.6.5. Estacionareidad

En aquellos modelos basados en procesos estocástico, es común la suposición que la distribución sea estacionaria en sentido amplio y que los procesos correspondientes a diferentes obstáculos sean no-correlacionados (WSSUS). Si estas suposiciones son validas, entonces las estadísticas de segundo orden se mantienen constantes en el dominio temporal y el frecuencial. Considerando que la estructura espacial del entorno de propagación se corresponde directamente con las estadísticas del canal tiene sentido relacionar la estacionareidad con las variaciones temporales y frecuenciales de la estructura espacial del mismo. Basado en estas consideraciones Herdin, et al [195] propone una métrica de evaluación de estacionareidad que la denomina *Distancia de correlación matricial* (*Correlation Matrix Distance - CMD*) y se define como:

$$d_{corr}(\mathbf{R}, \mathbf{R}') = 1 - \frac{\text{tr}\{\mathbf{R}, \mathbf{R}'\}}{\|\mathbf{R}\|_F \|\mathbf{R}'\|_F}, \quad (4.46)$$

donde  $\mathbf{R}$  y  $\mathbf{R}'$  son las matrices de auto-correlación del canal calculadas en momentos distintos. El indicador resultante  $0 \geq d_{corr}(\mathbf{R}, \mathbf{R}') \geq$  se acerca al valor nulo cuando las matrices son

idénticas y difieren cuando las matrices resultan distintas. Si se formula de otra manera la (4.46) se puede escribir como

$$d_{corr}(\mathbf{R}, \mathbf{R}') = 1 - \frac{\text{vec}\mathbf{R}\text{vec}\mathbf{R}'}{\|\text{vec}\mathbf{R}\|_2\|\text{vec}\mathbf{R}'\|_2}, \quad (4.47)$$

en base a esta re formulación es posible interpretar que este indicador mide la "ortogonalidad" entre las matrices  $\mathbf{R}$  y  $\mathbf{R}'$  en un espacio de dimensión  $n \times n$ . Si se realiza un descomposición en autovalores y autovectores de la (4.46) se pueden observar algunos aspectos, esto es

$$\begin{aligned} \mathbf{R}\mathbf{R}' &= (\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H) (\mathbf{U}'\mathbf{\Lambda}'\mathbf{U}'^H), \\ &= \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{U}' \end{aligned} \quad (4.48)$$

donde

$$(\mathbf{D})_{i,j} = \mathbf{u}_i^H \mathbf{u}'_j \lambda_i \lambda'_j, \quad (4.49)$$

donde  $(\cdot)_{i,j}$  denota el elemento  $ij$  de la matriz.  $\lambda_i$  y  $\lambda'_j$  denotan los autovalores de  $\mathbf{R}$  y  $\mathbf{R}'$  y  $\mathbf{u}_i$  y  $\mathbf{u}_j$  denotan la  $i$ -ésima y la  $j$ -ésima columna de  $\mathbf{U}$  y  $\mathbf{U}'$ , respectivamente. Esto significa que la matriz  $\mathbf{D}$  podría ser cero si cada par de eigenvectores resulta ortogonal o si algunos de los autovalores se anula. Esta propiedad de la CMD la hace útil para investigar si la estructura espacial del canal y por ende sus estadísticas han cambiado significativamente.

Una variante de este tipo de métrica fue propuesta por McNamara, et al [196] en el contexto de una campaña de medición de entornos de propagación de interiores que sirvió como base para el desarrollo y parametrización de un modelo estocástico, cuya salida fue comparada con los datos empíricos relevados de esta manera,

$$\psi = \frac{\|\mathbf{R} - \mathbf{R}'\|_F}{\|\mathbf{R}\|_F} \quad (4.50)$$

donde, este caso,  $\mathbf{R}$  es la matriz que proporciona los datos medidos y  $\mathbf{R}' = \mathbf{R}_{\mathbf{T}\mathbf{x}} \otimes \mathbf{R}_{\mathbf{R}\mathbf{x}}$  es obtenido como una factorización Kronecker de mínimos cuadrados de rango uno a partir de  $\mathbf{R}$ , donde  $\mathbf{R}_{\mathbf{T}\mathbf{x}} \otimes \mathbf{R}_{\mathbf{R}\mathbf{x}}$  son calculados para satisfacer

$$\text{mín} \|\mathbf{R} - (\mathbf{R}_{\mathbf{T}\mathbf{x}} \otimes \mathbf{R}_{\mathbf{R}\mathbf{x}})\|_F. \quad (4.51)$$

#### 4.6.6. Distribución de autovalores

La distribución de autovalores de la matriz  $\mathbf{H}$  exhibe propiedades importantes del comportamiento del arreglo de antenas y del canal [197]. La descomposición en valores singulares (*Singular Value Decomposition-SVD*) de  $\mathbf{H}$  es una manera apropiada de diagonalizar la matriz y encontrar sus autovalores [198]. En este contexto el orden de diversidad capaz de ofrecer el canal está indicado por la traza de la matriz  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  o también como  $\|\mathbf{H}\|_F^2$  cuya media alcanza un valor de  $L_t L_r$  para el caso de que los elementos de  $\mathbf{H}$  sean variables aleatorias independientes e idénticamente distribuidas con función de densidad de probabilidad Rayleigh. La ganancia de potencia, por otro lado, viene descrita por el valor medio del máximo autovalor de la matriz  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  y se puede mostrar que se encuentra acotado de la siguiente manera:

$$\frac{\mathbf{E}\{\|\mathbf{H}\|_F^2\}}{r} \leq \mathbf{E}\{\lambda_{\text{máx}}\} \leq \mathbf{E}\{\|\mathbf{H}\|_F^2\}, \quad (4.52)$$

donde  $r$  denota el rango de la matriz  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ .

## 4.7. Sumario

En este capítulo se mostraron los principales modelos de canal **MIMO** presentes en la literatura y su evolución a través de la creciente demanda de tráfico de datos inalámbricos. También se describieron las principales métricas de desempeño basadas principalmente en el conocimiento de la matriz de canal instantánea.

De este capítulo debe quedar en claro que, en general las técnicas de procesamiento para comunicaciones son las que demandan aspectos de modelos de canal no existentes en algún momento determinado, como por ejemplo fueron las características espaciales, la posibilidad de explotar la dimensión de elevación, la imposibilidad práctica de desplegar arreglos en los móviles que llevo a considerar elementos polarizados. También desde un punto de vista alternativo, el comportamiento de los usuarios móviles también determina la exploración de nuevos escenarios que a su vez demandan el modelado del comportamiento del canal para esos entornos, ejemplos de estos son las necesidades de consistencia multiusuario, la evolución no-estacionaria del canal a través del arreglo de antena de la estación base, la transición suave entre propagación plana y esférica y la consideración de procesos de Nacimiento y muerte de scatterers.

A partir de lo expuesto, resulta necesario considerar el diseño de sistemas de comunicaciones como un procesamiento conjunto de múltiples señales simultáneas en transmisión, propagación y recepción.



# Capítulo 5

## Modelo de canal MIMO tridimensional

El Capítulo 4 revisó los principios del Canal MIMO y expuso sus potenciales ventajas en la aplicación del mismo a un sistema de comunicaciones respecto a un sistema de comunicaciones SISO. Una de las conclusiones importantes del comportamiento del canal MIMO es que la correlación no nula entre los canales configurados entre pares de elementos de antena, de un canal MIMO particular, en tiempo o espacio, pueden degradar significativamente el desempeño de la capacidad alcanzable de los sistemas de comunicaciones MIMO. La correlación espacial es una métrica estadística del parecido de las señales configuradas entre los elementos de la matriz de canal en cada realización, mientras que la correlación temporal es una métrica estadística del parecido entre realizaciones de la matriz de canal en distintos instantes de tiempo. En la práctica, debido a la longitud del trayecto entre el transmisor y el receptor, la distancia entre elementos de antena del arreglo transmisor y/o receptor debe incrementarse significativamente para obtener una diversidad de caminos de señal [199]. Sin embargo, en ciertos escenarios como los que se configuran en enlaces de comunicaciones *Aire-Tierra de baja altura* con vehículos aéreos autónomos y no tripulados UAV, no se dispone de criterios prácticos de diseño respecto de la longitud de separación entre elementos de un arreglo de antenas con separación uniforme ULA que garantice un canal MIMO con respuestas entre canales no-correlacionadas. Además, la movilidad inherente de estos escenarios genera un estructura espacial de dispersores de señal variante en el tiempo y consecuentemente el canal MIMO configurado de esta manera resulta con un comportamiento típicamente no estacionario.

El análisis y diseño de sistemas de comunicaciones *Aire-Tierra de baja altura* requiere del desarrollo de modelos de comportamiento de canal espacio-tiempo MIMO que permita caracterizar apropiadamente el desvanecimiento estocástico de la envolvente del mismo y permita estudiar completamente las estadísticas del canal. En la literatura existe una considerable cantidad de esquemas de modelado. Entre las opciones de modelado de canal MIMO, los modelos estocásticos que incorporan características geométricas del canal han ganado mucha atención en la comunidad. Esto, se debe a que son capaces de reflejar características de correlación temporal y espacial de una manera precisa y directa. Además, describen de manera sencilla los efectos de la propagación de ondas en el dominio angular en la respuesta al impulso [200, 201]. Como las variaciones de canal que experimenta el receptor son principalmente causadas por el entorno cercano al receptor, es esencial posicionar de manera realista a los dispersores (*scatters*) para obtener un modelo de canal preciso. De esta manera, si existe información del terreno o de la distribución de los dispersores, los modelos de canal con base geométrica-física son preferidos por sobre modelos de distribución teórica no física (e.g. Rayleigh, etc) [37, 156]. En

la literatura, existe una gran cantidad de modelos de canal para enlaces aire-tierra. En [37] se ofrece una completa revisión de los mismos con una vigencia hasta el 2012. Sin embargo, la mayoría de los modelos capturan el comportamiento del canal en sistemas de comunicaciones punto a punto **SISO**, pero no abundan los modelos que puedan ofrecer características espacio-temporales del canal aire-tierra. Recientemente Wentz [202] ha propuesto una extensión multiantena del modelo **SISO** aire-tierra Elipsoidal-Geométrico conocido como *Geometric Air-to-Ground Ellipsoidal-GAGE* para **UAV** operando como reemplazo de celdas celulares, donde se considera que la ubicación de los dispersores responde a una distribución espacial de Poisson y se muestran resultados para arreglos de antenas en paralelo. Casi en paralelo, Blandino [203], propone una extensión multiantena y de banda ancha del mismo modelo original (GAGE) de canal para modelar el comportamiento del canal de radio en determinados escenarios *en-route* y *takeoff/arrival*. En este trabajo, las contribuciones multicamino son modeladas considerando dispersores distribuidos espacialmente de manera uniforme. Estos trabajos, consideran a las contribuciones multicamino provenientes de dispersores ubicados dentro de un área elipsoidal donde el emisor y receptor se encuentran ubicados en los focos de la elipse. Esto significa que las contribuciones que interactúan una sola vez con los dispersores tienen un retardo máximo de arribo al receptor y pueden provenir inclusive de rebotes detrás del transmisor mismo. En enlaces aire-tierra, es difícil sostener que existan contribuciones que provengan detrás del transmisor, o de manera más general, alrededor de la dirección de línea de vista. En escenarios como los que se configuran los vuelos de **UAV** en zonas urbanas, las principales contribuciones multicamino provienen de los dispersores cercanos al receptor, por lo tanto una geometría de dispersores circular resulta apropiada para analizar el efecto de los mismos en el canal **MIMO** de comunicaciones. Cabe notar que escenarios de configuración geométrica similar es compartido por plataformas de comunicaciones ubicadas a gran altitud (*High Altitude Platforms - HAP*), las cuales pueden proveer servicio de comunicaciones inalámbrica a una gran extensión de área geográfica. Para este tipo de plataformas de comunicaciones varios modelos de propagación **MIMO** fueron propuestos en la literatura [204–206].

Las plataformas de gran altura **HAP** tienen la capacidad de proveer servicio de cobertura a un gran área geográfica. Para este tipo de servicio, en la literatura se han propuesto varios modelos de canal que capturan geoméricamente las condiciones del entorno, e incluyen características de elevación [204–206]. Es decir, modelos de 3 dimensiones. La plataforma de comunicaciones de gran altura **HAP** resulta ventajosa, en términos de cobertura inalámbrica, al estar en una posición elevada (hasta 20 km) con respecto a los receptores terrestres. Reducir la altura de vuelo, tiene otras ventajas, aunque existe una reducción de cobertura, la intensidad de la componente **LOS** de la señal se incrementa. Esto, potencialmente, mejora la calidad de una comunicación directa entre los extremos del enlace. Además, el vuelo de un **UAV** en zona urbana a baja altitud, incrementa las posibilidades de que la señal **LOS** sea obstruida o bloqueada por edificios altos. Desde el punto de vista de la comunicación **MIMO**, las obstrucciones de la componente **LOS** pueden resultar beneficiosas dado que el receptor en tierra puede tomar ventaja de esto e incrementar la tasa de datos entre los extremos del enlace. Debido a las similitudes geométricas entre los escenarios **HAP** y **UAV**, varios autores, [207] proponen la utilización de modelos **MIMO** de tres dimensiones, diseñados para aplicaciones **HAP** ya existentes, para su uso en escenarios **UAV**. En estos trabajos, analizan los valores potenciales de capacidad del enlace, el impacto de distintas configuraciones de antenas y otras métricas, pero no dejan en claro si el modelo **HAP** resulta apropiado para aplicarse en escenarios de vuelo **UAV** a baja altura sobre zonas urbanas. Así, nuevos modelos son esenciales en el análisis matemático del impacto de

cualquier parámetro del sistema en el desempeño del mismo y al mismo tiempo debe permitir una comprensión profunda de la descripción estadística de las propiedades del modelo de canal UAV.

En este Capítulo se propone un nuevo modelo de canal MIMO de tres dimensiones del tipo geométrico-estocástico de simple rebote para vehículos aéreos no tripulados. Este modelo es resultado de una completa revisión y confrontación de los supuestos originalmente propuesto por Michailidis y Kanatas [204] para un escenario HAP contra las características que exigen los nuevos escenarios móviles de baja altura donde es necesario desplegar enlaces de comunicaciones Aire-Tierra. Como resultado de este análisis una extensión novedosa del modelo es propuesto en esta Tesis. El modelo propuesto utiliza la banda de frecuencia S (2 – 4 GHz) y considera que los dispersores cercanos al arreglo receptor tienen una distribución no uniforme dentro de un cilindro imaginario. En base al modelo propuesto, se analizan las expresiones de la función de correlación espacio-tiempo, considerando la influencia de varios parámetros como el ángulo de elevación entre el receptor y transmisor, la configuración del arreglo de antenas, la dispersión Doppler y la distribución espacial de los dispersores. Los resultados numéricos demuestran el impacto de estos parámetros en la función de correlación y la capacidad de canal. A partir de estos resultados se derivan criterios prácticos de separación de elementos de antenas que permitan extraer la máxima capacidad del canal.

El resto del Capítulo se organiza de la siguiente manera, en la siguiente sección se revisa brevemente el modelo 3D MIMO-HAP. En la Sección 5.2 se analiza la factibilidad del uso de este modelo en vuelos de baja altura y en zonas urbanas. En la Sección se describe el escenario donde el modelo será testado. En la Sección se muestran resultados numéricos de simulación de distintas métricas del canal y en la Sección conclusion se discuten las conclusiones de este Capítulo.

## 5.1. Revisión del modelo MIMO-3D HAP de referencia

El modelo de canal MIMO-3D propuesto por Michailidis y Kanatas [204], plantea un escenario donde una plataforma de comunicaciones HAP es ubicada a gran altura (típicamente a 20 km), desde donde puede establecer enlace de comunicaciones con un receptor (*Ground Station-GS*) móvil ubicado en tierra. Una de las consideraciones principales de este modelo es que alrededor del HAP no existen dispersores de señal; sólo existen alrededor del receptor móvil ubicado en tierra y se encuentran confinados en un volumen cilíndrico cuyas medidas tienen un gran impacto en el modelo. Otra consideración importante es que los dispersores en tierra no se consideran ubicados de manera isotrópica alrededor del receptor. Con estas consideraciones principales en mente, a continuación se resume los aspectos más importantes del modelo de canal HAP (*High Altitude Platform-HAP*) propuesto por Michailidis *et al* [204].

### 5.1.1. Parámetros del modelo

Este modelo considera que la propagación del frente de onda tiene lugar en escenarios exteriores. En este escenario el frente de onda puede arribar al receptor por trayecto directo, con línea de vista LOS y por trayectos indirectos, mediante un simple rebote NLOS. La descripción del canal MIMO se realiza a través de una matriz  $H$  de dimensión  $L_R \times L_T$  con  $L_R \times L_T$  coeficientes escalares complejos. Cada uno de los elementos de la matriz de canal, representan la respuesta al impulso, variante en el tiempo y en banda base, del canal configurado entre pares

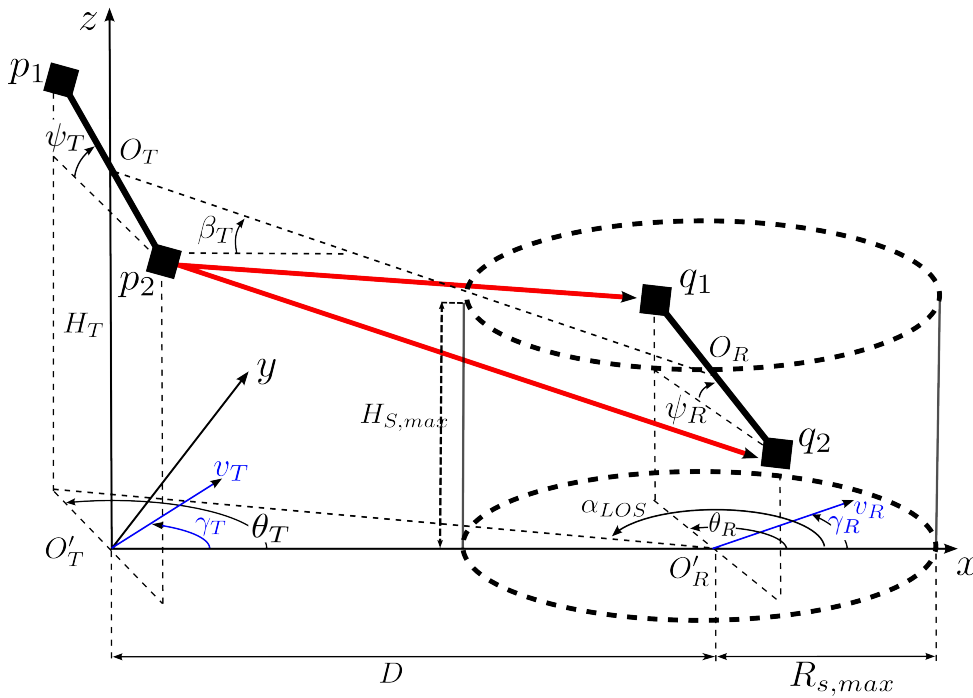


Figura 5.1: Geometría del modelo de canal MIMO 3D . Componente directa (LOS).

de elementos del arreglo de antenas entre el transmisor y el receptor. El escenario geométrico se muestra en la Fig.5.1 y Fig.5.2 para el caso con línea de vista, LOS, y el caso sin línea de vista, NLOS. Para una rápida referencia de las características geométricas de cada caso y definiciones correspondientes a coordenadas Cartesianas, en la Tabla 5.1 se detallan las mismas.

En esta configuración de canal MIMO de dimensión  $L_R \times L_T$ , se utilizan arreglos de antenas en configuración lineal y uniformemente espaciado ULA. La separación entre dos elementos de antena adyacentes del arreglo, tanto en transmisión como en recepción se denotan por  $\delta_T$  y  $\delta_R$ , respectivamente. Las alturas a la que están ubicados los arreglos, tanto en transmisión (Tx) como en recepción (Rx) son denotadas por  $H_T$  y  $H_R$ , respectivamente;  $\theta_T$  y  $\theta_R$  representan los ángulos que describen la orientación del arreglo de antenas, tanto en transmisión como en recepción en el plano  $x - y$ , respectivamente; Y el ángulo  $\psi_R$  describe la elevación de la antena de Rx en relación con el plano  $x - y$ .

En este modelo cilíndrico se considera que el transmisor se encuentra situado a gran altura con respecto al receptor y está libre de dispersores, mientras que el receptor está situado en el tierra y rodeado de dispersores. Se considera que los dispersores que tienen efecto sobre la señal recibida, se encuentran alrededor del receptor confinados dentro de un cilindro de radio  $R_{s,m\acute{a}x}$ . El  $n^{th}$  dispersor es localizado dentro del recinto mediante  $R^{(n)}$ ,  $H^{(n)}$  y  $\alpha_R^{(n)}$  que representan la distancia al centro del arreglo receptor en el plano  $x - y$ , la altura del dispersor y el ángulo azimutal, respectivamente. Además, se considera que  $H_T \gg H_R$  y partir de esto ángulo de elevación del transmisor con respecto al receptor pueden aproximarse como

$$\beta_T \approx \arctan\left(\frac{H_T}{D}\right), \quad (5.1)$$

y considerando que  $H_{S,m\acute{a}x} \gg H_R$ , el ángulo de elevación del  $n^{th}$  dispersor con respecto al



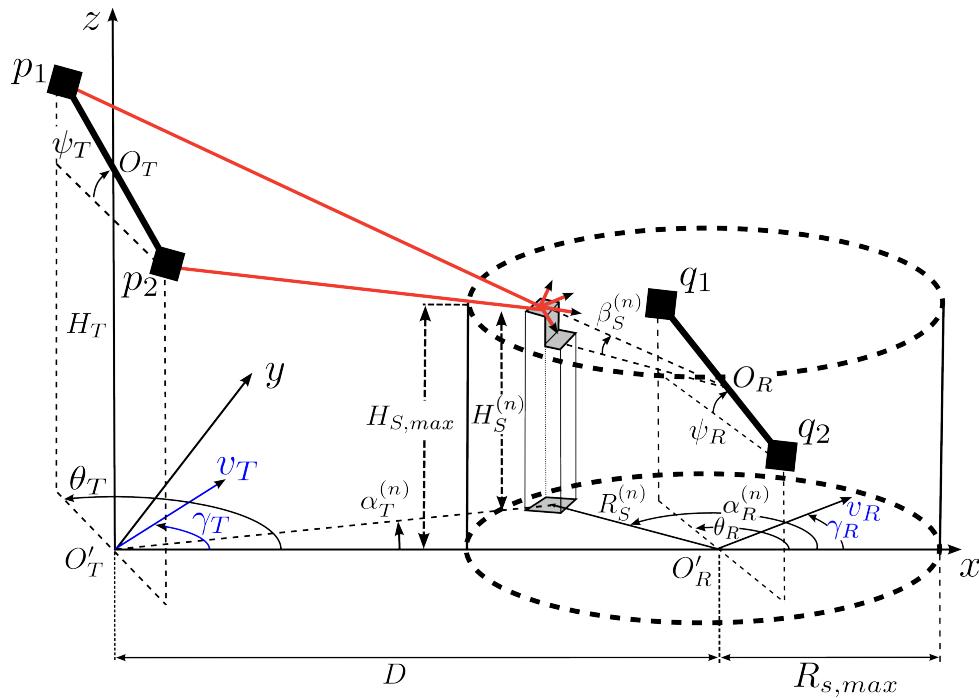


Figura 5.2: Geometría del modelo de canal MIMO 3D . Componente no directa (NLOS).

centro del arreglo receptor,  $O_R$ , puede aproximarse como

$$\beta_s^{(n)} = \arctan\left(\frac{H_s^{(n)}}{R_s^{(n)}}\right). \quad (5.2)$$

Tanto el transmisor como el receptor son considerados en movimiento con velocidad  $v_T$  y  $v_R$  en las direcciones descritas por los ángulos  $\gamma_T$  y  $\gamma_R$ , respectivamente. Considerando que el HAP vuela en describiendo círculos, la velocidad tangencial  $v_T$  está relacionada con la velocidad angular del transmisor como,

$$v_T = \omega RT \quad (5.3)$$

donde  $\omega$  es la frecuencia angular,  $T$  es el periodo y  $R$  es el radio de rotación del HAP. Como consecuencia de la forma del vuelo,  $\gamma_T$  resulta siempre perpendicular al radio de vuelo circular, ( $R$ ). El radio del cilindro que contiene a los dispersores,  $R_{S,max}$  es considerado despreciable frente a la distancia  $D$ , i.e.  $R_{S,max} \ll D$ . Además, se considera que el espacio entre elementos de los arreglos de antenas tanto en transmisión como en recepción,  $\delta_T$  y  $\delta_R$ , resultan despreciables frente a la distancia radial del dispersor más cercano al arreglo receptor, i.e.  $(\delta_T, \delta_R) \ll \min(R_S^{(n)})$ , lo que permite simplificar los distintos ángulos de salida de la componente LOS como:  $\alpha_{LOS} \approx \pi$ .

### 5.1.2. Parámetros de señal

El canal que se configura en los enlaces de comunicaciones aire-tierra con HAP, en general, contienen componentes de señal directa e indirecta. En otras palabras, se espera que el canal se comporte de manera estocástica con distribución Rician, en su forma general. En base a esto, la envolvente compleja del canal, considerado de banda angosta, puede ser descrita como una

Tabla 5.1: Definición de Parámetros del Modelo HAP

Parámetro	Descripción
$L_T, L_R$	Número de elementos de los arreglos de antenas Tx y Rx, respectivamente.
$D$	Distancia (en el plano $x - y$ ) entre los centros de los arreglos de antenas Tx y Rx.
$R_{s,max}, H_{s,max}$	Radio y altura del cilindro que contiene a los dispersores, respectivamente.
$\delta_T, \delta_R$	Espaciamiento entre elementos de antenas de los arreglos Tx y Rx, respectivamente.
$\theta_T, \theta_R$	Orientación de los arreglos de antenas del HAP y del GS en el plano $x - y$ y relativo al eje $x$ , respectivamente.
$\psi_T, \psi_R$	Ángulo de elevación del $p^{th}$ y $q^{th}$ elemento de antena, respectivamente.
$v_T, v_R$	Velocidad del HAP y el GS, respectivamente.
$\gamma_T, \gamma_R$	Dirección de movimiento del HAP y el GS, respectivamente.
$f_{T,max}, f_{R,max}$	Máximo corrimiento de frecuencia Doppler del HAP y el GS, respectivamente.
$\beta_T$	Ángulo de elevación del HAP relativo al centro del arreglo de antenas del GS.
$H_T, H_R, H_S^{(n)}$	Altura del HAP, del GS y del $n^{th}$ dispersor, respectivamente.
$\alpha_{LOS}$	Ángulo de arribo azimutal del trayecto LOS.
$\varphi^{(n)}, g^{(n)}$	Fase aleatoria y amplitud introducida por el $n^{th}$ dispersor, respectivamente.
$\alpha_T^{(n)}, \alpha_R^{(n)}$	Ángulo de arribo azimutal y ángulo de salida hacia/desde el $n^{th}$ dispersor, respectivamente.
$R_s^{(n)}$	Distancia entre el centro del arreglo de antenas Rx y el $n^{th}$ dispersor en el plano $x - y$ .
$\beta_S^{(n)}$	Ángulo de elevación del $n^{th}$ dispersor relativo al centro del arreglo de antenas Rx.
$\Omega_{pq}$	Potencia asociada con el $pq^{th}$ frente de onda.
$K_{pq}$	Factor de Rician del $pq$ sub-canal.

superposición de rayos directos con comportamiento determinístico y rayos indirectos con comportamiento estocástico. Para el canal configurado entre el  $p^{\text{th}}$  elemento del arreglo de antenas transmisora y el  $q^{\text{th}}$  elemento del arreglo de antenas receptora, su respuesta al impulso viene dada por,

$$h_{pq}(t) = h_{pq,LOS}(t) + h_{pq,NLOS}(t), \quad (5.4)$$

donde cada término de la CIR en (5.4) puede escribirse como:

$$h_{pq,LOS}(t) = \sqrt{\frac{K_{pq}\Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d(p,q)} e^{j2\pi t[f_{T,\text{máx}} \cos(\pi - \alpha_{LOS} + \gamma_T) + f_{R,\text{máx}} \cos(\alpha_{LOS} - \gamma_R)]}, \quad (5.5)$$

$$h_{pq,NLOS}(t) = \sqrt{\frac{\Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N g^{(n)} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[d(p,S^{(n)}) + d(S^{(n)},q)]} \\ \times e^{j\varphi^{(n)}} e^{j2\pi t[f_{T,\text{máx}} \cos(\alpha_T^{(n)} - \gamma_T) + f_{R,\text{máx}} \cos(\alpha_R^{(n)} - \gamma_R) \cos(\beta_s^{(n)})]}, \quad (5.6)$$

y,

$$f_{T,\text{máx}} = \frac{v_T}{\lambda}, \quad f_{R,\text{máx}} = \frac{v_R}{\lambda}, \quad (5.7)$$

representan las máximas frecuencias Doppler asociadas al HAP y al GS, respectivamente. Ya que el número de dispersores dentro del cilindro es infinito, es posible aplicar el teorema central del límite al canal configurado,  $h_{pq}(t)$ . Luego, éste resulta modelado por un proceso Gaussiano complejo de paso bajo de media distinta de cero. En él, la componente,  $h_{pq,NLOS}(t)$  es caracterizada por un proceso Gaussiano complejo de media nula y cuya envolvente,  $|h_{pq,NLOS}|$ , resulta con distribución Rayleigh. Mientras que la componente directa,  $h_{pq,LOS}(t)$  es modelada por un proceso determinístico. Como consecuencia, la envolvente del canal configurado,  $|h_{pq}(t)|$ , resulta en un proceso estocástico de Rice.

### 5.1.2.1. Coeficientes de ganancia de canal

La potencia de transmitida en el  $pq^{\text{th}}$  canal es denotada por  $\omega_{pq}$ , de tal manera que

$$\Omega_{pq} = E\{|h_{pq}(t)|^2\} = 1, \quad (5.8)$$

donde  $E\{\cdot\}$  denota al operador de esperanza estadística y  $g^{(n)}$  representa la amplitud del  $n^{\text{th}}$  frente de onda dispersado, tal que

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E\{|g^{(n)}|^2\} = 1, \quad \text{as } N \rightarrow \infty, \quad (5.9)$$

y por lo tanto,

$$K_{pq} = \frac{|h_{pq,LOS}(t)|^2}{|h_{pq,NLOS}(t)|^2}, \quad (5.10)$$

indica la composición de la potencia relativa a la potencia total de la señal, entre las componentes LOS y NLOS. Si el  $\text{máx}(\delta_T, \delta_R) \ll D$ , es razonable considerar que el factor de Rice es el mismo para todos los canales configurados entre elementos de antenas transmisor y receptor.

### 5.1.2.2. Corrimiento de Frecuencia Doppler

El corrimiento de frecuencia depende de la relación geométrica entre las direcciones de movimiento del transmisor y receptor, ( $\gamma_T$  and  $\gamma_R$ ), como así también de las direcciones determinadas por los ángulos de salida y llegada, i.e.

$$f_{T,LOS} = f_{T,m\acute{a}x} \cos(\pi - \alpha_{LOS} + \gamma_T) \approx f_{T,m\acute{a}x} \cos(\gamma_T), \quad (5.11)$$

$$f_{R,LOS} = f_{R,m\acute{a}x} \cos(\alpha_{LOS} - \gamma_R) \approx -f_{R,m\acute{a}x} \cos(\gamma_R), \quad f_{T,NLOS} = f_{T,m\acute{a}x} \cos(\alpha_T^{(n)} - \gamma_T) \approx f_{T,m\acute{a}x} \left( \cos \gamma_T + \frac{R_S^{(n)}}{D} \sin \gamma_T \right) \quad (5.12)$$

$$f_{R,NLOS} = f_{R,m\acute{a}x} \cos(\alpha_R^{(n)} - \gamma_R) \cos \beta_S^{(n)}, \quad (5.13)$$

donde en (5.12) se utilizó la aproximación  $\alpha_T^{(n)} \approx 0$  y,

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_T^{(n)} - \gamma_T) &= \cos \alpha_T^{(n)} \cos \gamma_T + \sin \alpha_T^{(n)} \sin \gamma_T, \\ &= \cos \alpha_T^{(n)} \cos \gamma_T + \left( \frac{R_S^{(n)} \sin \alpha_R^{(n)}}{d(O_T', S^{(n)})} \right) \sin(\gamma_T), \\ &\approx \cos(\gamma_T) + \left( \frac{R_S^{(n)} \sin \gamma_T \sin \alpha_R^{(n)}}{D} \right), \end{aligned} \quad (5.14)$$

ha sido utilizado.

### 5.1.2.3. Fases

Se considera que la fase  $\varphi^{(n)}$  es una variable aleatoria uniformemente distribuida en el intervalo  $[-\pi, \pi)$  y es independiente de las variables aleatorias  $\alpha_T^{(n)}$ ,  $\alpha_R^{(n)}$ ,  $R_S^{(n)}$ ,  $H_S^{(n)}$  y  $\beta_S^{(n)}$ .

### 5.1.2.4. Distancia de trayecto (Path-lengths)

Las distancia de trayecto se determina por la atenuación por espacio libre que sufre el frente de onda viajero en la distancia recorrida. En el modelo, también determina la fase de la señal compleja con la que arriba al receptor. A partir de las figuras 5.1 y 5.2, la longitud de camino de los respectivos frentes de ondas son denotadas como  $d(a, b)$ , la distancia entre dos puntos  $a$  y  $b$ . Bajo la consideración de que  $R_{S,max} \ll D$  (condición de dispersores locales), las distancias  $d(p, q)$ ,  $d(p, S^{(n)})$ , y  $d(S^{(n)}, q)$  pueden ser aproximadas de esta manera [208]:

$$d(p, q) \approx [D - D_{T_x} + D_{R_x}] \frac{1}{\cos(\beta_T)} \quad (5.15)$$

$$d(p, S^{(n)}) \approx \left[ D - D_{T_x} + D_{T_y} \frac{R_S^{(n)}}{D} \sin(\alpha_R^{(n)}) \right] \frac{1}{\cos(\beta_T)} \quad (5.16)$$

$$d(S^{(n)}, q) \approx \frac{R_S^{(n)}}{\cos(\beta_S^{(n)})} - D_{R_x} \cos(\alpha_R^{(n)}) \cos(\beta_S^{(n)}) - D_{R_z} \sin(\beta_S^{(n)}) - D_{R_z} \sin(\alpha_R^{(n)}) \cos(\beta_S^{(n)}) \quad (5.17)$$

donde

$$D_{T_x} = \frac{1}{2}(L_T + 1 - 2p)\delta_T \cos \theta_T \cos \psi_T, \quad (5.18)$$

$$D_{T_y} = \frac{1}{2}(L_T + 1 - 2p)\delta_T \sin \theta_T \cos \psi_T, \quad (5.19)$$

$$D_{R_x} = \frac{1}{2}(L_R + 1 - 2q)\delta_R \cos \theta_R \cos \psi_R, \quad (5.20)$$

$$D_{R_y} = \frac{1}{2}(L_R + 1 - 2q)\delta_R \sin \theta_R \cos \psi_R, \quad (5.21)$$

$$D_{R_z} = \frac{1}{2}(L_R + 1 - 2q)\delta_R \sin \psi_R, \quad (5.22)$$

y donde los parámetros  $p$  y  $q$  toman valores pertenecientes al conjunto de elementos de antenas del arreglo  $p \in \{1, 2, \dots, L_T\}$  and  $q \in \{1, 2, \dots, L_R\}$ . Utilizando la aproximación (5.15), (5.16) y (5.17) podemos escribir la respuesta al impulso en las componentes LOS y NLOS como:

$$h_{pq,LOS}(t) = \sqrt{\frac{K_{pq}\Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} e^{-j\frac{2\pi(D-D_{T_x}+D_{R_x})}{\lambda \cos \beta_T}} e^{j2\pi t[f_{T,LOS}+f_{R,LOS}]} \quad (5.23)$$

$$h_{pq,NLOS}(t) = \sqrt{\frac{\Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N g^{(n)} A_{p,S^{(n)}} A_{S^{(n)},q} \quad (5.24)$$

$$\times e^{j\varphi^{(n)}} e^{j2\pi t[f_{T,LOS}+f_{R,NLOS}]}$$

donde,

$$A_{p,S^{(n)}} = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda \cos(\beta_T)}(D-D_{T_x}-D_{T_y}R_S^{(n)} \sin(\alpha_R^{(n)}), \quad (5.25)$$

agrupa el efecto del frente de onda transmisor que impacta sobre el  $n^{th}$  dispersor. De manera similar,

$$A_{S^{(n)},q} = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \left[ \frac{R_S^{(n)}}{\cos[\arctan(H_S^{(n)}/R_S^{(n)})]} \right]} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} [D_{R_x} \cos(\alpha_R^{(n)}) \cos[\arctan(H_S^{(n)}/R_S^{(n)})]]} \quad (5.26)$$

$$\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda} [D_{R_y} \sin[\arctan(H_S^{(n)}/R_S^{(n)})]]} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} [D_{R_z} \sin(\alpha_R^{(n)}) \cos[\arctan(H_S^{(n)}/R_S^{(n)})]]},$$

agrupa el efecto del frente de onda  $n^{th}$  con un rebote que arriba al  $q^{th}$  elemento de antena del arreglo receptor.

### 5.1.3. Correlación Espacio-Tiempo entre canales

La función de correlación espacio-tiempo entre dos canales cualesquiera  $h_{pq}$  y  $h_{lm}$  se define como:

$$R_{pq,lm}(\delta_T, \delta_R, \tau, t) = \frac{E\{h_{pq}(t)h_{lm}(t+\tau)^*\}}{\sqrt{\Omega_{pq}\Omega_{lm}}}. \quad (5.27)$$

Considerando que la componente NLOS de ambos canales son procesos estocásticos de media nula, la función de correlación espacio-tiempo puede expresarse como,

$$R_{pq,lm}(\delta_T, \delta_R, \tau, t) = R_{pq,lm}^{LOS}(\delta_T, \delta_R, \tau, t) + R_{pq,lm}^{NLOS}(\delta_T, \delta_R, \tau, t), \quad (5.28)$$

donde  $R_{pq,lm}^{LOS}(\delta_T, \delta_R, \tau, t)$  y  $R_{pq,lm}^{NLOS}(\delta_T, \delta_R, \tau, t)$  denotan las funciones espacio-tiempo de las componentes LOS y NLOS, respectivamente. De la misma manera que en [204] cada componente puede ser escrito como:

$$\begin{aligned}
 R_{pq,lm}^{LOS}(\delta_T, \delta_R, \tau) &= \sqrt{\frac{K_{pq}K_{lm}}{(K_{pq}+1)(K_{lm}+1)}} \\
 &\times e^{-j\frac{2\pi[(p-l)\delta_T \cos \theta_T \cos \psi_T - (q-m)\delta_R \cos \theta_R \cos \psi_R]}{\lambda \cos \beta_T}} \\
 &\times e^{-j2\pi\tau(f_{T,\text{máx}} \cos \gamma_T - f_{R,\text{máx}} \cos \gamma_R)},
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

$$\begin{aligned}
 R_{pq,lm}^{NLOS}(\delta_T, \delta_R, \tau) &= \sqrt{\frac{1}{(K_{pq}+1)(K_{lm}+1)}} \\
 &\times \int_0^{H_{S,\text{máx}}} \int_{R_{S,\text{mín}}}^{R_{S,\text{máx}}} \int_{-\pi}^{\pi} f_{\alpha_R}(\alpha_R) f_{R_S}(R_S) f_{H_S}(H_S) \\
 &\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}((l-p)\delta_T \cos \theta_T + (l-p)\delta_T \sin \theta_T R_S / D \sin \alpha_R) / \cos \beta_T} \\
 &\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}((m-q)\delta_R \sin \psi_R \sin \beta_S)} \\
 &\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}((m-q)\delta_R \sin \theta_R \cos \psi_R \sin \alpha_R \cos \beta_S)} \\
 &\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}((m-q)\delta_R \cos \theta_R \cos \psi_R \cos \alpha_R \cos \beta_S)} \\
 &\times e^{-j2\pi\tau f_{T,\text{máx}} \left( \frac{R_S \sin \gamma_T \sin \alpha_R}{D} + \cos \gamma_T \right)} \\
 &\times e^{-j2\pi\tau f_{R,\text{máx}} \cos(\alpha_R - \gamma_R) \cos \beta_S} \\
 &\times (d\alpha_R)(dR_S)(dH_S),
 \end{aligned} \tag{5.30}$$

donde las variables discretas  $\alpha_R^{(n)}$ ,  $R_S^{(n)}$ , y  $H_S^{(n)}$  fueron reemplazadas por variables aleatorias continuas (el número de dispersores es infinito)  $\alpha_R$ ,  $R_S$ , y  $H_S$  con función de densidad de probabilidad conjunta de (pdf),

$$f(\alpha_R, R_S, H_S) = f(\alpha_R)f(R_S)f(H_S). \tag{5.31}$$

En la literatura, varias distribuciones han sido propuestas para caracterizar el ángulo del frente de onda en azimut  $\alpha_R$  (Uniforme, Laplaciana, Von Mises, etc). Debido al creciente interés en escenarios urbanos y suburbanos se propone el uso de la distribución Von Mises, la cual es bien soportada por mediciones realizadas por varios investigadores [209]. La función de densidad de probabilidad Von Mises, se define como:

$$f_{\alpha_R}(\alpha_R) = \frac{e^{\kappa \cos(\alpha_R - \mu)}}{2\pi I_0(\kappa)}, \quad -\pi \leq \alpha_R \leq \pi \tag{5.32}$$

donde  $I_0(\cdot)$  es la función modificada de Bessel de orden cero y de primera clase,  $\mu \in [-\pi, \pi]$  es el ángulo medio alrededor del cual los dispersores están distribuidos en el plano  $x - y$  y  $\kappa \geq 0$  controla la dispersión alrededor de la media.

Para caracterizar la distancia  $R_S$ , se propone el uso de la función de densidad de probabilidad hiperbólica la cual está justificada de manera empírica en [210]. La función de densidad de

Parámetro	Descripción
$\mu$	Valor medio angular de los dispersores en el plano $x - y$ ( <b>Von Mises pdf</b> )
$\kappa$	Dispersión angular de los obstáculos alrededor de $\mu$ ( <b>Von Mises pdf</b> ).
$a$	Dispersión de distancias radiales en el plano $x - y$ ( <b>hyperbolic pdf</b> ).
$R_{S,\text{máx}}$	Radio máximo considerado en el plano $x - y$ ( <b>hyperbolic pdf</b> ).
$R_{S,\text{mín}}$	El radio mínimo considerado en el plano $x - y$ ( <b>hyperbolic pdf</b> ).
$\sigma$	Desviación estándar de la altura de los dispersores ( <b>log-normal pdf</b> ).
$H_{S,\text{mean}}$	Valor medio de las alturas de los dispersores ( <b>log-normal pdf</b> ).
$H_{S,\text{máx}}$	La máxima altura considerada para los dispersores ( <b>log-normal pdf</b> ).

Tabla 5.2: Parámetros de Distribución de los Dispersores

probabilidad hiperbólica se define como:

$$f_{R_S}(R_S) = \frac{a(1/\cosh^2(aR_S))}{\tanh(aR_{S,\text{máx}}) - \tanh(aR_{S,\text{mín}})}, \quad R_{S,\text{mín}} \leq R_S \leq R_{S,\text{máx}} \quad (5.33)$$

donde el parámetro  $0 \leq a \leq 1$  controla la dispersión (*standard deviation*) de los dispersores alrededor del arreglo de antenas receptor.

Para el caso de la altura de los dispersores, en la literatura existen reportes de mediciones que caracterizan la altura  $H_S$  con funciones de densidad de probabilidad normal [211], lognormal [212, 213], o también Rayleigh [214], dependiendo del entorno del escenario considerado. En este trabajo, se adopta la función de densidad de probabilidad lognormal, la cual se define como:

$$f_{H_S}(H_S) = \frac{e^{-\frac{[\ln(H_S) - \ln(H_{S,\text{mean}})]^2}{2\sigma^2}}}{H_S \sigma \sqrt{2\pi}}, \quad 0 < H_S \leq H_{S,\text{máx}}, \quad (5.34)$$

donde el parámetro  $H_{S,\text{mean}}$  y  $\sigma$  representan el valor medio y la desviación estándar de  $H_S$  respectivamente. Para una referencia rápida, la Tabla 5.2 muestra los parámetros relacionados con cada distribución.

Tomando en cuenta las distribuciones adoptadas, la función de correlación espacio-tiempo de la componente NLOS resulta,

$$R_{pq,lm}^{NLOS}(\delta_T, \delta_R, \tau) = r_1 \int_0^{H_{S,\text{máx}}} \int_{R_{S,\text{mín}}}^{R_{S,\text{máx}}} r_2 I_0 \left( \sqrt{r_3^2 + r_4^2} \right) (dR_S)(dH_S) \quad (5.35)$$

donde,

$$r_1 = \frac{a/(\sigma\sqrt{2\pi})e^{j2\pi\left[\frac{(l-p)\delta_T \cos(\theta_T)}{\lambda \cos(\beta_T)} - \tau f_{T,\text{máx}} \cos(\gamma_T)\right]}}{(\tanh(aR_{S,\text{máx}}) - \tanh(aR_{S,\text{mín}}))I_0(\kappa)\sqrt{(K_{pq} + 1)(K_{lm} + 1)}} \quad (5.36)$$

$$r_2 = \frac{e^{-\frac{[\ln(H_S) - \ln(H_{S,\text{mean}})]^2}{2\sigma^2}} e^{j2\pi\left[\frac{(m-q)\delta_R \sin(\psi_R) \sin(\arctan(H_S/R_S))}{\lambda}\right]}}{H_S \cosh^2(aR_{S,\text{máx}})} \quad (5.37)$$

$$r_3 = j\frac{2\pi(l-p)\delta_T \sin(\theta_T)R_S}{\lambda D \cos(\beta_T)} - j2\pi\tau f_{T,\text{máx}} \sin(\gamma_T)R_S/D$$

$$+ j2\pi(m-q)\delta_R \sin(\theta_R) \cos(\psi_R) \cos\left[\arctan\left(\frac{H_S}{R_S}\right)\right]/\lambda$$

$$- j2\pi\tau f_{R,\text{máx}} \sin(\gamma_R) \cos\left[\arctan\left(\frac{H_S}{R_S}\right)\right] + \kappa \sin(\mu) \quad (5.38)$$

$$r_4 = j2\pi(m-q)\delta_R \cos(\theta_R) \cos(\psi_R) \cos\left[\arctan\left(\frac{H_S}{R_S}\right)\right]/\lambda$$

$$- j2\pi\tau f_{R,\text{máx}} \cos(\gamma_R) \cos\left[\arctan\left(\frac{H_S}{R_S}\right)\right] + \kappa \cos(\mu) \quad (5.39)$$

Luego, la función de correlación espacio-tiempo entre dos canales cualesquiera,  $h_{pq}$  y  $h_{lm}$ , resulta en una suma de funciones de correlación espacio-tiempo de la componente LOS y NLOS definidas en (5.30) y (5.35), respectivamente.



## 5.2. Factibilidad de aplicación del modelo 3D-HAP MIMO en escenarios UAV

La aplicabilidad del modelo se relaciona con la validez de la suposición hecha sobre el modelo de referencia. En esta sección se analiza la idoneidad de la aplicación del modelo 3D-HAP en escenarios con enlaces *Aire-Tierra de baja altura* compatibles con UAV.

El modelo 3D-HAP se ha concebido originalmente para plataformas situadas a gran altura, estas plataformas pueden tomar forma de aviones o dirigibles, generalmente vuelan describiendo círculos. El modelo se apoya en dos consideraciones principales, la existencia de dispersores en tierra cercanos al arreglo de antenas receptor y distancias de trayecto enormes. El modelo original es esencialmente un modelo de un solo anillo que, en tres dimensiones toma la forma de un cilindro. Las plataformas situadas a gran altura aprovechan dos características geométricas de este modelo de cilindro, la existencia de dispersores locales sólo alrededor del receptor de tierra y, la gran distancia entre el transmisor altamente elevado y el receptor que conducen a la misma AoD para todos los caminos.

Teniendo en cuenta la geometría circular del vuelo del UAV, confrontamos las suposiciones realizadas en la geometría 3D-HAP teniendo en cuenta los requisitos impuestos por el nuevo escenario. Note que, típicamente la altitud de vuelo del UAV o plataforma de baja altitud se encuentra dentro del rango de la troposfera y podría verse afectada por lluvias y otros efectos de radiopropagación. Sin embargo, en este análisis consideraremos las señales se propagan en condiciones de cielo claro.

### 5.2.1. Condición de dispersores locales

La existencia de dispersores en la vecindad del receptor, lleva a la formación de un gran número de componentes multicamino a través de diferentes ángulos espaciales (direcciones de arribo). No obstante, el rango entre los dispersores locales y el arreglo de antenas receptora,  $R_S^{(n)}$ , debe resultar suficiente como para que la propagación del frente de onda se pueda asumir plano. Además, cuando la longitud de trayecto de cada dispersor al arreglo receptor resulta insignificante comparado con la distancia de trayecto entre el arreglo transmisor y receptor, la dispersión de ángulos de salida AoD resulta pequeña. La primera consideración esta garantizada considerando [215],

$$R_{S,\text{mín}} \geq 2 \frac{\mathcal{D}^2}{\lambda}, \quad (5.40)$$

donde  $\mathcal{D}$  es la dimensión mas grande del arreglo de antenas. Como consecuencia de esto,

$$\delta_R \ll \text{mín}\{R_S^{(n)}\} = R_{S,\text{mín}}. \quad (5.41)$$

Es decir que, debe existir una zona libre de dispersores alrededor del arreglo de antenas receptor para que el frente de onda que arriba a ellos, lo haga como la misma fase. Por otro lado, la distancia del dispersor más alejado del arreglo de antenas receptor, debe satisfacer que,

$$R_S^{(n)} < R_{S,\text{máx}} \ll D, \quad (5.42)$$

y como consecuencia de esto, se observa que los AoD resultan aproximadamente nulos, i.e.

$$\alpha_T^{(n)} = \arcsin \frac{R_S^{(n)}}{D} \leq \arcsin \frac{R_{S,\text{máx}}}{D} \approx 0. \quad (5.43)$$

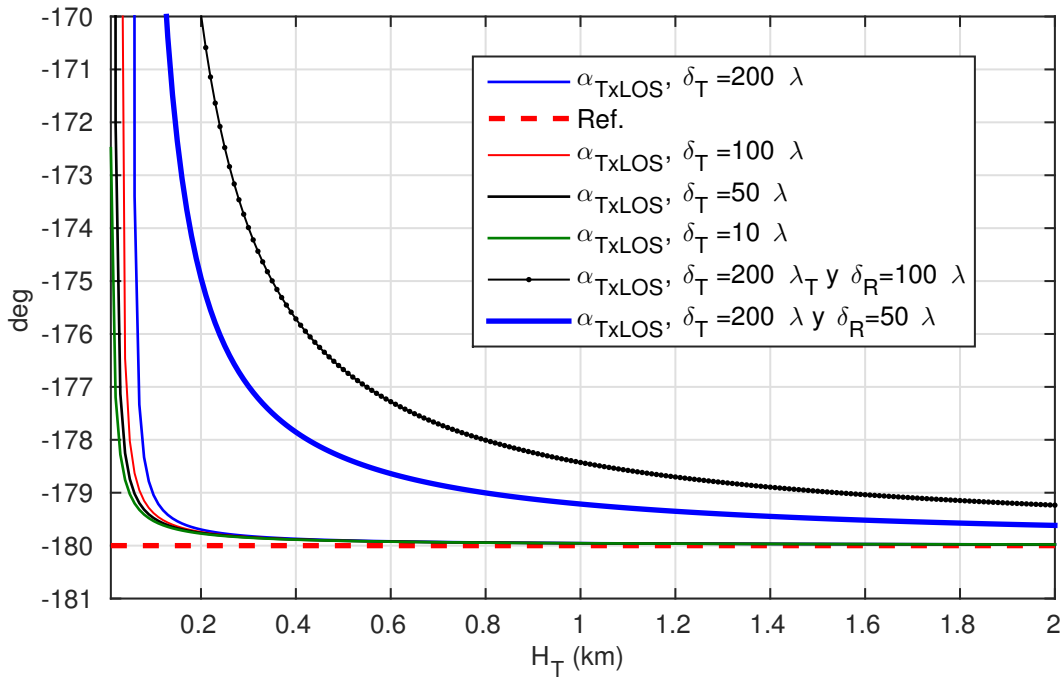


Figura 5.1: Evolución del ángulo de salida  $\alpha_{LOS}$  en función de la altura de vuelo.

En este trabajo se impone que el  $n^{th}$  dispersor ubicado en el borde del cilindro generará un **AoD** máximo de  $\xi$  radianes, i.e.

$$\alpha_T^{(n)} \leq \xi \Rightarrow D \geq R_{S,m\acute{a}x}/\xi, \quad (5.44)$$

donde  $\xi$  esta expresado en radianes. Como criterio práctico se adopta que  $\xi = \pi/180$ , es decir, equivalente a 1 grado sexagesimal.

En el lado transmisor, por otro lado, se considera que  $\delta_T/2 \ll D$  y de esta manera  $\alpha_{LOS} \approx \pi$ . Como consideración práctica, se puede relacionar ambas distancias como:

$$\alpha_{LOS} = \pi \pm \xi \Rightarrow D \geq (180/\pi)\delta_T/2, \quad (5.45)$$

luego,

$$D \geq (180/\pi) \text{m}\acute{a}x(\delta_T/2, R_{S,m\acute{a}x}). \quad (5.46)$$

Es decir que, la condición de dispersores locales impone una zona libre de dispersores en la cercanía del arreglo de antenas receptor y los dispersores más alejados no generan un **AoD** mayor que un grado (Ver Fig. 5.1) Siendo los **AoD** una característica importante en los modelos de canal MIMO, estas suposiciones llevan a una simplificación del modelo dado que todos los **AoD** se pueden suponer del mismo valor.

### 5.2.2. De la altura de vuelo

La altitud de vuelo tiene influencia en el modelo a través de la distancia en tierra,  $D$ . El modelo de referencia no impone una altitud de vuelo mínima, pero a partir de (5.46) está claro que existe una distancia mínima en tierra (en el plano  $x-y$ ). Desde el punto de vista geométrico, es posible reducir la altitud de vuelo siempre y cuando la restricción (5.46) permanezca válida,

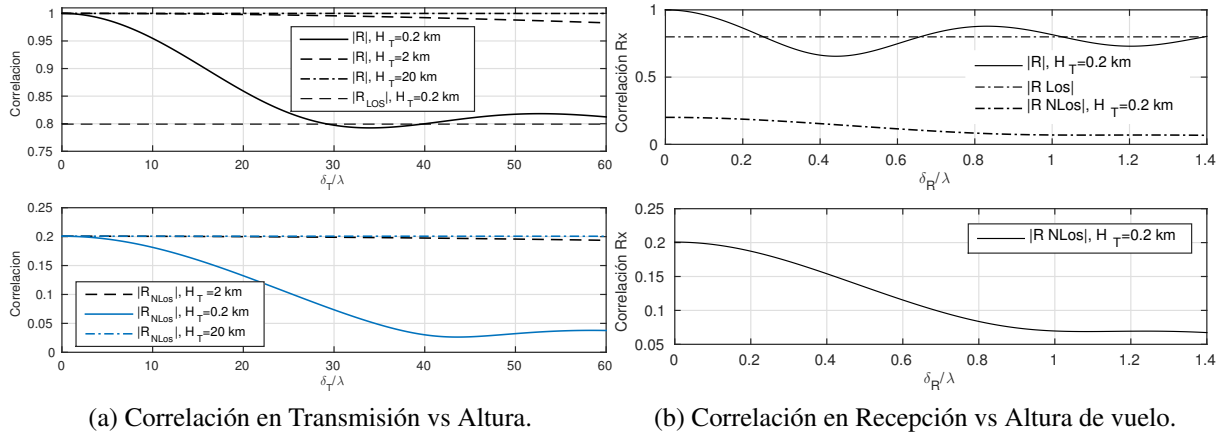


Figura 5.2: Relación entre las consideraciones del modelo y la altura de vuelo para  $f_c = 2.4GHz$ .

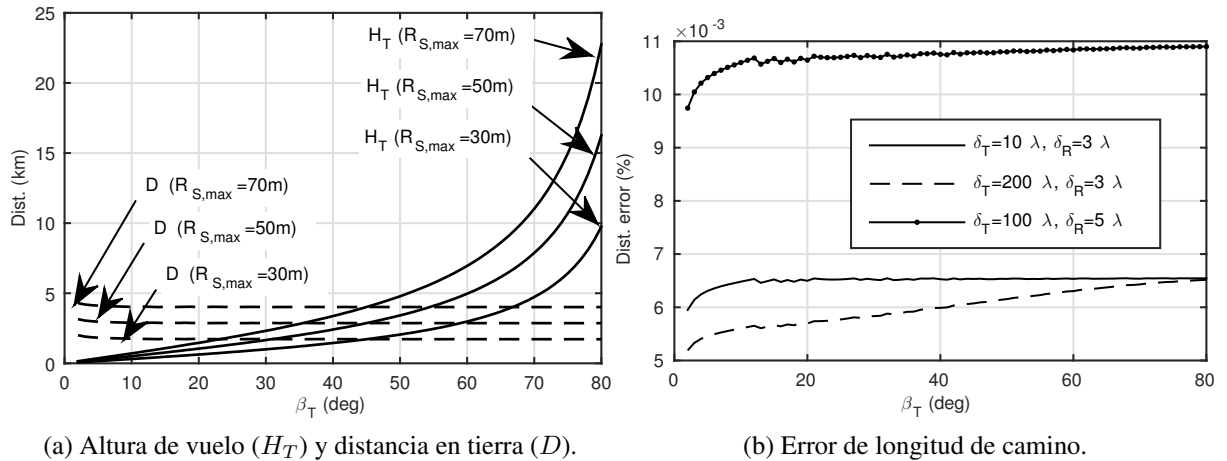


Figura 5.3: Relación entre las consideraciones del modelo y la altura de vuelo para  $f_c = 2.4GHz$ .

esto se muestra en la Fig.5.3a donde la distancia en tierra ( $D$ ) fue calculada numéricamente como una función del ángulo de elevación ( $\beta_T$ ), para varios radios de cilindros dispersores. Cabe aclarar que a medida que la altura de vuelo disminuye, existe un error de aproximación al proyectar los ángulos al plano  $x - y$  esto se puede observar en la Fig. 5.4.

### 5.2.3. De la altura del cilindro de dispersores.

La suposición de  $H_{S, max} \ll H_T$  simplifica el cálculo del ángulo de elevación del receptor sobre el terreno. Dado que los dispersores son principalmente edificios altos, árboles, colinas, etc., no pueden ser demasiado altos, es decir, por encima de cierta altura podemos asumir con seguridad que no hay dispersores, incluso en baja altura de vuelo. Para una consideración práctica, asumimos una relación de diez entre la altura máxima del cilindro y la altitud mínima de vuelo, es decir,

$$10H_{S,m\acute{a}x} \leq H_T. \tag{5.47}$$

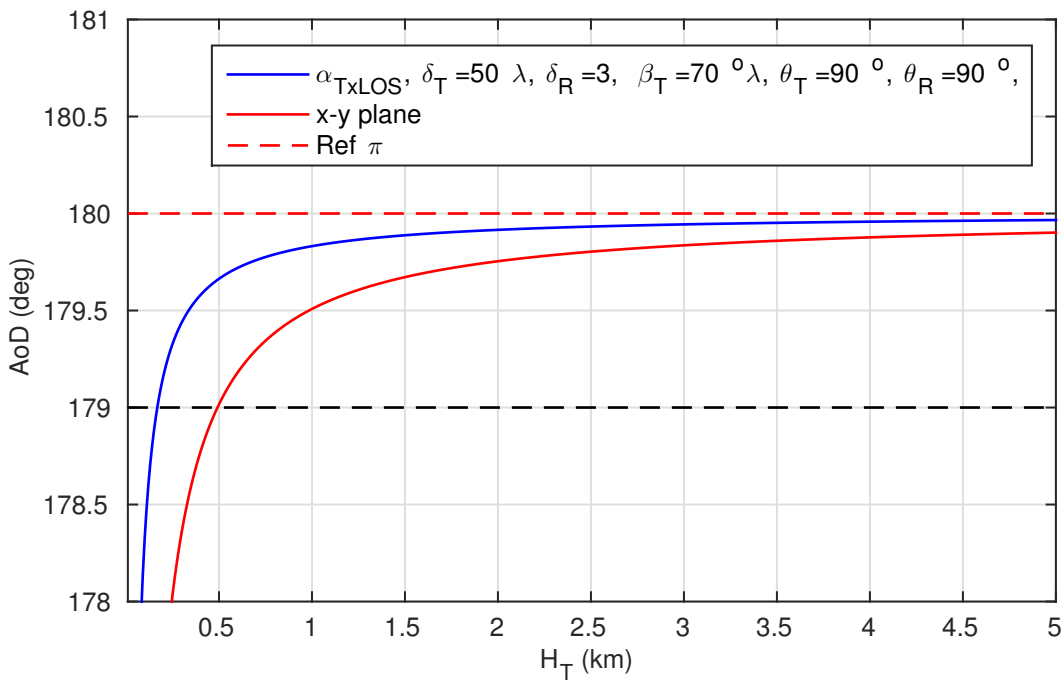


Figura 5.4: Efecto de la proyección sobre el plano  $x - y$  del ángulo de Salida.

#### 5.2.4. Longitud de trayecto (*Path Length*)

La aproximación realizada en la ecuación (5.15) sólo considera variaciones en la trayectoria a lo largo de la dirección del eje  $x$  y el término dominante es la distancia horizontal  $D$ . Como este estudio tiene como objetivo establecer cuán bajo el avión puede volar sujeto a (5.15), es necesario cuantificar el error cometido al considerar variaciones en la dirección que une el arreglo de antenas transmisor con el receptor. Los resultados numéricos para los errores de longitud de trayecto se muestran en las Fig.5.3b y Fig.5.5 para el caso donde los arreglos de antenas tanto en transmisión como en recepción están en paralelo, donde está claro que la aproximación continúa siendo válida. El impacto de la altura de vuelo se muestra en la Fig.5.3a donde las distintas curvas se obtuvieron de acuerdo con (5.43). El análisis geométrico sugiere que el efecto de diferentes actitudes de la aeronave no tendrá un impacto significativo en la longitud de trayecto y por lo tanto tampoco en el modelo de canal

#### 5.2.5. Características temporales

El comportamiento temporal del canal está relacionado con la característica de vuelo y la tasa de cambio de la estructura espacial de los dispersores que experimenta el receptor. La velocidad de cambio de la estructura espacial de los dispersores determina la característica estacionaria del modelo. En este modelo de cilindro, el dispersor está situado alrededor del receptor en el suelo, por lo tanto es esperable que la velocidad del receptor determine las características estacionarias del canal. Como referencia, comportamientos estacionarios de datos temporales de 40ms fueron utilizados en mediciones aire-tierra que fue reportado en [216], donde se ha considerando un UAV volando círculos y a baja altitud (200m).

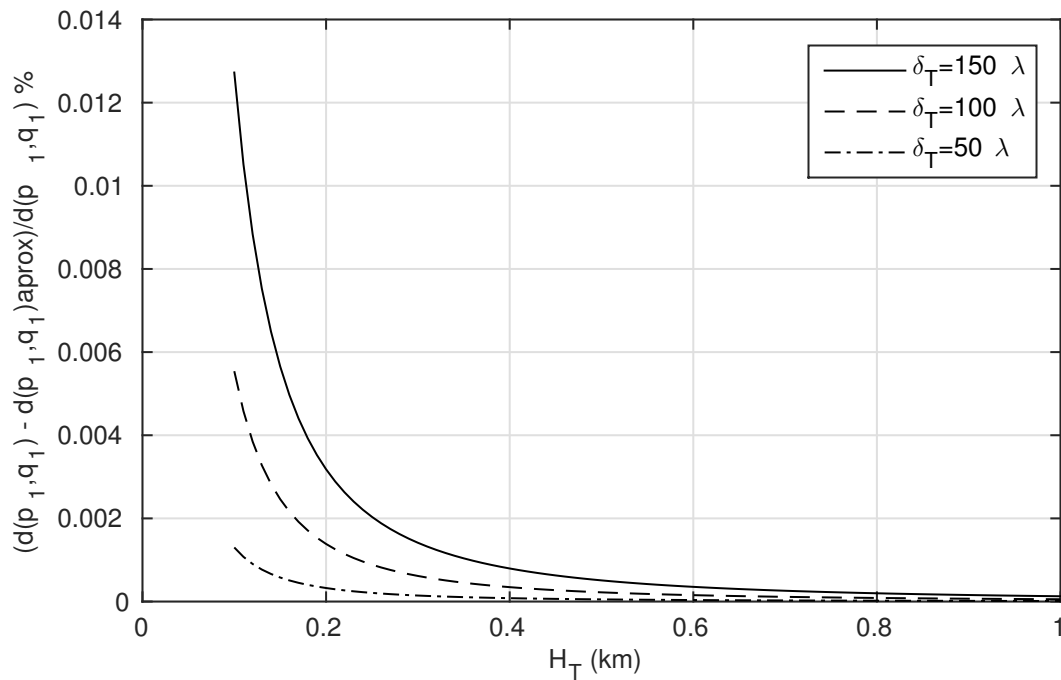


Figura 5.5: Error en la longitud de trayecto en función de la Altura de Vuelo de la Aeronave.

### 5.2.6. Elevación del arreglo de antenas transmisor y otros

Los patrones de radiación de los elementos de antena de los arreglos tanto transmisor como receptor se consideran omnidireccionales y normalizados. En general, el arreglo de antenas transmisor suelen montarse en las alas de los aviones. Esta ubicación particular del arreglo hace que la señal pueda ser obstruida por las alas del avión, debido a las maniobra del mismo. Este tipo de variación en la amplitud de la señal es conocido como sombreado por maniobras. Además, los vuelos de aeronaves a baja altitud tienen realizan maniobras que colocan a los elementos del arreglo fuera del plano  $x - y$ . Sin embargo, debido a la distancia de restricción,  $D$ , y para aviones construidos con materiales de fibra de vidrio y estructura de aluminio en las alas [216], los efectos de las maniobras pueden ser despreciados. Otros efectos de señal como desvanecimientos de escala media (shadowing) y componentes especulares dentro del cilindro no son considerados.

### 5.2.7. Discusión

El modelo 3D-HAP resulta aplicable en escenarios UAV donde la aeronave puede volar a una altura tan baja como 2000 metros sobre un escenario urbano o suburbano. Sin embargo, para esa altura de vuelo, el ángulo de elevación impone un restricción en la distancia horizontal que no permite un mayor acercamiento de la aeronave. Consecuentemente, esta distancia resulta en una gran atenuación por la distancia de trayecto mínima impuesta por el modelo. Para obtener una mayor comprensión del impacto de la altura de vuelo a través del modelo, se analiza a continuación la influencia de la misma sobre la función de correlación.

Observando la ecuación (5.35), la influencia de la altura de vuelo se manifiesta solamente a través del ángulo de elevación  $\beta_T$ . Esto significa que para diferentes altitudes de vuelo, manteniendo constante el ángulo de elevación, el término de la función de correlación espacio-tiempo

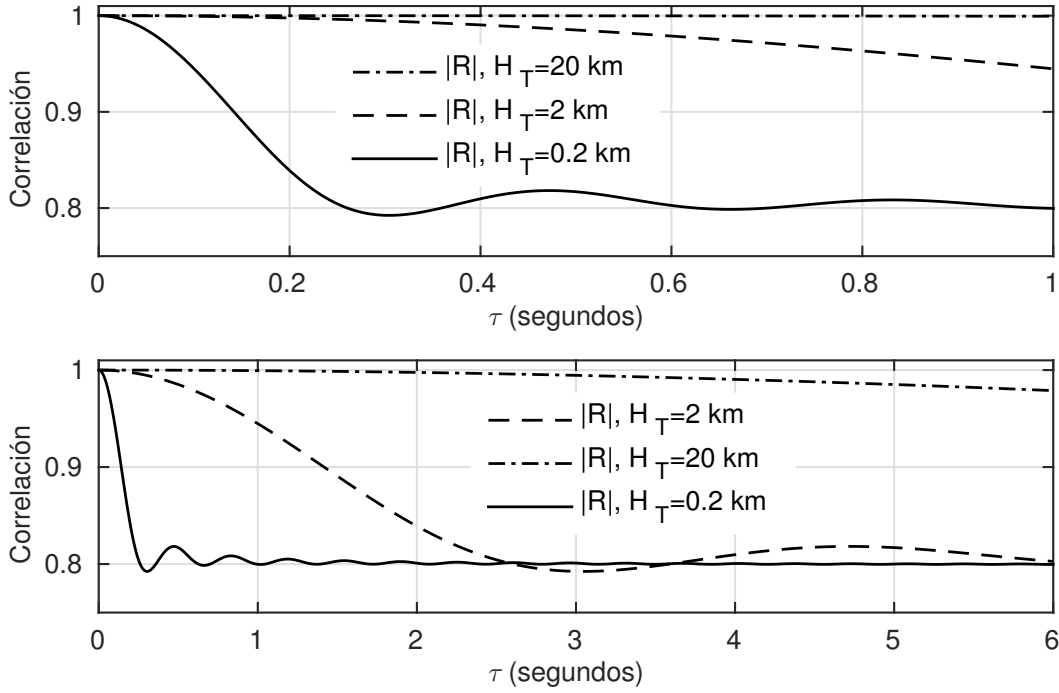


Figura 5.6: Correlación Temporal vs Altura

correspondiente a la componente LOS no sufre alteraciones. Por otro lado, el impacto de la altura de vuelo en la dimensión temporal de la componente NLOS de la función de correlación espacio-tiempo, se puede analizar teniendo en cuenta que  $\delta_T = 0$  y  $\delta_R = 0$ , entonces los factores de (5.35) se reducen a:

$$r_1 = \frac{a/(\sigma\sqrt{2\pi})}{(\tanh(aR_{S,\text{máx}}) - \tanh(aR_{S,\text{mín}}))} \times \frac{e^{-j2\pi\tau f_{T,\text{máx}} \cos(\gamma_T)}}{I_0(\kappa)\sqrt{(K_{pq} + 1)(K_{lm} + 1)}}, \quad (5.48)$$

$$r_2 = \frac{e^{-\frac{[\ln(H_S) - \ln(H_{S,\text{mean}})]^2}{2\sigma^2}} e^{j2\pi\left[\frac{(m-q)\delta_R \sin(\psi_R) \sin(\arctan(H_S/R_S))}{\lambda}\right]}}{H_S \cosh^2(aR_{S,\text{máx}})}, \quad (5.49)$$

$$r_3 = -j2\pi\tau f_{T,\text{máx}} \sin(\gamma_T) R_S / D,$$

$$r_4 = -j2\pi\tau f_{R,\text{máx}} \cos(\gamma_R) \cos\left[\arctan\left(\frac{H_S}{R_S}\right)\right] + \kappa \cos(\mu).$$

En particular, para  $r_3$ ,

$$r_3 = -j2\pi\tau f_{T,\text{máx}} \sin(\gamma_T) R_S / D + f_{R,\text{máx}} \sin(\gamma_R) \cos \arctan(H_S/R_S) + \kappa \sin(\mu), \quad (5.50)$$

$$\approx f_{R,\text{máx}} \sin(\gamma_R) \cos \arctan(H_S/R_S) + \kappa \sin(\mu), \quad (5.51)$$

donde se hizo uso de que  $D \gg R_{S,\text{max}}$ . A partir de estos resultados, se puede observar que la influencia de la velocidad del UAV resulta mínima y la mayor influencia viene de la mano

de la velocidad del receptor ubicado en tierra. Si consideramos ahora, el argumento de la raíz cuadrada dentro del argumento de la función de Bessel, tenemos

$$r_3^2 + r_4^2 = \kappa^2 + (j2\pi\tau)^2 f_{R,\text{máx}}^2 \cos^2(\beta_S) - j4\pi\tau f_{R,\text{máx}} \cos(\beta_S) \cos(\gamma_R - \mu). \quad (5.52)$$

donde es claro que si  $\gamma - \mu = \pi/2$  el argumento de la función Bessel function se minimiza, y por lo tanto también la dimensión temporal de la función de correlación en transmisión.

Con una derivación similar en la dimensión espacial de la función de correlación, se puede mostrar que para  $\delta_T = 0$  y  $\tau = 0$ , el argumento de la raíz dentro de la función de Bessel de la correlación en recepción resulta,

$$r_3^2 + r_4^2 = \kappa^2 + (j2\pi/\lambda\delta_R)^2 \cos^2(\beta_S) \cos^2(\psi_R) + j2\pi/\lambda\delta_R\kappa \cos(\psi_R) \cos(\beta_S) \cos(\theta_R - \mu), \quad (5.53)$$

donde de manera similar a (5.52), para  $\theta_R - \mu = \pi/2$ , el argumento de la función de Bessel se minimiza, y por lo tanto también la dimensión espacial de la función de correlación en recepción.

Para la dimensión espacial de la función de correlación en transmisión, con  $\delta_R = 0$  and  $\tau = 0$ , el argumento de la raíz dentro de la función de Bessel resulta,

$$r_3^2 + r_4^2 = \kappa^2 + \frac{\sin^2(\theta_T R_S^2)}{D^2 \cos^2(\beta_T)} + j \frac{4\pi\delta_T\kappa \sin(\theta_T) R_S \sin(\mu)}{\lambda D \cos(\beta_T)} \approx \kappa^2 + j \frac{4\pi\delta_T\kappa \sin(\theta_T) R_S \sin(\mu)}{\lambda D \cos(\beta_T)} \quad (5.54)$$

donde se tuvo en cuenta la restricción (5.46).

En la base de (5.52), (5.53) y (5.54), el nivel de correlación de cada sub-canal puede minimizarse teniendo en cuenta la orientación del clúster de dispersores relativa a la orientación del movimiento del receptor en el plano  $x - y$ , y la orientación relativa de la matriz de transmisión, respectivamente. El análisis geométrico sobre las longitudes de trayecto sugiere que el efecto de diferentes actitudes de la aeronave no tendrá un impacto significativo en la componente LOS y por lo tanto tampoco en el modelo de canal. Por otro lado es importante remarcar que, la configuración espacial de arreglos de antenas paralelos, constituye el peor caso para la aproximación de longitud de trayectos, ecuación (5.15), especialmente cuando la separación entre elementos de antena puede ser variable.

A partir de lo expuesto, el modelo 3D-HAP MIMO resulta aplicable a escenarios UAV, con restricciones de acercamiento que vienen determinados por el radio efectivo de los dispersores alrededor del arreglo de antenas receptor. Teniendo en cuenta esta restricción el modelo aproxima las longitudes de trayecto de cada sub-canal como únicas y no permite observar variaciones individuales de cada sub-canal que podrían existir al incrementarse la distancia entre elementos de antenas.

### 5.3. Sumario

En esta sección se revisó el modelo de referencia 3D-HAP MIMO y se discutió la factibilidad de aplicación del mismo en entornos UAV. Si bien el modelo 3D-HAP MIMO fue concebido originalmente para plataformas de comunicaciones situadas a gran altura (típicamente, 20

km), en base los análisis del modelo es posible su utilización en entornos donde una aeronave vuela a menor altura (2-3 km). Se analizó las restricciones de aplicación del modelo, siendo su mayor condicionamiento el radio efectivo de dispersores,  $R_{S,máx}$ , ya que determina el máximo acercamiento de la aeronave para que el modelo continúe siendo válido. Las principales limitaciones encontradas están directamente relacionadas con el diámetro del cilindro donde están confinados los dispersores, donde una vez establecido define el máximo acercamiento de la aeronave (distancia  $D$ ) que sostiene un ángulo de salida menor a un grado. Además, las consideraciones originales de grandes distancia de operación entre transmisor y receptor llevan a despreciar las variaciones de distancia de trayecto por incremento de la separación entre elementos de antenas. Teniendo en cuenta estas restricciones, es posible analizar el comportamiento del canal AG en escenarios con vuelos de baja altura.



## Apéndice 5.A Simulador de suma de sinusoides

La simulación del comportamiento del canal inalámbrico es una alternativa, efectiva en costo y tiempo a la hora de evaluar, el desempeño de sistemas de comunicaciones. La simulación de canales inalámbricos están basados en modelos cuyo objetivo es capturar y reproducir los principales efectos del mismo. Entre los métodos, más aceptados por la comunidad, para simular los efectos del canal inalámbrico se encuentra el método de Gaussiana Filtrada [217, 218] y el de Suma de senoide [219, 220], (*Sum-of-Sinusoids - SoS*). El modelado a través de generadores Gaussianos filtrados, sintetiza el comportamiento del canal mediante técnicas de procesamiento de señal, sin tener en cuenta los mecanismos de propagación de canal subyacentes. En este enfoque, la mayor limitación recae en el desempeño del filtro, que es diseñado en base al espectro Doppler del canal y captura las estadísticas de primer y segundo orden del mismo. Para reproducir adecuadamente las características estadísticas del canal es usualmente necesario diseñar un filtro de alto orden, sin embargo esta característica implica una respuesta al impulso de gran duración temporal incrementando consecuentemente los tiempos de simulación.

Por otro lado, el enfoque de simulación basado en **SoS** está basado en la suma de señales sinusoidales complejas con frecuencias, fases y amplitudes seleccionadas apropiadamente para aproximar las propiedades estadísticas deseadas. En la literatura, existen dos grandes categorías para el enfoque de **SoS**, la simulación *determinística* [221] y la simulación *estocástica* [222]. La simulación determinística tiene parámetros fijos para todas las realizaciones y converge a las propiedades estadísticas deseadas en una sola realización generando propiedades estadísticas determinísticas. En el caso de la simulación estocástica, los modelos tiene al menos uno de los parámetros modelado como una variable aleatoria que varía en cada realización del canal, por lo tanto las propiedades estadísticas varían en cada realización de simulación del modelo y converge a las propiedades deseadas en sentido estadístico, es decir promediando los resultados sobre un gran número de realizaciones. La mayor ventaja del modelado con **SoS**, respecto al método de señales Gaussianas filtradas, es que produce formas de ondas de canal con espectro prácticamente limitado en banda y con una complejidad reducida. Además, es posible extender apropiadamente los modelos de simulación a canales **MIMO** incluyendo explícitamente información espacial del mismo. En base a lo expuesto, y en coincidencia con lo propuesto por Michailidis [223] el modelo de simulación en esta Tesis es del tipo **SoS**.

A continuación se describe brevemente el modelo de simulación (**SoS**), de complejidad acotada.

$$h_{pq}(t) = h_{pq}^I(t) + jh_{pq}^Q(t) \quad (5.55)$$

donde las respectivas componentes son:

$$\begin{aligned}
 h_{pq}^I(t) &= \rho^{LOS} \cos \left( -\frac{2\pi(D - D_{T_x} + D_{R_x})}{\lambda \cos \beta_T} + 2\pi t[f_{T,LOS} + f_{R,LOS}] \right) \\
 &+ \frac{\rho^{NLOS}}{(N_\alpha N_R N_H)} \sum_{i=1, j=1, k=1}^{N_\alpha, N_R, N_H} \cos \left( -\frac{2\pi(D - D_T(i, j))}{\lambda \cos(\beta_T)} + \varphi^{(i, j, k)} \right. \\
 &+ 2\pi t[F_{T, NLOS}(i, j) + F_{R, NLOS}(i, j, k)] - \frac{2\pi R_S^{(j)}}{\lambda \cos \left[ \arctan \left( H_S^{(k)} / R_S^{(j)} \right) \right]} \\
 &\left. + \frac{2\pi \cos \left[ \arctan \left( H_S^{(k)} / R_S^{(j)} \right) \right] D_R(i, j, k)}{\lambda} \right), \tag{5.56}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 h_{pq}^Q(t) &= \rho^{LOS} \sin \left( -\frac{2\pi(D - D_{T_x} + D_{R_x})}{\lambda \cos \beta_T} + 2\pi t[F_{T,LOS} + F_{R,LOS}] \right) \\
 &+ \frac{\rho^{NLOS}}{(N_\alpha N_R N_H)} \sum_{i=1, j=1, k=1}^{N_\alpha, N_R, N_H} \sin \left( -\frac{2\pi(D - D_T(i, j))}{\lambda \cos(\beta_T)} + \varphi^{(i, j, k)} \right. \\
 &+ 2\pi t[F_{T, NLOS}(i, j) + F_{R, NLOS}(i, j, k)] - \frac{2\pi R_S^{(n)}}{\lambda \cos \left[ \arctan \left( H_S^{(n)} / R_S^{(n)} \right) \right]} \\
 &\left. + \frac{2\pi \cos \left[ \arctan \left( H_S^{(n)} / R_S^{(n)} \right) \right] D_R(i, j, k)}{\lambda} \right), \tag{5.57}
 \end{aligned}$$

donde se ha considerado el mismo factor de Rice y la misma potencia del sub-canal  $pq^{th}$  asociada con el frente de onda ( $\Omega_{pq} = 1$ ) para todos los posibles trayectos entre el transmisor y el receptor, i.e.

$$\rho^{LOS} = \sqrt{\frac{K_{pq} \Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} = \sqrt{\frac{K}{K + 1}}, \tag{5.58}$$

$$\rho^{NLOS} = \sqrt{\frac{\Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} = \sqrt{\frac{1}{K + 1}}, \tag{5.59}$$

$g^{(n)} = \frac{1}{\sqrt{N}}$ , y los otros parámetros son,

$$\begin{aligned}
 D_R(i, j, k) &= D_{R_x} \cos(\alpha_R^{(i)}) + D_{R_y} \sin(\alpha_R^{(i)}) \\
 &+ D_{R_z} \tan \left[ \arctan \left( H_S^{(k)} / R_S^{(j)} \right) \right], \tag{5.60}
 \end{aligned}$$

$$D_T(i, j) = D_{T_x} + D_{T_y} \frac{R_S^{(j)}}{D} \sin(\alpha_R^{(i)}), \tag{5.61}$$

$$F_{T, NLOS}(i, j) = f_{T, \text{máx}} \left( \frac{R_S^{(j)}}{D} \sin(\gamma_T) \sin(\alpha_R^{(i)}) + \cos(\gamma_T) \right) \tag{5.62}$$

$$F_{R, NLOS}(i, j, k) = f_{R, \text{máx}} \cos(\alpha_R^{(i)} - \gamma_R) \cos \left[ \arctan \left( \frac{H_S^{(k)}}{R_S^{(j)}} \right) \right] \tag{5.63}$$

Las variables aleatorias, son generadas como,

$$\alpha_R^{(i)} = F_\alpha^{-1} \left( \frac{i + u_\alpha - 1}{N_\alpha} \right), \quad i = 1, 2, \dots, N_\alpha \quad (5.64)$$

$$R_S^{(j)} = F_R^{-1} \left( \frac{k + u_R - 1}{N_R} \right), \quad i = 1, 2, \dots, N_R \quad (5.65)$$

$$H_S^{(k)} = F_H^{-1} \left( \frac{k + u_H - 1}{N_H} \right), \quad i = 1, 2, \dots, N_H \quad (5.66)$$

donde los parámetros  $u_\alpha, u_R, u_H$  son variables aleatorias independientes uniformemente distribuidas en el intervalo  $[0,1)$ .  $F_\alpha^{-1}(\cdot)$ ,  $F_R^{-1}(\cdot)$ ,  $F_H^{-1}(\cdot)$  representa la función de distribución de probabilidad inversa de las *von Mises*, *hyperbolic* y *lognormal*, respectivamente.

En la Fig. 5.A.1 se muestra la respuesta de correlación espacial en recepción del modelo de referencia y la del modelo de simulación. Es posible observar donde se observa que la precisión de la aproximación por un lado mejora con la cantidad de realizaciones (*runs*) y de acuerdo con los resultados de Michailidis, con una cantidad de dispersores ( $N_1 = 8$ ,  $N_2 = 6$ ,  $N_3 = 3$ ) acotada es posible reproducir las formas de onda de canal con un error RMS menor a  $1.6 \times 10^{-3}$  tanto en la dimensión temporal como en la dimensión espacial [223].

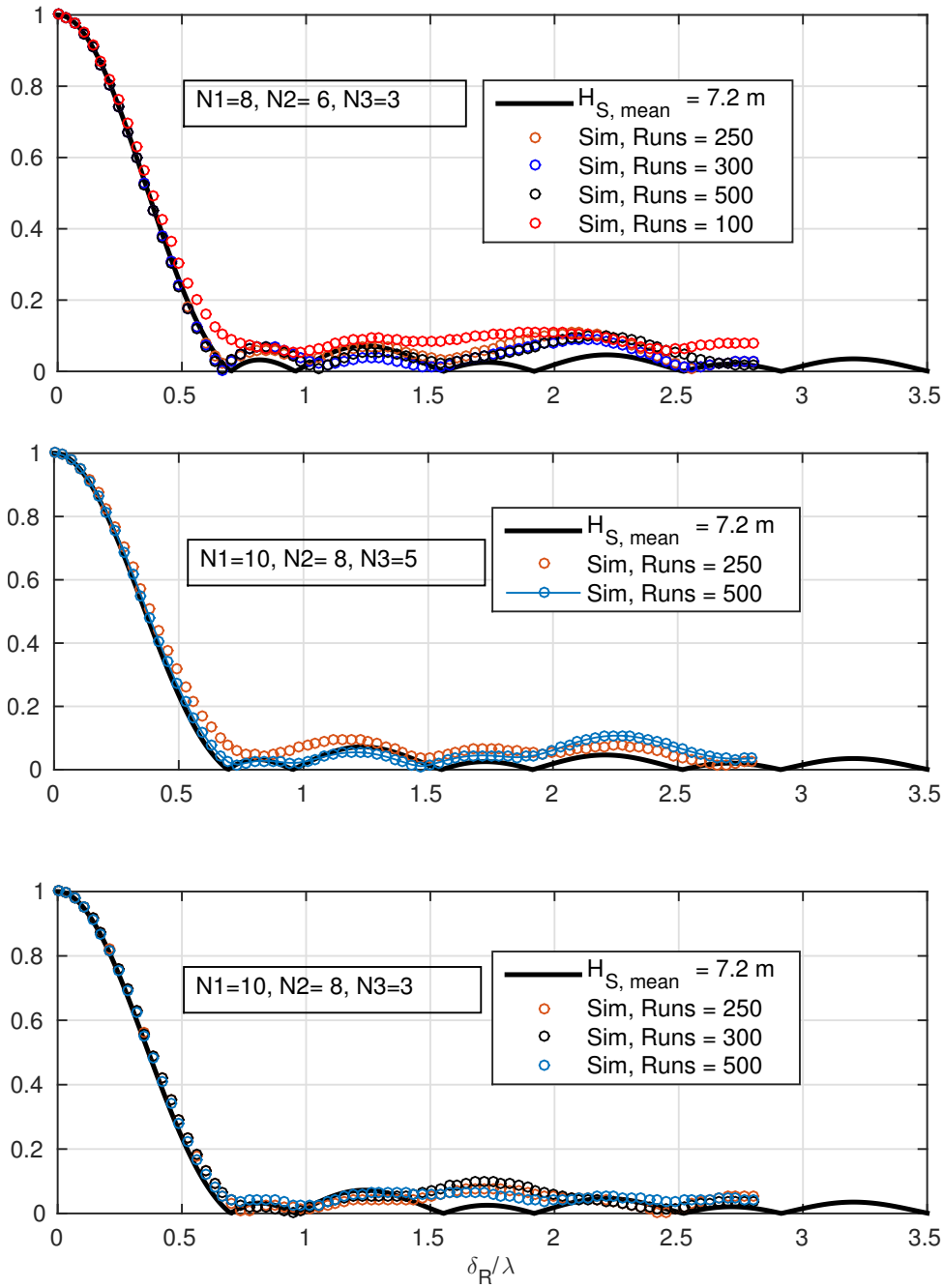


Figura 5.A.1: Validación del Simulador de Sinusoides

## Capítulo 6

# Arquitectura de Sistemas de Comunicaciones en canales MIMO Aire-Tierra

En este último Capítulo de esta Tesis se analiza el impacto de la extensión del modelo de canal propuesto y analizado en el Capítulo 5 en una arquitectura de comunicaciones MU-MIMO a lazo cerrado con reportes de CSIT cuantizados compatibles con escenarios factibles de encontrarse en implementaciones prácticas. En dicho capítulo, se consideró que los coeficientes de ganancia de canal correspondientes a los distintos usuarios/dispositivos se comportaban de manera independiente entre sí. Concretamente el comportamiento de canal Tierra-Tierra se modeló como un proceso Rayleigh. Aunque es clásico describir el comportamiento del canal inalámbrico mediante procesos Rayleigh o Rician, este tipo de procesos no es capaz de capturar características únicas de las comunicaciones Aire-Tierra, como por ejemplo el efecto de la altitud de la aeronave y su movilidad.

Usualmente, en los sistemas de comunicación prácticos de la actualidad, es factible considerar que los usuarios/dispositivos móviles pueden estimar (sin restricciones) la información de estado de canal en recepción (ya sea en sistemas FDD o TDD). Sin embargo, la idealización de este supuesto puede ser cuestionable en escenarios con alta movilidad. Para que los reportes de estado de canal sean útiles al sistema de comunicación, el canal debe permanecer con poca variación durante la duración de la trama de datos enviada. En sistemas prácticos, este tiempo es representado por el tiempo de coherencia del canal, quien a su vez depende principalmente de la estructura del escenario y la movilidad relativa entre transmisor y receptor. En este Capítulo de la Tesis, se propone un escenario de referencia para el análisis y discusión de la factibilidad de aplicación de una arquitectura de comunicaciones MU-MIMO con Diversidad en Transmisión a lazo cerrado, Precodificación Lineal y reportes de estado de canal parcial. En este contexto se analiza también el desempeño del receptor adaptativo ciego como estrategia de recepción de baja complejidad que alcanza un desempeño óptimo en sentido MMSE.

El Capítulo se organiza de la siguiente manera, a continuación se describe el escenario de referencia. En la Sección 6.2 se discuten los resultados numéricos asociados al comportamiento del canal en el escenario de referencia. En la Sección 6.3 se describe el modelo de sistema. En la Sección 6.4 se analiza el desempeño del receptor adaptativo ciego y en luego un sumario en la Sección 6.5.

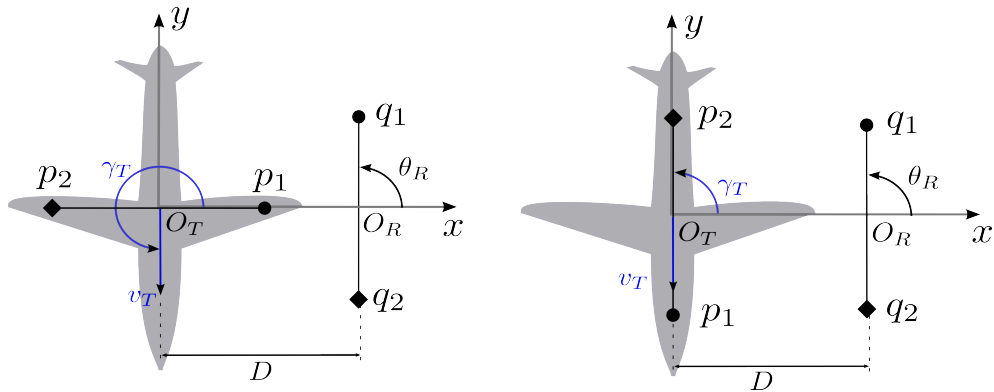


Figura 6.1: Interpretación del escenario según el sistema de coordenadas.

## 6.1. Escenario de referencia

Esta sección describe el escenario de referencia. En este escenario de referencia, el UAV está volando en círculo con un radio  $R_T = 2950$  m y el arreglo de antenas en recepción se ubica en el centro. La Fig.6.2 muestra la configuración del escenario geométrico y los puntos de evaluación del modelo con el UAV volando en sentido antihorario.

Este escenario geométrico particular, simplifica el sistema de coordenadas asociado en cada punto. Es decir, en cada punto el eje  $x$  todos los canales conectan los centros proyectados del transmisor y del receptor de la matriz, respectivamente en el plano  $x - y$ . La Fig.6.1 muestra la interpretación del sistema de coordenadas de los puntos geométricos para dos casos puntuales. Se considera dos casos para el mismo escenario, donde cada uno difiere en la ubicación del arreglo de antena en transmisión ubicado en la aeronave. En el primer caso, los elementos de transmisión del arreglo de antenas se consideran montados debajo de las alas de la aeronave. En el segundo caso, los elementos del arreglo de antenas en transmisión se disponen a lo largo del fuselaje de la aeronave.

En base al modelo de referencia, caso 1, la Tabla 6.1 muestra los valores de los parámetros geométricos para cada punto de evaluación del modelo.

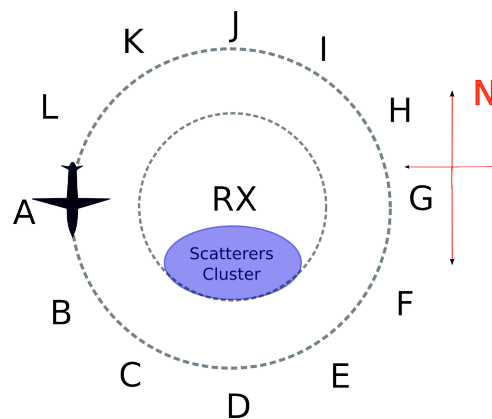


Figura 6.2: Geometría del escenario de referencia, con los puntos de evaluación del modelo.

Punto de evaluación	$\gamma_T(deg)$	$\theta_R(deg)$	$\theta_T(deg)$	$\mu(deg)$
G	270	270	0	90
H	270	240	0	60
I	270	210	0	30
J	270	180	0	360
K	270	150	0	330
L	270	120	0	300
A	270	90	0	270
B	270	60	360	240
C	270	30	360	210
D	270	0	360	180
E	270	330	360	150
F	270	300	360	120

Tabla 6.1: Parámetros geométricos. Caso 1.

## 6.2. Resultados numéricos

En esta sección, se presentan resultados numéricos de simulación de las funciones de correlación en transmisión y recepción como así también resultados de valores de capacidad de canal. La simulación es necesaria debido a que el cómputo de las ganancias de canal para cada sub-canal, valores de correlación y valores de capacidad presentan dificultades para su obtención de manera analítica. En los resultados que se muestran a continuación, se ha considerado que la señal en cada punto de evaluación es estacionaria en sentido amplio (WSS). Además, las pérdidas debidas a de-polarizaciones como así también pérdidas debidas a los patrones de radiación de las antenas, son consideradas despreciables. A menos que se indique lo contrario, los valores de los parámetros del modelo utilizados en ambos casos, 1 y 2, son  $L_T = L_R = 2$ ,  $\beta_T = 34^\circ$ ,  $\psi_T = \psi_R = 0^\circ$ ,  $H_T = 2000m$ ,  $f_{R,m\acute{a}x} = 0Hz$ ,  $f_{T,m\acute{a}x} = 30 Hz$ ,  $\kappa = 3$ ,  $\mu = 0$ ,  $R_{S,m\acute{a}x} = 50 m$ ,  $a = 0.01$ ,  $H_{S,m\acute{a}x} = 30 m$ ,  $H_{S,mean} = 10 m$  and  $\sigma = 0.31$ . Para el caso 1,  $\theta_T = 0$  y  $\theta_R = 90^\circ$  para el caso 2,  $\theta_T = \theta_R = 9^\circ$ .

### 6.2.1. Correlación en transmisión y recepción

#### 6.2.1.1. Caso-1

Para el caso 1 y para todos los puntos de evaluación del modelo, resultados numéricos de la función de correlación temporal y espacial tanto en recepción como en transmisión se muestran en las figuras 6.1, 6.2 y 6.3, respectivamente. Notar que todos los resultados incluyen las componentes LOS y NLOS.

Las funciones de correlación temporal, Fig. 6.1, muestran valores totalmente correlacionados para todos los puntos de evaluación por alrededor de 0.4 segundos. Este comportamiento, es consistente con los valores de velocidad tangencial de 19 m/seg, reportado en [216], que aplicado al radio de vuelo del escenario de referencia resulta en una permanencia en cada punto de evaluación del orden del minuto. Por otro lado, como es de esperarse, la velocidad del receptor en tierra gobierna la variabilidad de la función de correlación, mientras que la velocidad del

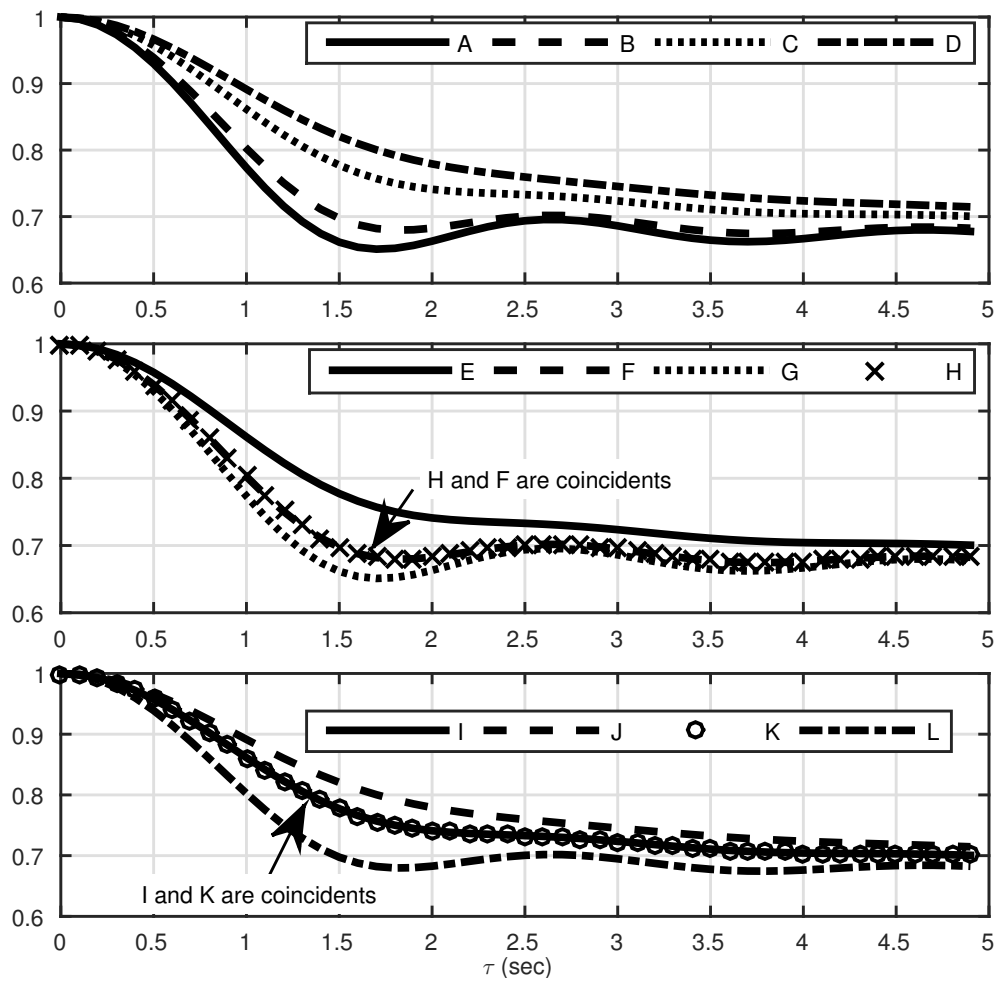


Figura 6.1: Correlación temporal del modelo MIMO de dimensión  $2 \times 2$  para el caso 1, donde los elementos del arreglo de antenas en transmisión están dispuestos de manera perpendicular a la dirección del radio de giro de vuelo de la aeronave (e.g. en las alas de la aeronave o UAV).

transmisor prácticamente no tiene influencia.

La correlación espacial en recepción, Fig. 6.2, alcanza aproximadamente los mismos valores de correlación para todos los puntos de evaluación del modelo cuando la separación de elementos del arreglo de antenas en recepción es  $4\lambda$ . Por otro lado, la función de correlación en transmisión resulta en valores totalmente correlacionados para todos los puntos. Esto se muestra en la Fig. 6.3. Estos resultados se esperaban debido a la combinación de la disposición del arreglo de antenas en la aeronave y el tipo de vuelo en particular, que resulta en una orientación colineal con el radio de giro del vuelo y por lo tanto la señal recibida en tierra resulta espacialmente indistinguible.

En base a estos resultados y la combinación de geometría de vuelo y disposición del arreglo de antena en la aeronave, no es posible tomar ventaja de la dimensión espacial de la señal en la transmisión y consecuentemente esta disposición no resulta apropiada para una comunicación MIMO. Esta situación lleva a proponer una disposición distinta de los elementos del arreglo de antena en transmisión, en la que los elementos se dispongan a lo largo del fuselaje de la aeronave. Cabe resaltar que en esta disposición, la orientación del haz principal sintetizado por el arreglo (*broadside*), resulta colineal con el radio del círculo descrito por la geometría del



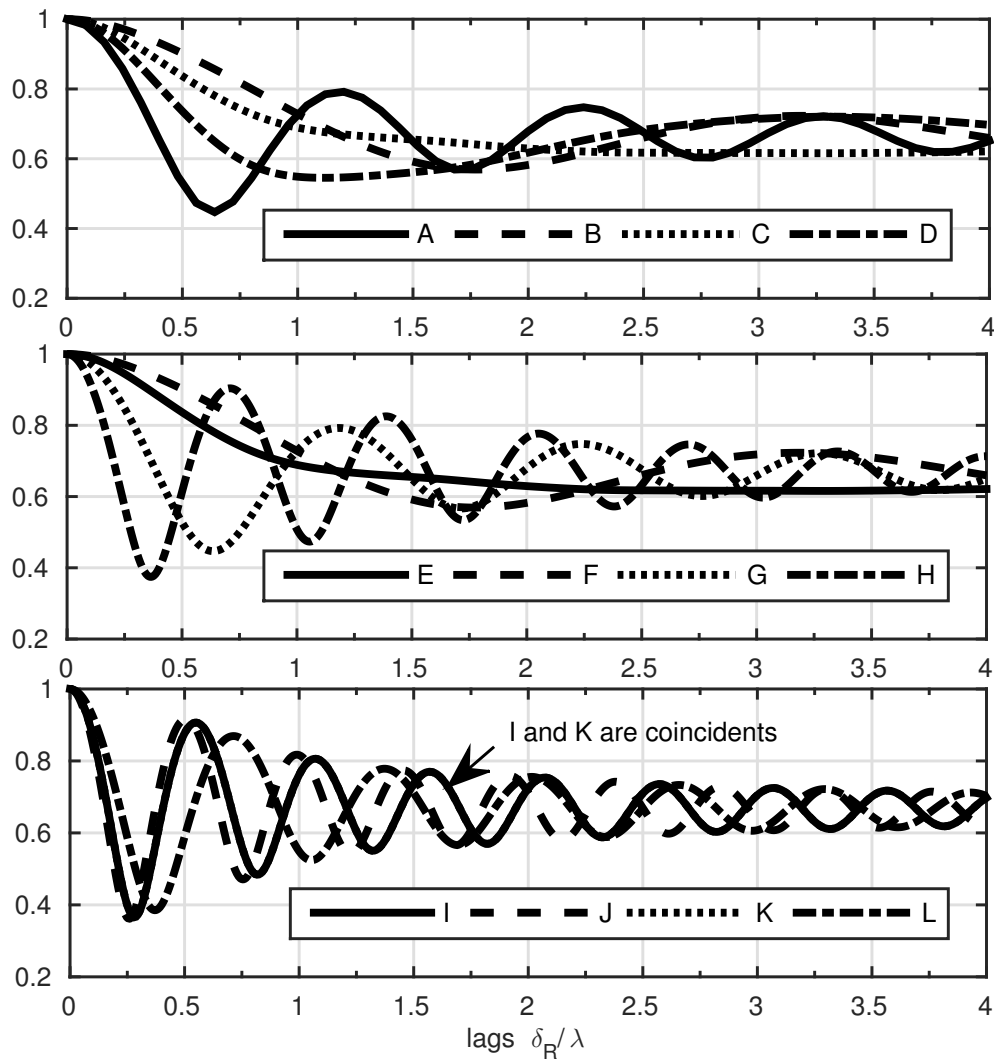
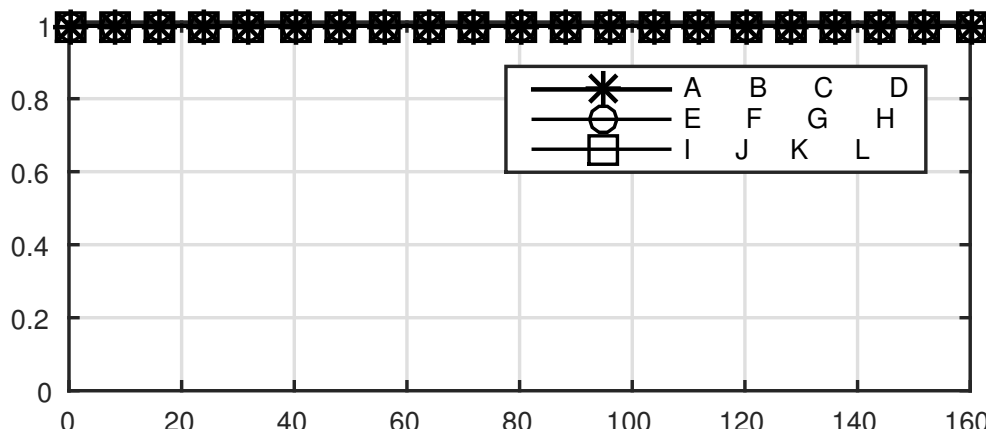


Figura 6.2: Correlación en recepción ( $E\{h_{q1p1}h_{q2p1}\}$ ) del modelo de dimensión  $2 \times 2$ .

vuelo.

### 6.2.1.2. Caso-2

En este caso, la configuración permite que exista algún grado de diferencia estocástica entre las señales simultáneamente emitidas desde el transmisor. Esto se muestra en la Fig. 6.4 mientras que parecido estocástico en el receptor es el mismo que en el primer caso, i.e Fig.6.2. Esto es esperable, siempre y cuando la ubicación de los dispersores en tierra no cambie con el tiempo ni tampoco la ubicación del arreglo de antena en recepción. Además, el cambio de orientación del arreglo de antenas en trasmisión no genera cambios apreciables en la función de correlación temporal, tal como se muestra en la Fig.6.5. Con el objetivo de analizar el impacto de la estructura espacial de los dispersores en tierra sobre el canal MIMO, es conveniente hacer uso de la descomposición de la función de correlación en componentes LOS y NLOS. Considerando que la estructura espacial de los dispersores impacta principalmente en la componente NLOS de la señal, sólo analizaremos la influencia de la estructura espacial de los dispersores sobre esta componente en el comportamiento de la función de correlación tanto en transmisión como en


 Figura 6.3: Caso 1: Correlación espacial en Transmisión ( $E\{h_{q1p1}h_{q2p1}\}$ ) del caso 1.

recepción.

#### 6.2.1.2.1. Efectos de la estructura espacial de dispersores sobre la función de Correlación

La componente NLOS de la función de correlación es analizada para diferentes variables paramétricas que gobiernan la distribución estocásticas de los dispersores. Para una única antena en transmisión, la Fig.6.6a muestra la influencia de la dispersión angular de los dispersores,  $\kappa$ , alrededor del valor medio de los ángulos de arribo en el receptor. La reducción de la dispersión angular,  $\kappa$ , incrementa significativamente el espaciamiento necesario entre elementos del arreglo de antena para sostener un nivel de correlación espacial dado.

La Fig.6.6b muestra la influencia sobre la función de correlación del valor medio de la altura de los dispersores. En este caso particular se consideró que la altura máxima alcanzable por un dispersor en particular (edificios) es de 30 m y el rango de valores medios de 8 m to 12 m, esto se corresponde con una zona urbana con edificios de hasta 10 pisos y departamentos de hasta 2 pisos. Sin embargo, no se observan cambios significativos.

La Fig.6.7a muestra la influencia sobre la función de correlación las variaciones de radio máximo alcanzable por los dispersores. Para una dispersión dada ( $a = 0.01$ ) de las distancias radiales de dispersores, el incremento de  $R_{S,\text{máx}}$  lleva a un incremento del nivel de la función de correlación espacial en recepción. Este comportamiento es debido a que el nivel de parecido estocástico recae en el nivel de parecido de las fases de los caminos. Por lo tanto el incremento de distancia radial favorece el parecido de los caminos con el consecuente incremento del nivel de la función de correlación espacial en recepción.

La Fig.6.7b muestra la influencia sobre la función de correlación espacial de la orientación del arreglo de antenas en recepción. Claramente, cuando el haz principal sintetizado (broadside) del arreglo de antenas apunta a la zona de dispersores el nivel de correlación cae súbitamente con la separación de elementos del arreglo de antenas. Este comportamiento es consistente con los resultados reportados por Michailidis [223] donde, en un escenarios similar, el nivel de correlación en recepción es minimizado cuando la diferencia entre  $\theta_R$  y  $\mu$  is  $90^\circ$ .

La Fig.6.8a y la Fig.6.8b muestran la influencia de la ubicación del grupo de dispersores a través de la variación del ángulo azimutal,  $\mu$ , sobre la función de correlación tanto en transmisión como en recepción. Considerando una separación de unas pocas longitudes de onda entre elementos del arreglo de antenas tanto en transmisión como en recepción, observe que los valores mínimos en uno y otro caso no son alcanzados de manera simultánea, es más cuando en

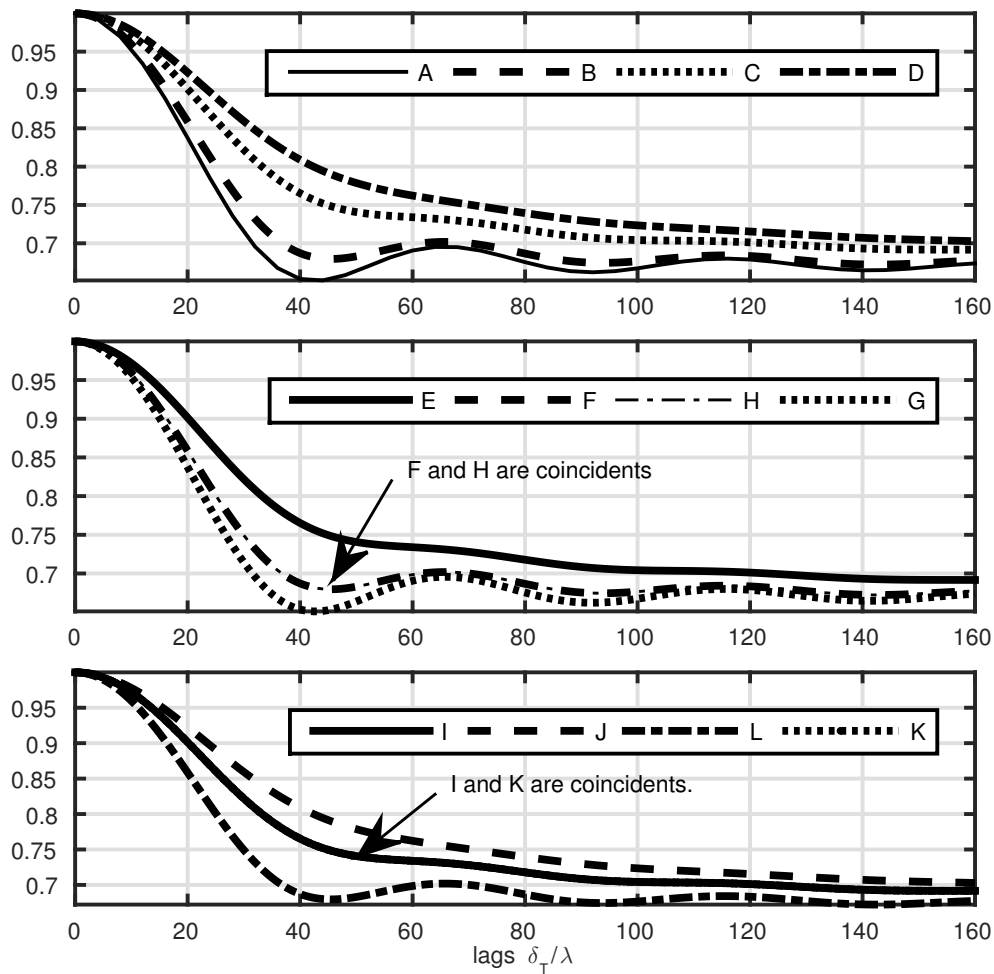


Figura 6.4: Correlación espacial en transmisión ( $E\{h_{q1p1}h_{q2p1}\}$ ) para el modelo MIMO de dimensión  $2 \times 2$ . Case 2, con los elementos del arreglo de antenas en transmisión dispuestos de tal manera que el boresight del haz conformado apunte al arreglo de antenas receptor.

transmisión el nivel de correlación es máximo en recepción el nivel de correlación alcanzado es mínimo. Sin embargo, a medida que la separación entre elementos de antenas se incrementa tanto en transmisión como en recepción, se puede observar que ambos niveles disminuyen su variabilidad y disminuyen monótonicamente sus niveles. En otras palabras, las Fig.6.8a y Fig.6.8b sugieren que con la separación apropiada entre elementos de antena, es posible obtener una matriz de canal con elementos prácticamente no correlacionados.

En términos generales y considerando los resultados numéricos obtenidos, tomando una separación apropiada entre elementos de antenas la influencia de los dispersores locales alrededor del arreglo receptor desaparecen. Sin embargo, aunque los valores de correlación en transmisión y recepción representan métricas relevantes para obtener una mayor comprensión de la estructura del canal, no resulta completa en su descripción cuando las direcciones de salida y las direcciones de arribo de las señales presentan algún tipo de relación geométrica. Esto es particularmente cierto para el caso de modelos de canal de simple rebote o de interacción única con los dispersores. Por lo tanto, para completar el análisis y obtener una visión más completa de los potenciales beneficios que pueden obtenerse con este tipo de canal, en la próxima sección se analiza la capacidad ergódica del canal.

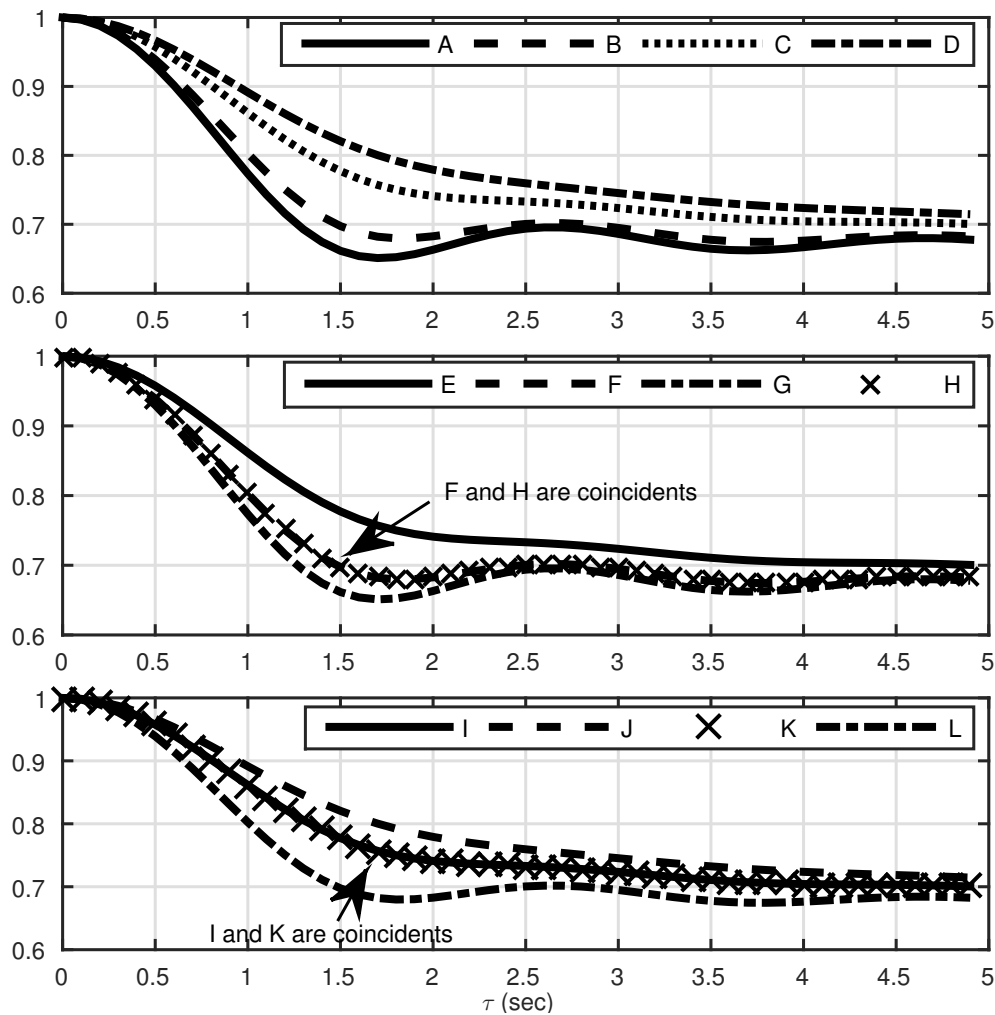
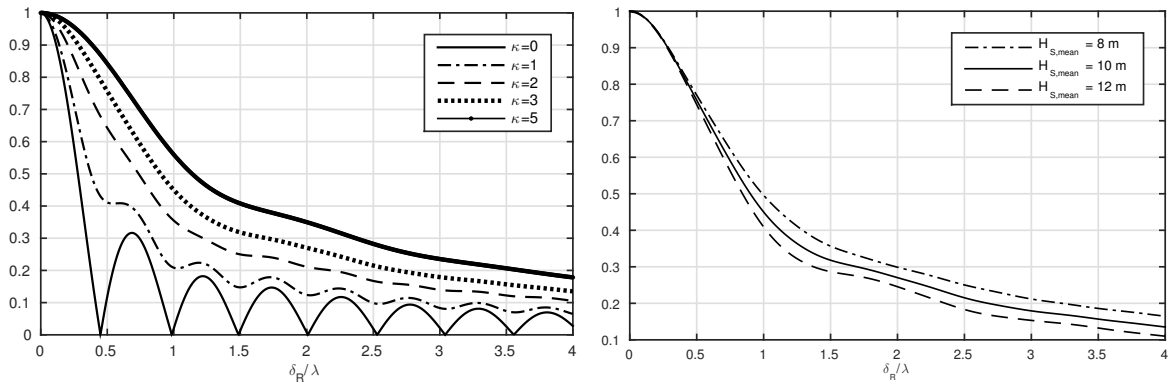


Figura 6.5: Correlación temporal del modelo de canal MIMO  $2 \times 2$  para el caso 2, con los elementos del arreglo de antenas en transmisión dispuestos de tal manera que la dirección principal del haz conformado apunte al arreglo de antenas receptor.

### 6.2.2. Análisis de la capacidad ergódica

La comunicación aire-tierra desde aeronaves UAV enfrenta desafíos en el enlace de datos aire-tierra distintos a los enlaces de comunicación terrestres; por ejemplo el valor de capacidad alcanzable en la comunicación aire-tierra de aeronaves UAV se ve afectado por la orientación del haz conformado por el arreglo de antenas receptor y la orientación media de la distribución de dispersores no isotrópicos alrededor del arreglo receptor. La distribución de dispersores no isotrópicos refleja un entorno urbano realista en el que se configura un AoA dominante. Sin embargo, un sólo AoA es válido en un escenario cuasi-estático mientras que el enlace de comunicación aire-tierra de la aeronave UAV experimenta variaciones en las condiciones de canal debido a la característica de vuelo dinámico. En particular, la característica de vuelo circular del UAV impone variaciones de gran dinámica en el AoA de la señal que llega a cada elemento del arreglo de antenas en recepción. Todas estas variaciones afecta de alguna manera la capacidad alcanzable del enlace aire-tierra. La capacidad alcanzable de un enlace de comunicaciones puede analizarse a partir de las componentes directa e indirectas de la señal. La señal que llega

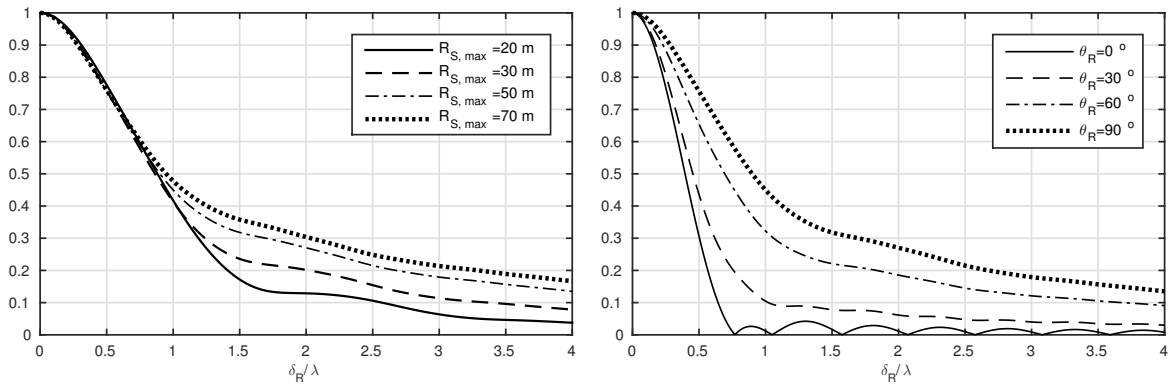


(a) Caso 2: Correlación en recepción (NLOS) como función de la separación entre elementos de antena del arreglo receptor y para distintos valores de la concentración de dispersores,  $\kappa$ .

(b) Case 2: Correlación en recepción (NLOS) como función de la separación entre elementos de antena del arreglo receptor y para distintos valores de altura media de dispersores,  $H_{S,mean}$ . La máxima altura alcanzable por un dispersor en particular en este escenario es de  $H_{S,máx} = 30$  m

Figura 6.6: Correlación en recepción como función de la separación entre elementos de antena. Curvas paramétricas con  $\kappa$  y  $H_{S,máx}$

al receptor se puede descomponer en un componente de **LOS** y **NLOS**, y ambos están relacionados por el factor de Rice [224]. En el paradigma de comunicación **MIMO**, la componente **LOS** de la señal es determinística y usualmente degrada el valor de la capacidad de canal. Sin embargo, estudios mostraron que teniendo en cuenta específicas separaciones entre elementos de antenas, se puede construir matrices de canales **MIMO** de rango completo solamente con componente **LOS** [225, 226]. La componente **NLOS** de la señal, por otro lado, es la componente clave que permite el aumento lineal con el número de antenas de la capacidad ergódica. Sin embargo, este resultado considera que la distribución de los dispersores es isotrópica y esto no refleja un escenario realista en las comunicaciones **UAV**. Además, un escenario realista suele tener una distribución de dispersores no isotrópica con un ángulo dominante de señales de llegada que podría degradar potencialmente el valor de capacidad esperada. Sumado a esto, en el enlace de comunicación aire-tierra del **UAV**, el receptor sufre de variaciones de AoA de señal, por la orientación relativa de los arreglos de antenas o por el movimiento del transmisor, y esto afecta, principalmente, a la componente de señal **NLOS**. Todos estos efectos a los que están sujetos la señal en su trayecto aire-tierra deben ser tenidos en cuenta para el desarrollo de sistemas de comunicaciones que permita alcanzar mayores tasas de datos, que las actuales. Para esto es necesario contar con un modelo de canal que permita reproducir estos efectos y partir de ello diseñar esquemas eficientes de comunicación capaces de extraer la máxima capacidad alcanzable. En la literatura, un enorme volumen de trabajos han reportado que el máximo valor de capacidad, para un escenario en particular, es alcanzado considerando solamente la componente **NLOS**. Como consecuencia, la presencia de la componente **LOS** solamente puede degradar el máximo valor de capacidad. Por el contrario, otros trabajos reportaron que una matriz de canal **MIMO** de rango completo puede ser construida a partir la componente **LOS**. A partir de esto, los mismos trabajos reportaron, que la capacidad del sistema de comunicaciones, con componentes **LOS** y **NLOS**, podía alcanzar el máximo valor de capacidad, como si solamente existiera componente **NLOS**, o inclusive un valor más grande [227]. Estos resultados animan a tener en



(a) Case 2 NLOS: Función de Correlación espacial en recepción como función de la separación entre elementos del arreglo de antenas receptor y para diferentes valores de distancias radiales,  $R_{S,m\acute{a}x}$ .

(b) Case 2: Función de correlación (NLOS) en recepción como función de la separación entre elementos del arreglo de antenas en recepción y para diferentes orientaciones del arreglo,  $\theta_R$ .

Figura 6.7: Correlación en función de la separación entre elementos de antena en transmisión y recepción. Parametrico con  $R_{S,m\acute{a}x}$  y  $\theta_R$

cuenta la componente LOS en los diseños de sistemas de comunicaciones **MIMO**. Sin embargo, la construcción de matrices de canal **MIMO** de rango completo con arreglos de antenas lineales y uniformes, requiere de espaciamentos entre elementos que no resultan prácticos en aplicaciones donde el rango entre transmisor y receptor superen el kilómetro de distancia y operen a frecuencias de portadora por debajo de los 10 GHz.

Con el objetivo de derivar criterios prácticos de diseño, esta sección busca estudiar los efectos conjuntos de las componentes **LOS** y **NLOS** teniendo en cuenta las distribuciones no isotrópicas de los dispersores, su concentración alrededor del AoA medio y las posiciones relativas de los arreglos de antenas impuestas por las características de vuelo de la aeronave.

Considerando un comportamiento de canal no selectivo (banda angosta) y sin realimentación de estados de canal, i.e. la matriz de canal es conocida perfectamente en el receptor, pero no en el lado transmisor. Además, si la potencia total transmitida es asignada a cada elemento de antena del arreglo transmisor de manera uniforme. Entonces, la capacidad promedio en bps/Hz, esta dada por:

$$E\{C\} = E \left\{ \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{L_r} + \frac{\text{SNR}}{L_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \right\} \quad (6.1)$$

donde  $\det(\cdot)$  denota determinante y SNR es la relación de potencia de señal a potencia de ruido en el receptor. Ya que en su forma general, el canal de comunicaciones aire-tierra puede ser Rician o Rayleigh, la matriz  $\mathbf{H}$  puede ser escrita como,

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_{LOS} + \mathbf{H}_{NLOS}, \quad (6.2)$$

donde  $K$  es el factor de Rician.  $H_{LOS}$  es una matriz de  $L_R \times L_T$  elementos que contiene las respuestas al impulso normalizada de la componente LOS de la señal. La  $\mathbf{H}_{NLOS}$  es una matriz de  $L_R \times L_T$  componentes conteniendo la respuesta al impulso de la componente **NLOS** de la señal.

Como no se tendrá en cuenta la posibilidad de construcción de una matriz **LOS** de rango completo, por resultar no práctico, a continuación se presentan los resultados de la capacidad

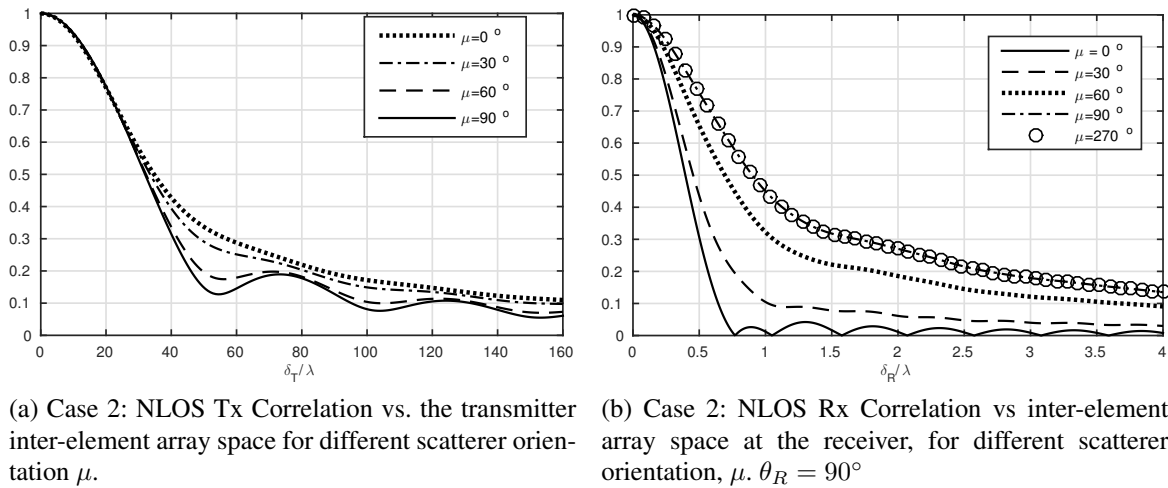


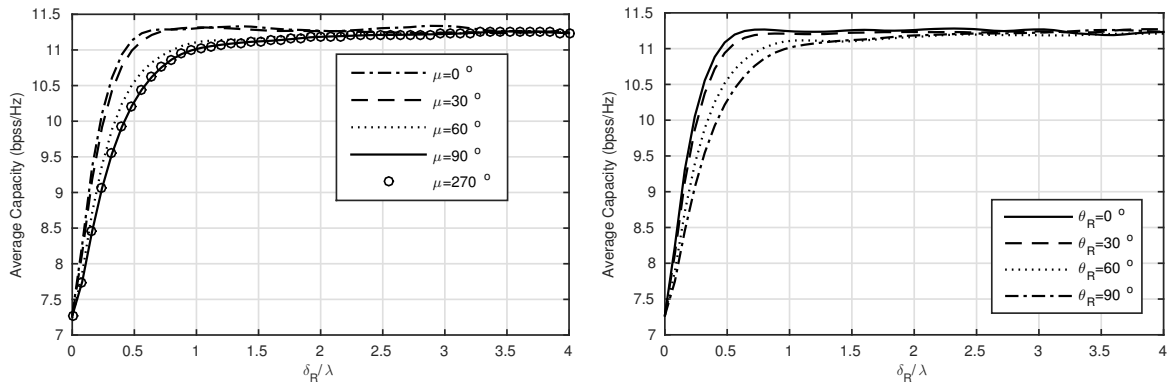
Figura 6.8: Correlación en función de la separación entre elementos de antena en transmisión y recepción. Paramétrico con  $\mu$

ergódica analizada considerando solamente la componente **NLOS**. Con ello se determina la máxima capacidad alcanzable en cada punto de evaluación del modelo y luego, se extienden los cálculos considerando ambas componentes, **LOS** y **NLOS**, para su comparación. Por motivos de espacio, pero sin pérdida de generalidad, los resultados de capacidad, paramétricos con las características no isotrópicas de los dispersores y la orientación de los arreglos, corresponde al punto A de evaluación del modelo. Para luego al final comparar los valores alcanzados de capacidad en todos los puntos de evaluación del modelo.

La capacidad ergódica, teniendo en cuenta solamente la componente **NLOS** se muestra en la Fig.6.9a como función de la separación de entre elementos del arreglo de antena receptor y para diferentes ángulos de llegada que resultan de las diferentes posiciones que puede adoptar el cluster de dispersores alrededor del receptor. Debido a la simetría geométrica propia del vuelo de la aeronave, solamente se muestran los ángulos de arribo de  $\mu = 0^\circ$  a  $\mu = 90^\circ$ . Note que, a partir de valores de  $\delta_R = 1.5\lambda$  en adelante, las diferentes curvas de capacidad convergen a un valor de 11.3 bps/Hz y el desempeño de  $\mu = 0^\circ$  y  $\mu = 90^\circ$  son coincidentes.

La Fig.6.9b muestra el desempeño de la capacidad para diferentes orientaciones del arreglo de antenas receptor y un ángulo de arribo fijo. Notar la influencia de la distribución no isotrópica de los dispersores se desvanece a medida que se incrementa el espaciamiento entre elementos de antenas del arreglo y que las curvas convergen al valor de capacidad de 11.3 bps/Hz. La Fig.6.10a muestra la influencia de la concentración de los dispersores alrededor de su ángulo medio, (AoA), alrededor del receptor. La concentración es controlada por el parámetro,  $\kappa$ , de la función de densidad de probabilidad Von Mises con un rango de 0 to 9. En particular, el valor de  $\kappa = 0$  modela una distribución azimutal uniforme de los dispersores y el valor de  $\kappa = 9$  modela una distribución de dispersores no isotrópica con una dispersión angular de  $6.3^\circ$  aproximadamente. En este caso el comportamiento de las curvas es similar a las mencionadas anteriormente, i.e. a partir de valores de espaciamiento de  $\delta_R = 2.5\lambda$  las curvas en la Fig.6.10a convergen a 11.3 bps/Hz de capacidad.

La Fig.6.10b muestra la influencia de distintos ángulos de arribo en la capacidad alcanzable como función de la separación de elementos de antenas del arreglo transmisor. Notar que, a partir de  $\delta_T = 45\lambda$  las curvas de capacidad convergen también al valor de 11.3 bps/Hz.



(a) Capacidad ergódica como función de la separación entre elementos del arreglo receptor para varios ángulos de arribo de señal.  $SNR = 17dB$ ,  $\kappa = 3$ ,  $\delta_T = 160\lambda$ , Point A. NLOS

(b) Capacidad Ergódica como función del espaciamiento entre elementos de antenas del arreglo y varios ángulos de orientación.  $SNR = 17dB$ ,  $\kappa = 3$ ,  $\delta_T = 160\lambda$ , Point A. NLOS

Figura 6.9: Capacidad ergódica en función de la separación entre elementos de antena en recepción.

Las Figuras.6.9a, 6.9b, 6.10a y 6.10b, claramente sugieren que, incrementando el espacio entre los elementos de antenas del arreglo receptor más allá de  $1.5\lambda$  los efectos de la distribución no isotrópica de los dispersores y los efectos de la orientación relativa del haz conformado se reducen significativamente. Sin embargo, vale la pena recordar que en los resultados mostrados en las Fig.6.9a a Fig.6.10b no se considera componente LOS.

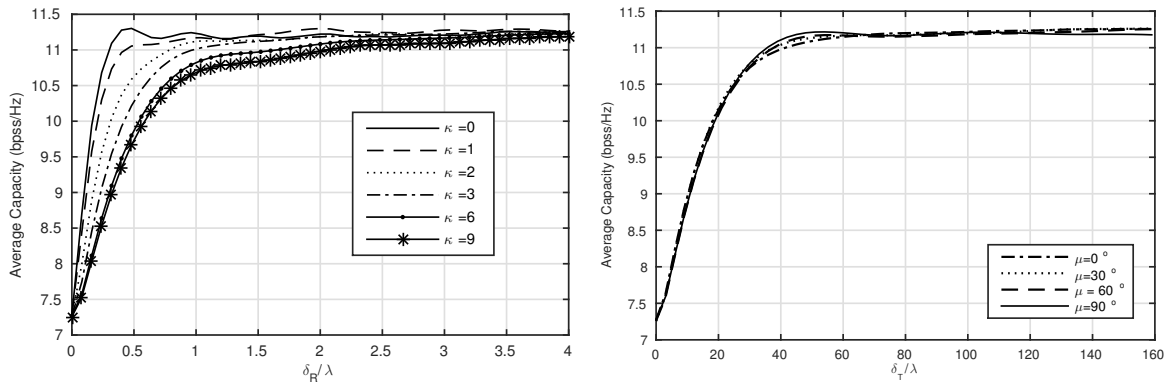
Ahora en base a los resultados previos, la evaluación numérica de la capacidad ergódica para todos los puntos de evaluación del modelo y considerando también la componente LOS, se muestra en la Fig.6.11. Además, se muestran resultados para diferentes separaciones entre elementos de antenas del arreglo en recepción.

En esta sección se estudió la capacidad ergódica del canal tierra-aire de una aeronave no tripulada particularizado a un tipo de vuelo circular, de baja altura y con dispersores alrededor del receptor, ubicado en tierra, considerando que la distribución espacial de los mismos (los dispersores) no es isotrópica. En base a los resultados de simulación numérica, se encontró que si se toma suficiente separación entre elementos de antenas en recepción, los efectos nocivos de la distribución de los dispersores y los AoA variantes en el tiempo (por la geometría del vuelo), se minimizan. En base a estos resultados, se presentó el desempeño alcanzable, en términos de capacidad, para todos los puntos de evaluación del modelo, mostrando valores de capacidad superiores (para  $\delta_R = 4\lambda$  y  $\delta_T = 70\lambda$ ) en relación a un diseño de separación de elementos de antenas de  $\frac{1}{2}\lambda$  clásico en la literatura. A partir de esto resultados, a continuación se discute el modelo de sistema en función de los parámetros que este modelo impone.

### 6.3. Arquitectura del sistema de comunicaciones Aire-Tierra

El modelo del BC del sistema MU-MIMO se puede apreciar en la Fig. 6.1 donde se encuentra enfatizados los bloques de estudio. El transmisor móvil está equipado con un arreglo de antena de dos elementos en transmisión ( $M_t = 2$ ) mientras que cada uno de los  $K$  usuarios activos dispone de un único elemento de antena en recepción ( $M_r = 1$ ).





(a) Capacidad Ergódica como función de la separación entre elementos de antenas del arreglo y parámetros con la dispersión de los scatterer.  $SNR = 17dB$ ,  $\mu = 270^\circ$ ,  $\delta_T = 160\lambda$  Point A. NLOS

(b) Capacidad Ergódica como función de la separación entre elementos de antena en transmisión y parámetros con los distintos ángulos de arribo de la señal ( $\mu$ ).  $SNR = 17dB$ , Point A. NLOS

Figura 6.10: Capacidad ergódica en función de la separación entre elementos de antena en recepción.

Se considera que el sistema de comunicaciones opera en un entorno inalámbrico con línea de vista **LOS** y dispersores ubicados de manera no-isotrópica. Además, se considera que el comportamiento del canal relativo a la tasa de símbolos del sistema de comunicaciones presenta desvanecimiento plano en frecuencia. Consecuentemente, los coeficientes ganancia de canal que experimenta el  $k$ -ésimo usuario en recepción desde la  $m$ -ésima antena del transmisor se puede describir a partir de los resultados de la extensión del modelo de canal propuesto en el capítulo anterior.

Se considera además que todos los usuarios experimentan procesos de desvanecimiento espacial independientes entre sí. En el modelo de sistema de comunicación inalámbrico anterior, se había considerado entre cada **MS** activa y la **BS** era posible considerar ganancias de canal independiente de un usuario a otro, dando lugar a diferentes valores de atenuación de propagación para cada situación particular sin que tenga importancia cuan cerca pueden estar los usuarios uno de otros. Sin embargo, en base a los resultados de correlación espacial del capítulo anterior, la distancia física entre elementos de antena que presentan un valor de correlación por debajo de 0.1 existen a partir de  $4\lambda$ . Considerando una frecuencia de portadora de 2.4 GHz esto representa una separación de aproximadamente 0.5 metros entre usuarios/dispositivos.

En este capítulo también se considera un modelo de desvanecimiento por bloque. No obstante, por el tipo de escenario de análisis de este capítulo es necesario considerar el tiempo de coherencia del canal para derivar la máxima longitud de trama y de esta manera la carga de señalización asociada a la tasa de variación de canal. De acuerdo a este modelo, cada **MS** codifica la Información de Estado del Canal **CSI** que experimenta en recepción en un mensaje de realimentación, el cual se transporta hacia el transmisor a través de un canal reverso con ancho de banda restringido, donde de la misma manera que en el Capítulo 3 no se consideran retardos ni se introducen errores en dicho proceso.

En un escenario con dispersores ubicados de manera isotrópica y una gran cantidad de usuarios/dispositivos existen múltiples direcciones espaciales que ofrece una alta probabilidad de seleccionar un grupo de usuarios a transmitir a partir de la Información de Dirección del Canal **CDI** que reportan, garantizando de este modo la compatibilidad espacial entre todos los

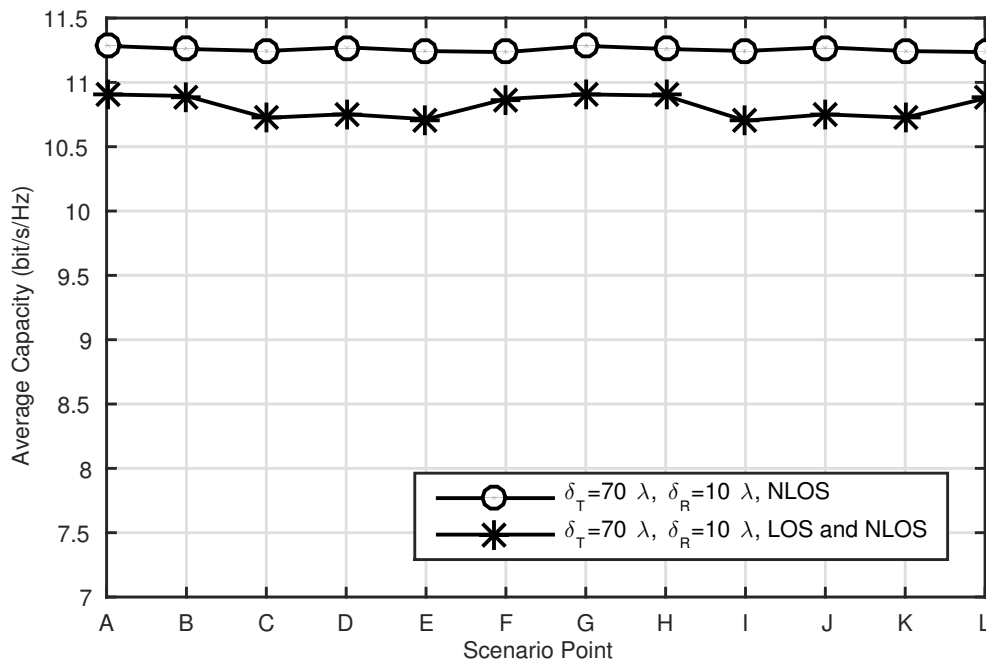


Figura 6.11: Capacidad ergódica en cada punto de evaluación del modelo. SNR= 17dB

miembros del conjunto seleccionado en cada instante. Sin embargo, en un escenario con dispersores ubicados espacialmente de manera no-isotrópica, las direcciones espaciales, aunque abundantes, pueden resultar con un gran parecido. Se discutirá las opciones en este Capítulo. Se considera, además, que el proceso de diagramación no tiene en cuenta la calidad de canal instantánea que experimentan los usuarios individuales en cada instancia de transmisión.

El esquema de precodificación utilizado es un esquema de Conformación de Haz Lineal **LBF**, y se lo utiliza como una alternativa lineal de baja complejidad para implementar una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio **SDMA** en transmisión.

De manera general, un sistema **MU-MIMO** que aplica **SDMA** en transmisión, la señal recibida en la  $k$ -ésima **MS**, en el intervalo de tiempo  $[t, t + T]$  viene dada por

$$r_k(t) = \mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{g} + \sigma n_k(t), \quad k = 1, \dots, K, \quad (6.3)$$

donde  $(\cdot)^T$  denota la operación de transposición.  $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  corresponde al vector de señal, con los símbolos de información de los usuarios diagramados afectados también por su firma de usuario y ganancia de procesamiento  $N$  que se transmite desde los elementos del arreglo de antenas de la **BS**.  $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  es el vector de estado de canal del  $k$ -ésimo usuario en recepción, mientras que  $n_k(t)$  representa la componente de ruido complejo Gaussiano Blanco Aditivo **AWGN** con media nula y varianza unitaria.  $\sigma$  representa un factor de escala que modifica la varianza del ruido.

La restricción de potencia en la señal de entrada implica que se debe satisfacer la relación

$$E\{\mathbf{g}^H \mathbf{g}\} \leq P_t, \quad (6.4)$$

donde  $P_t$  representa la energía total que el sistema asigna por cada intervalo de transmisión, mientras que  $(\cdot)^H$  representa el Hermitiano de un vector (transpuesto conjugado). Además, considera que no es posible aplicar mecanismos de control de potencia de rápida respuesta en

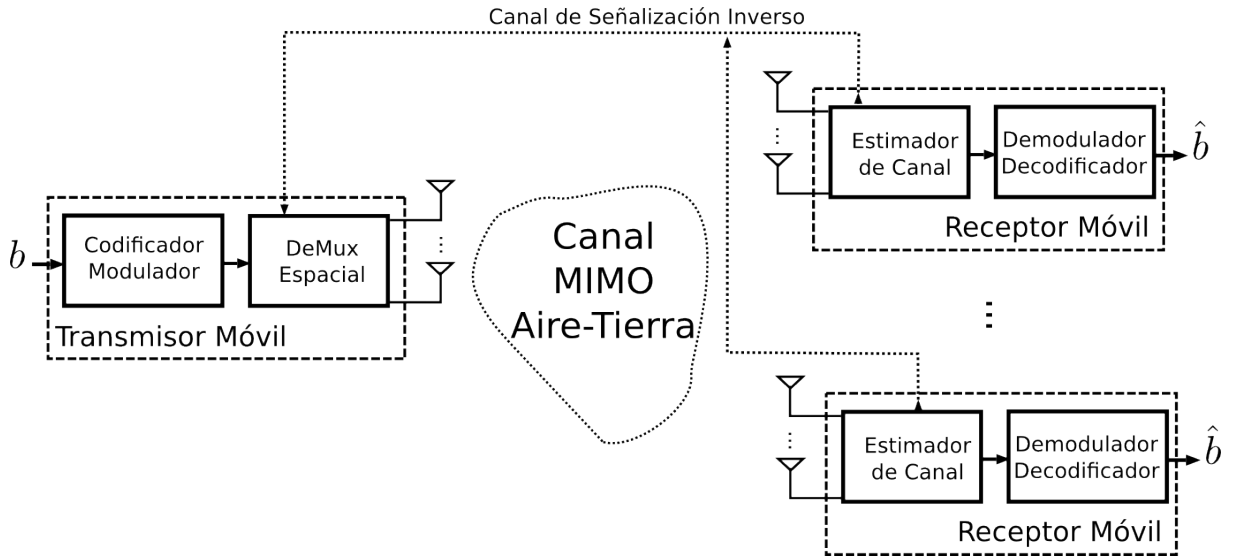


Figura 6.1: Estructura general de un sistema de comunicación con SDMA en el DL y receptor Multiusuario.

transmisión; por esto, se supone que el valor de  $P_t$  permanece invariante a lo largo del tiempo de transmisión.

El vector de señal transmitida se encuentra relacionado con los símbolos de información a través de un esquema de precodificación lineal de la siguiente manera

$$\mathbf{g} = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \mathbf{w}_k b_k s_k(t), \quad (6.5)$$

donde  $s_k(t)$  y  $b_k$  representan, la firma de usuario y el símbolo de datos del  $k$ -ésimo usuario.  $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  con  $\|\mathbf{w}_k\|^2 = 1$  representa el vector de conformación de haz lineal del  $k$ -ésimo usuario y  $p_k$  representa el factor de potencia asignado al  $k$ -ésimo usuario. Además, se considera que el transmisor distribuye de manera uniforme la potencia  $P_t$  por antena y por usuario en transmisión.

A medida que el número de usuarios crece, el empleo de mecanismos de diagramación en transmisión permite que la BS pueda seleccionar un subconjunto de usuarios, de un total de  $K$  usuarios activos a nivel de sistema, con el propósito de enviar información simultánea a todos ellos utilizando precodificación lineal en el extremo transmisor con algún criterio específico. En este contexto,  $S \subseteq \{1, \dots, l, \dots, L\}$ ,  $L < K$ , identifica al subconjunto de usuarios seleccionados en transmisión en un intervalo de transmisión arbitrario.

En base a estas consideraciones la (6.3) se puede reescribir de la siguiente manera:

$$r_k(t) = \underbrace{\sqrt{p_k} (\mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{w}_k) b_k s_k(t)}_{d_k: \text{Señal Deseada}} + \underbrace{\sum_{l \neq k}^L \sqrt{p_l} (\mathbf{h}_k^T \cdot \mathbf{w}_l) b_l s_l(t)}_{q_k: \text{Interferencia Mutua}} + \underbrace{m_k(t)}_{\text{Ruido}}, \quad l \in S, \quad (6.6)$$

de esta manera se puede apreciar en la (6.6) que, sumada a la señal deseada, existe el aporte de la interferencia mutua y el ruido. El subconjunto de usuarios seleccionados en cada intervalo de transmisión se determina en base a la política de diagramación específica que implemente el

sistema. Es importante resaltar que el esquema de selección de usuarios en transmisión deberá proveer una solución de compromiso razonable entre tasa de transmisión alcanzable (a nivel de sistema) y grado de equidad en la asignación de recursos comunes (entre todos los usuarios participantes), para que su implementación práctica resulte apropiada.

Considerando que es factible utilizar un modelo de proyección orto-normal de dimensión finita (Ver apéndice 3.A), la ecuación (6.6) puede escribirse como:

$$\mathbf{r}_k = \sqrt{p_k}(\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k)b_k \mathbf{s}_k + \sum_{l \neq k}^L \sqrt{p_l}(\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_l)b_l \mathbf{s}_l + \sigma \mathbf{m}_k, \quad (6.7)$$

además, se adopta un esquema de asignación uniforme de potencia en transmisión a cada usuario, donde  $\sqrt{p_k} = \sqrt{p_l} = \frac{1}{\sqrt{L}}$ . La señal recibida, entonces se puede escribir como

$$\mathbf{r}_k = \frac{1}{\sqrt{L}}\tilde{h}_1 b_k \mathbf{s}_k + \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{l \neq k}^L \tilde{h}_l b_l \mathbf{s}_l + \sigma \mathbf{m}_k, \quad (6.8)$$

donde al escalar

$$\tilde{h}_l = (\mathbf{h}_1 \cdot \mathbf{w}_l), \quad l \in \mathcal{S} \quad (6.9)$$

lo denominaremos de ahora en más *canal ajustado* y es ajustado para maximizar la energía de la señal deseada en recepción. Además, se ha simplificado la notación por claridad, supeditado a que la señal de interés corresponde a la de subíndice 1. La ecuación (6.8) también puede expresarse en formato matricial, i.e.,

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{L}}\mathbf{S}\mathbf{H}\mathbf{b} + \sigma \mathbf{m}, \quad L \leq K \quad (6.10)$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &\triangleq [\mathbf{s}_1 \ \mathbf{s}_2 \ \cdots \ \mathbf{s}_L], \\ \mathbf{H} &\triangleq \text{diag}(\tilde{h}_{1,1}, \tilde{h}_{1,2}, \cdots, \tilde{h}_{1,L}), \\ \mathbf{b} &\triangleq [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_L]^T, \end{aligned} \quad (6.11)$$

y, para aumentar aún más la claridad, se ha omitido el índice temporal.

Teniendo en cuenta las restricciones de implementación práctica que existen en los dispositivos **M2M** reales, nos concentramos en caracterizar el escenario de trabajo factible de encontrar en un sistema **MIMO** con Múltiples Usuarios en el contexto de **IoT**: un canal **BC** donde la **BS** está equipada con un arreglo de antenas de dos elementos en transmisión ( $M_t = 2$ ) mientras que cada **MS** dispone de un único elemento de antena en recepción ( $M_r = 1$ ).

De acuerdo al modelo de sistema de comunicaciones empleado, el conocimiento del canal ajustado, es considerado conocido en el receptor, esto significa que, en este caso, el  $k$ -ésimo receptor conoce el valor de  $\tilde{h}_k$ , su propio canal ajustado, pero desconoce el canal ajustado de los otros dispositivos participantes en el sistema. De acuerdo a todo lo expuesto, el modelo del sistema de comunicaciones es el que se muestra en la Fig. 6.2

La motivación principal detrás de esta propuesta es caracterizar el comportamiento de distintas estrategias de recepción a través de métricas de desempeño relevantes y compatibles con el paradigma **M2M** para dar una propuesta de solución a los escenarios alejados de las principales infraestructuras de comunicaciones pensadas para dar soporte a los dispositivos **M2M**.

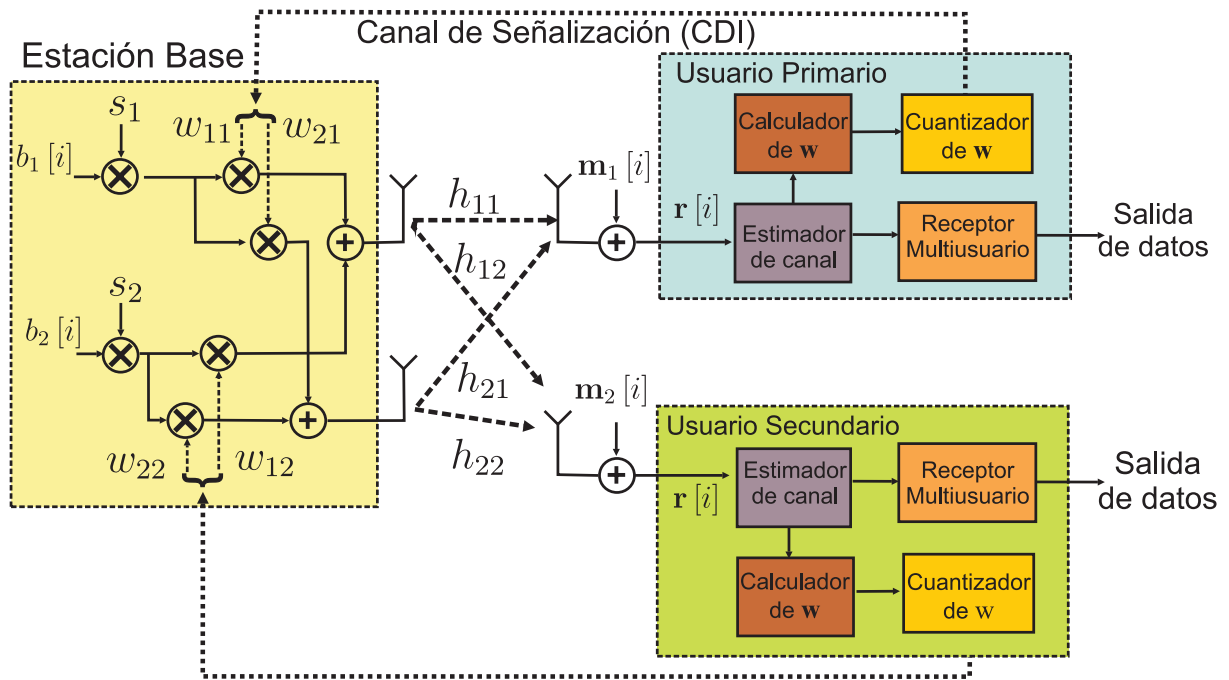


Figura 6.2: Arquitectura del Sistema de Comunicaciones Aire-Tierra.

Estas métricas involucra el conocimiento anticipado de parámetros del sistema requeridos por la estrategia de recepción, tasas de BER, comportamiento ante la interferencia, entre otros. Todo esto bajo la suposición que los receptores operan a lazo cerrado en un BC con MIMO, donde la precisión de la Información de Estado del Canal en Transmisión CSIT parcial que se reporta desde cada MS resulte compatible con los caudales de información de realimentación factibles de manejarse en los sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos, en particular los orientados a dar soporte a la red M2M.

## 6.4. Estrategias de detección

En esta sección se extienden los resultados del receptor Adaptativo Ciego obtenidos anteriormente (Capítulo 3) aplicado al escenario de referencia propuesto. Además se extienden los resultados del receptor MF como estrategia de recepción de referencia. En la 6.1 se observa el desempeño del receptor MF para el punto de evaluación A del modelo de referencia donde la referencia de máximo desempeño viene dada por la curva de BER de un receptor que no experimenta interferencia de otro usuario (línea continua roja). Es decir en un canal con único usuario. El desempeño del mismo receptor pero con la presencia de un usuario interferente y diagramación OWO se muestra en línea continua negra, donde se observa que el desempeño es similar al caso de único usuario. En línea azul con caracteres de punto se muestra el desempeño del receptor MF en presencia de un usuario interferente y diagramación OWO pero considerando sólo la presencia de componente NLOS del canal. Cabe destacar la degradación de resultados en el caso NLOS, este resultado se puede explicar notando que la presencia de línea de vista del canal refuerza la separación de datos de usuarios al utilizar un diagramador tipo OWO dado que este tipo de diagramador minimiza efectivamente los aportes de la interferencia la mayor parte del tiempo en canales con línea de vista. Además, la estrategia de recepción MF resulta

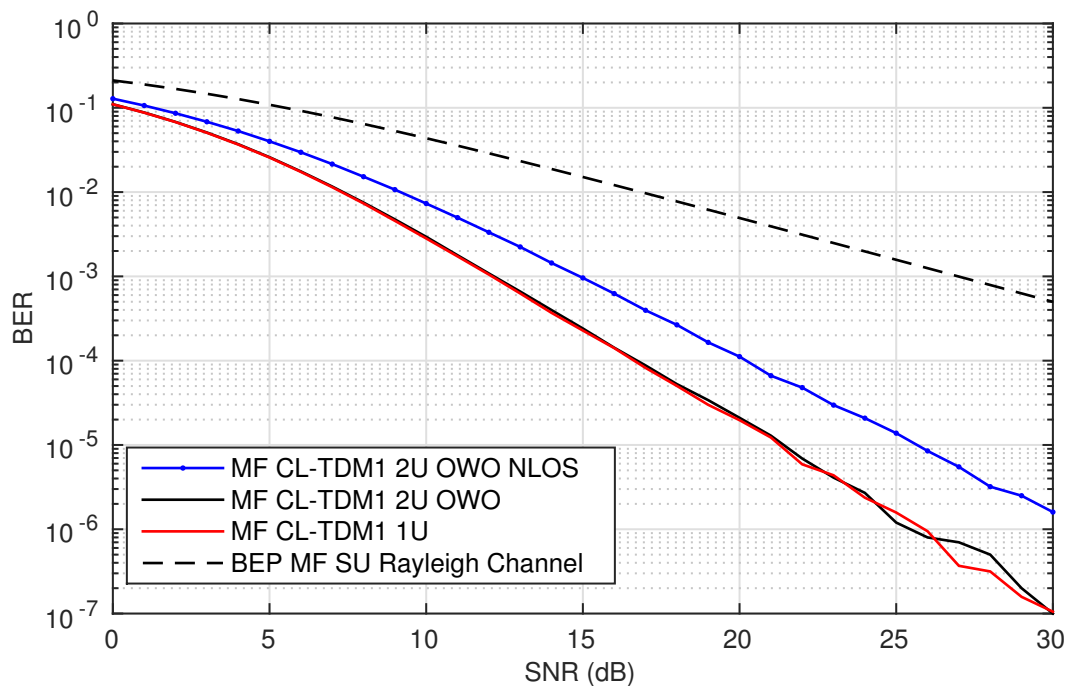


Figura 6.1: Desempeño del receptor MF para varios escenarios y condiciones de canal. En línea continua roja se muestra el BER para el MF de único usuario y presencia de componente de canal LOS y NLOS. En línea continua negra el desempeño del receptor MF para el caso de la presencia de un usuario interferente y diagramación OWO. En línea azul con caracteres de punto el desempeño del receptor MF con presencia de un usuario interferente, diagramación OWO y componente de canal NLOS. A modo comparativo también se muestra en línea discontinua el desempeño del receptor MF con único usuario en canales con desvanecimiento Rayleigh.

beneficiada en esta situación.

La Fig. 6.2 muestra el desempeño del receptor MF en línea azul con caracteres de x para el caso en el que existen 7 usuarios interferentes donde es claro que se degrada rápidamente el desempeño con la cantidad de usuarios, aún cuando opera en canales con línea de vista inclusive. En línea negra con caracteres de círculo se muestra el desempeño del receptor adaptativo ciego con 7 usuarios interferentes donde es evidente la mejora de desempeño en alta SNR relativo al receptor MF y con la misma pendiente que la curva de BER para caso del MF con único usuario. Cabe destacar que a medida que la cantidad de usuarios que operan en simultáneo crece la interferencia multiusuario se incrementa degradando el desempeño de aquellas estrategias de recepción que no toman en cuenta la estructura de la interferencia multiusuario. Esto es evidente de la Fig. 6.2 donde el receptor adaptativo ciego es capaz de superar este problema. Sin embargo, esta mejora de desempeño en términos de BER viene a costa de la necesidad de un incremento en la SNR trasladando la curva hacia la derecha comparando con la obtenida en el capítulo (3.32).

## 6.5. Sumario

En esta capítulo se estudió el desempeño de la separación entre elementos de antena tanto en transmisión como en recepción. Se observó que la disposición geométrica en la aeronave

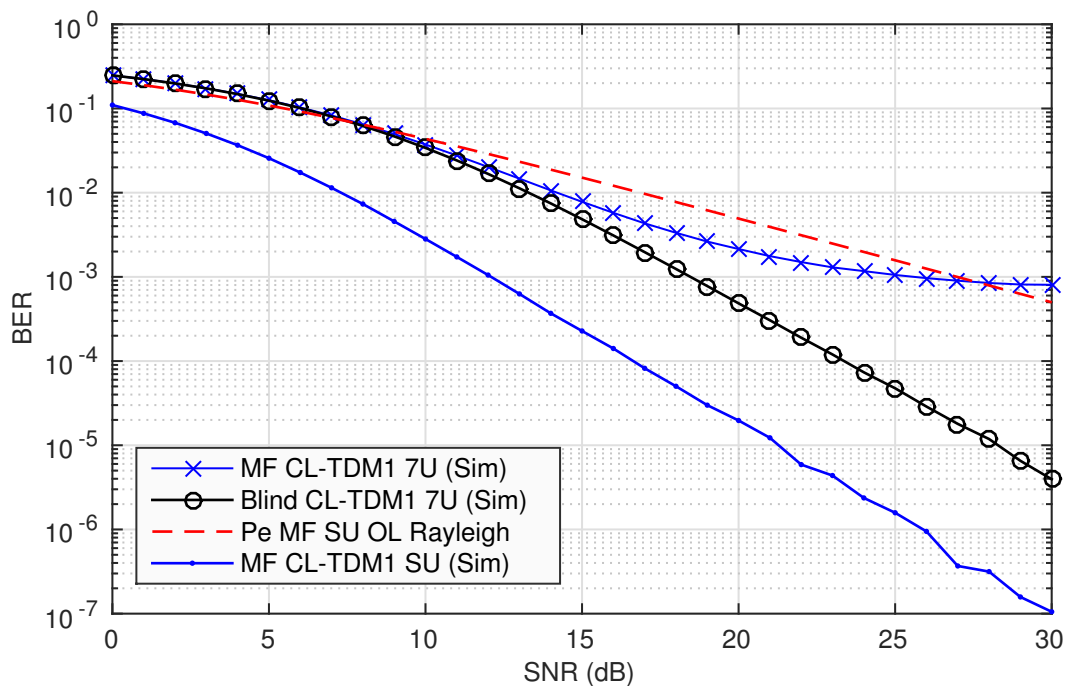


Figura 6.2: Desempeño del Receptor MF operando en un canal MIMO  $2 \times 2$  UAV con LOS y NLOS. En línea azul con caracteres X el desempeño para el caso en el que existen 7 usuarios interferentes. En línea negra con caracteres de círculo el desempeño del receptor *adaptativo ciego* con 7 usuarios interferentes. En línea azul con caracteres de punto el desempeño del receptor MF para el caso de único usuario y en línea discontinua negra el desempeño del receptor MF operando en canales con desvanecimiento Rayleigh.

tiene influencia en las métricas de correlación del canal, como así también que el incremento de la separación de elementos de antena en el receptor logra que la influencia de los distintos parámetros se desvanezca.

La configuración geométrica no-isotrópica de los dispersores obliga a que los elementos de antena en el arreglo deban separarse más que media longitud de onda, como es clásico en la literatura, para que la métrica de capacidad indique un desvanecimiento de los efectos nocivos. A partir de estos resultados es posible inferir que con separaciones de 4 longitudes de onda en adelante el sistema presenta valores de capacidad de canal cercanos a los de un canal con desvanecimiento Rayleigh permitiendo de esta manera vislumbrar ganancias similares a los enlaces Tierra-Tierra.

Se observa que el efecto de la presencia de la componente LOS de la señal en transmisión genera un beneficio en el desempeño del receptor MF en términos de BER, sin embargo cuando existen usuarios interferentes, configurados con canales independientes, la presencia de esta componente genera un incremento de la interferencia, con la consecuente aparición de un piso de error en el desempeño. En este punto el beneficio de operar con algoritmos de detección ciega es evidente en la zona de alta SNR donde se observa una mejora sustancial de la curva de BER.





# Capítulo 7

## Conclusiones

Este capítulo provee un resumen de los aportes más relevantes obtenidos en este trabajo Doctoral.

### 7.1. Introducción

El paradigma de comunicaciones **M2M** está caracterizado principalmente por una masiva cantidad de dispositivos inteligentes, de bajo costo, bajo caudal de datos y restricciones en el consumo de energía, donde el éxito de la integración de los dispositivos **M2M** recae en la existencia de una infraestructura de comunicaciones que brinde soporte de comunicaciones a los diversos dispositivos **M2M**. Sin embargo, la existencia de infraestructura de soporte de comunicaciones **M2M** en todo momento y lugar no es realista y no todos los dispositivos **M2M** consiguen integrarse a la red **IoT**. Uno de los mayores desafíos en la comunicación de dispositivos **M2M** es dar cobertura a una masiva cantidad de los mismos que requieren la transferencia de pequeñas cantidades de datos. Además, requerimientos de bajo consumo y costo limitan la cantidad de antenas que pueden desplegarse en los dispositivos **M2M**, creando serios problemas de cobertura en ubicaciones que no son frecuentadas por personas. Por ejemplo, sistemas de monitoreo de agua, gas y electricidad implementados en zonas de acceso restringido o subterráneo. De manera similar, el problema de cobertura, es compartido también por aquellos dispositivos **M2M** ubicados en zonas alejadas de infraestructuras de comunicaciones, como las redes celulares.

Los resultados de trabajos de investigación desarrollados en las últimas décadas demuestran que los canales de radio móviles equipados con Múltiples-Entradas y Múltiples-Salidas (**MIMO**) poseen un gran potencial para transmitir grandes caudales de datos en medios inalámbricos, como así también incrementar el rango de cobertura. Este es un comportamiento inherente del sistema **MIMO** con Múltiples Usuarios en *canales Terrestres* dado que se crea múltiples direcciones espaciales que pueden aprovecharse para posibilitar el envío de corrientes de información independientes a varios usuarios en forma simultánea. Por otro lado, cuando la cantidad de usuarios o dispositivos activos dentro del sistema **MU-MIMO** aumenta, el empleo de algoritmos de diagramación de usuarios permite incrementar el rango de cobertura del enlace, aprovechando la ganancia por Diversidad Multiusuario.

Alcanzar la capacidad máxima de un canal **MU-MIMO** depende de que la Información de Estado de Canal (**CSI**) esté disponible en ambos extremos del enlace de radio. Sin embargo, para la mayoría de las aplicaciones prácticas, disponer de toda la información del canal implica

un aumento del volumen de tráfico de señalización dependiente de la cantidad de usuarios o dispositivos del sistema. Es aquí donde se vuelve relevante que la aplicación de la Diversidad en Transmisión a lazo cerrado en combinación con la diagramación multiusuario en sistemas **MU-MIMO** ha demostrado ganancias sustanciales en la capacidad de suma alcanzable, aún en el caso de no disponer información completa de canal. Por otro lado, estos resultados de ganancias potenciales de capacidad son teóricos y no proporcionan información específica del tipo de recepción que permite obtener estas ganancias, especialmente en términos de tasa de error (BER). Estos resultados teóricos, han servido de motivación y guía para el desarrollo de nuevos algoritmos de recepción que puedan capitalizar estas ganancias potenciales en escenarios de comunicación multiusuario.

La Diversidad Multiusuario permite incrementar la capacidad de suma de un sistema en escenarios donde la cantidad de usuarios o dispositivos activos tiende a ser masivo. El requerimiento de bajo costo de los dispositivos inteligentes pensados para conectarse a la red **M2M** lleva a considerar, para su despliegue, el uso de porciones espectrales de bandas no licenciadas. Esto significa operar con elevados niveles de interferencia. Es conocido que el tipo de detección a emplear en un sistema, depende principalmente de la intensidad de la interferencia que deba soportar. En un sistema **MU-MIMO**, cuando el número de usuarios interferentes crece, también se incrementa la interferencia volviéndose necesario el empleo de esquemas de detección multiusuario. En este sentido, el presente trabajo de investigación permite conocer el desempeño de nuevos esquemas de recepción Multiusuario operando en Arquitecturas de Sistemas MIMO con Diversidad en Transmisión a lazo cerrado implementados en escenarios factibles de encontrar en la realidad, esto es operando en canales terrestres y en canales configurados mediante el uso de Vehículos Aéreos no Tripulados.

## 7.2. Conclusión sobre cada pregunta de investigación

A través del desarrollo de este trabajo de Tesis se intentó proveer respuesta a las siguientes preguntas de investigación:

1. *¿Cuáles son los desempeños, en términos de **BER**, de los distintos esquemas de receptores multiusuarios en canales **MU-MIMO** con Diversidad en Transmisión a lazo cerrado?*

Dentro de los esquemas de recepción analizados, el receptor de mejor desempeño es el receptor adaptativo ciego. Los indicadores para arribar a esta respuesta se ofreció a través de las métricas de curvas de **BER** y de desempeño en **SINR** de los distintos receptores considerados. Donde el análisis se inicia con la estrategia de detección más sencilla, el receptor **MF** cuyo desempeño en un escenarios sin interferencia establece una frontera superior de desempeño con una complejidad reducida, pero incapaz de lidiar con la interferencia multiusuario. Luego se presenta el desempeño del receptor de Máxima Verosimilitud, el cual es implementable en sistemas con pocos usuarios ofreciendo un desempeño superior respecto al **MF**. En esta investigación, éstos receptores se han adoptado como fronteras de desempeño inferior y superior (óptimo) respectivamente para escenarios con interferencia. Con desempeños intermedios subóptimos, se presentaron el receptor **LDD** y el **MMSE**, seleccionados para su estudio debido a su importante propiedad de eliminar la interferencia y ofrecer un desempeño mejorado en zonas de baja y alta SNR respectivamente. Sin embargo, teniendo en cuenta la complejidad de implementación práctica,

se analizaron dos enfoques adaptativos del receptor **MMSE**, un enfoque está basado en el algoritmo **LMS** y el otro es un receptor adaptativo de mínima varianza o Ciego.

2. *¿Cual es el impacto del uso de la información de canal **CSI** realimentada, sobre el desempeño de receptores multiusuarios?*

El desempeño de los distintos receptores en canales **MU-MIMO** fue analizado en dos escenarios distintos. En uno de ellos, el transmisor dispone de **CSI** completa para la transmisión; esto se logra considerando que no existen restricciones de ancho de banda en el canal de señalización ni cuantización de la información de estado de canal. En el otro escenario se considera que las distintas direcciones de canal abastecidas al transmisor se realizan con un esquema de cuantización práctico, lo que produce una degradación de la energía recibida en el receptor con respecto al escenario ideal. Los resultados de curvas de **BER** muestran que, aunque existe una pérdida de desempeño al utilizar información incompleta de canal, estas no son mayores a 0.3 dB. Este resultado tiene un alto impacto en la proyección de sistemas de comunicación futuros, pues es posible vislumbrar un crecimiento masivo en la cantidad de dispositivos con un crecimiento con una pendiente menor en el caudal de realimentación de datos de señalización.

3. *¿Cual es el receptor multiusuario que presenta la mejor relación desempeño/complejidad en Arquitectura de Sistemas de Comunicación **MU-MIMO** con Diversidad en la Transmisión, precodificación lineal y mecanismos de selección de usuarios?*

En función de gráficas de **BER** y tablas comparativas, de cada estrategia de recepción, se proveen los siguientes criterios de selección:

- a) Conocimiento anticipado de los parámetros de la interferencia.
- b) Complejidad de implementación.
- c) Conocimiento de la estructura de la Interferencia.
- d) Desempeño en términos de **BER**.
- e) Adaptación dinámica.

- a) En función del primer criterio, la selección apunta en primer lugar al receptor **MF** y a los adaptativos **LMS** y Ciego, debido principalmente a los pocos parámetros que necesitan para lograr la demodulación de los datos del usuario de interés.

El segundo criterio prioriza los receptores que aplican una transformación lineal de la señal recibida para lograr la demodulación de los datos de usuario. En este punto es importante aclarar que tanto el receptor **LDD** como el **MMSE** aplican una transformación lineal de la señal recibida, pero a diferencia de las implementaciones adaptativas y el receptor **MF**, requieren del cálculo de inversa de matrices. Este requerimiento es tal que en escenarios dinámicos pueden llevar a una complejidad de implementación inaceptable.

- b) El escenario **MU-MIMO** analizado es compatible con los caudales de datos esperables en los dispositivos **M2M**. Como este sistema está basado en el sistema de Acceso Múltiple por División de Código, la capacidad de soporte de usuarios o dispositivos simultáneos está limitada principalmente por el nivel de interferencia, con

esto en mente, es de suma importancia clasificar a los receptores de acuerdo al conocimiento que tienen de la estructura de la interferencia y su capacidad de tomar ventaja de ella. Esto, sin duda permite tomar ventaja a su vez en la demodulación de los datos del usuario o dispositivo de interés. En este sentido, el receptor de MF es el receptor que se debe descartar debido a que éste considera a la componente de interferencia en la señal recibida, como parte del ruido del canal, es decir, no hace ninguna consideración en relación a la posibilidad de explotar la estructura multiusuario de la interferencia.

- c) La selección de los receptores en función del desempeño en términos de BER considera a los receptores adaptativos LMS y Ciego como candidatos a elegirse, ya que ambos convergen a tasas de errores de bits similares. Sin embargo, el conocimiento anticipado de secuencias de entrenamiento para el esquema que hace uso del algoritmo LMS lo hace menos eficiente espectralmente frente al algoritmo adaptativo ciego (algoritmo adaptativo de mínima varianza de salida). En el capítulo 3 se ha demostrado a través de resultados numéricos que soportan los desarrollos semi-analíticos que este tipo de estrategia de recepción es capaz de lograr la separación de datos deseada en presencia de altos niveles de interferencia e inclusive, si dos usuarios transmiten con la misma firma de usuario, mediante la proyección de los datos de cada uno a subespacios ortogonales. Este tipo de estrategia de recepción se adapta de tal manera que logra separar los datos de cada usuario o dispositivo. Por otro lado la capacidad de adaptarse en ambientes con niveles de señal deseada por debajo del umbral de ruido, lo posiciona como candidato para aquellos dispositivos inteligentes que se reportan actualmente como de difícil integración a la red IoT. Estos resultados, sin duda, permitirán la integración efectiva los usuarios o dispositivos con rango de cobertura limitado en redes M2M.
- d) Actualmente los escenarios de comunicaciones inalámbricos se están extendiendo hacia aplicaciones en donde ambos extremos del enlace de radio presentan características móviles, esto lleva a que el tipo de canal presente un mayor dinamismo que el que se utilizó en la primera parte de esta Tesis. Es por esto que resulta de gran importancia considerar también aquellos esquemas de recepción en donde la adaptación dinámica, con alta eficiencia espectral, sea una propiedad inherente a la estrategia de recepción. En función de este último criterio los receptores adaptativos LMS y Ciego presentan diferentes características de adaptación dinámica. En este sentido el receptor basado en el algoritmo LMS necesita de una secuencia de sincronismo para la adaptación, en un escenario muy dinámico esto puede llevar a que el algoritmo no alcance una convergencia aceptable y por ende el receptor experimente una cantidad de errores que puede resultar inaceptable. Por otro lado, como se mencionó anteriormente, a favor del receptor adaptativo ciego está la característica de adaptación sin secuencia de sincronismo, que lleva a presentar un desempeño superior espectralmente que lo hace atractivo para su implementación en canales dinámicos.

Las características de adaptación dinámica del receptor adaptativo ciego, sugieren su empleo en la arquitectura de sistemas de comunicaciones MIMO móviles con Diversidad en la Transmisión a lazo cerrado con el objetivo de brindar soporte de servicio a aquellos dispositivos M2M alejados de infraestructuras de servicios de comunicaciones celulares.

Sin embargo, para estudiar la factibilidad de uso en los mismos, es necesario disponer de modelos de canal **MIMO** que reflejen las características de estos escenarios actuales, como los que se configuran con vehículos aéreos autónomos no tripulados. Para esto se propuso la utilización de

4. *¿Cual es la metodología de modelado de canal Aire-Tierra que puede proporcionar respuestas a los requerimientos de integración de dispositivos **M2M**? A través de los análisis presentados en el capítulo 4 se concluye que el enfoque de modelado de canal híbrido, geométrico-estocástico combina las mejores características de los modelos determinísticos y estocástico. Esta combinación reproduce muy bien la evolución de las características dinámicas espaciales y temporales del canal, especialmente cuando el usuario o los obstáculos están en movimiento. En general las entradas del modelo se basan en alguna suposición geométrica del entorno de propagación y en la superposición de información del tipo estocástica. Este tipo de metodología de modelado es la adoptada en esta Tesis, a partir de la cual, se avanza sobre un modelo particular para dar respuesta a los interrogantes planteados oportunamente.*

5. *¿Cual es el desempeño de las estrategias de recepción identificadas en canales Aire-Tierra?*

En función del escenario de referencia propuesto para el análisis de desempeño del modelo de canal **MIMO** propuesto, se obtuvieron resultados de métricas de capacidad que evidencian una independencia de los efectos del punto de evaluación del modelo de referencia, a medida que los elementos de antenas tanto en recepción como en transmisión se alejan. La evidencia mencionada tiene en cuenta la presencia de la componente **LOS** y **NLOS**. En este contexto aunque es conocido que la presencia de una componente **LOS** es benigno para un sistema de comunicaciones SISO no resulta de la misma manera para un sistema de comunicaciones MIMO. Este tipo de comportamiento, se debe a que los canales MIMO configurados resultan con un nivel de correlación mayor a 0.5 como se observaron en los resultados, generando una degradación esperada de la capacidad de canal MIMO. Sin embargo, los resultados de capacidad obtenidos alcanzan un desempeño cercano a la capacidad teórica lo que sugiere que la separación de elementos tanto en transmisión como en recepción resulta clave en la obtención de los resultados de capacidad con la componente **LOS** incluida.

Por otro lado, en función del escenario de referencia seleccionado, los resultados de correlación temporal indican que a medida que el transmisor se encuentra más alejado del receptor, la influencia de la movilidad del mismo se desvanece y cualquier variación temporal del canal es principalmente debido a la movilidad del receptor. En base a los resultados de comportamiento de canal, se concluye que en escenarios de referencia con vuelo circular la Arquitectura de Sistema de Comunicaciones MIMO con Diversidad en Transmisión a lazo cerrado es aplicable y el desempeño del Receptor Adaptivo Ciego en términos de tasa de error comparada con el desempeño del receptor **MF** resulta robusto, inclusive ante la presencia de varios usuarios interferentes.

### 7.3. Limitaciones de los resultados obtenidos

En los escenarios analizados se han considerado algunas suposiciones que se definieron a la hora de definir los modelos de sistemas que se utilizaron.

En la primera parte de esta Tesis, las ganancias individuales de canal fueron modeladas como **RV** con **PDF** Rayleigh iid con proceso de desvanecimiento por bloque. Un abordaje más realista involucra extender el análisis, incorporando características dinámicas de escala pequeña del canal. Esto significa que el canal se comporte como de banda ancha frente a la tasa de datos a la que opera la arquitectura del sistema. De manera similar, en la segunda parte de esta Tesis, el modelo de canal propuesto se comporta como de banda angosta frente a la tasa de datos de la arquitectura del sistema de comunicaciones.

Una de las consideraciones principales a lo largo de este trabajo es que el comportamiento del canal de un usuario no influía en el comportamiento del otro usuario. Esta suposición se mantuvo, sin importar la separación espacial entre usuarios. En un escenario más realista, existe un parecido estocástico del comportamiento del canal cuando dos o más usuarios comparte una estructura de dispersores similar (consistencia multiusuario). Esto no se ha tenido en cuenta en el modelo de canal propuesto, y por lo tanto tampoco se refleja en los resultados obtenidos.

Los modelos de canal utilizados en esta Tesis, no tienen en cuenta el efecto de la dispersión difusa, es decir que los dispersores se comporten como superficies reflectantes perfectamente lisas y no generen dispersiones de fase de la señal.

El conocimiento de la **CSI** en el receptor se implementa, en la mayoría de los sistemas prácticos, a partir de señales pilotos que se difunden desde los elementos que componen el arreglo de antena de la **BS**. La estimación de la **CSI** en el receptor consume recursos que deberían incluirse en un modelo más general como así también la extensión de la suposición que la información de las **CDI** en el transmisor, esté presente libre de errores y retardos. Esta situación puede tornarse crítica si la dinámica de los canales es muy alta impactando de manera directa en la señal recibida en el receptor.

El escenario de referencia con vuelo circular del **UAV** puede no resultar el más apropiado para determinadas aplicaciones, por ejemplo para recolección de datos. En este tipo de aplicaciones es necesario incorporar rutas de vuelo donde la interacción con la estructura de receptores del entorno resulte conocida o estimable.

### 7.4. Líneas de investigación futuras

#### **Líneas de investigación relacionadas al modelado de canal inalámbrico MIMO**

1. Desarrollo de modelos de canal móvil a móvil de banda ancha
2. Estudio del impacto sobre el desempeño de receptores multiusuarios de la presencia de usuarios cercanos. Involucra modelos de canal con consistencia multiusuario

#### **Líneas de investigación relacionadas con algoritmos de separación de datos **MIMO** en presencia de altos niveles de interferencia**

1. Estudio de esquemas de recepción multiusuario MIMO aplicando identificación por subespacios.

2. Estudio del desempeño de algoritmos de recepción que involucren un número de antenas mayor a 1 ( $M_t \geq 1$ ).





# Bibliografía

- [1] ETSI. European telecommunications standards institute. [Online] Available: <http://www.etsi.org/>, 2017.
- [2] Olivier Hersent, David Boswarthick, and Omar Elloumi. *The internet of things: Key applications and protocols*. John Wiley & Sons, 2011.
- [3] H. S. Dhillon, H. Huang, and H. Viswanathan. Wide-area wireless communication challenges for the internet of things. *IEEE Communications Magazine*, 55(2):168–174, February 2017.
- [4] G.J. Foschini and M.J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless personal communications*, 6(3):311–335, 1998.
- [5] Emre Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European transactions on telecommunications*, 10(6):585–595, 1999.
- [6] Rudolf Ahlswede. Multi-way communication channels. In *Second International Symposium on Information Theory: Tsahkadsor, Armenia, USSR, Sept. 2-8, 1971*, 1973.
- [7] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath. Capacity limits of mimo channels. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 21(5):684 – 702, 2003.
- [8] Ezio Biglieri, Robert Calderbank, Anthony Constantinides, Andrea Goldsmith, Arogyaswami Paulraj, and H Vincent Poor. *MIMO wireless communications*. Cambridge university press, 2007.
- [9] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith. On the capacity of multiple input multiple output broadcast channels. In *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, volume 3, pages 1444–1450 vol.3, 2002.
- [10] G. Caire and S. Shamai. On the achievable throughput of a multiantenna gaussian broadcast channel. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 49(7):1691 – 1706, 2003.
- [11] H. Viswanathan, S. Venkatesan, and H. Huang. Downlink capacity evaluation of cellular networks with known-interference cancellation. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 21(5):802 – 811, 2003.
- [12] Taesang Yoo and A. Goldsmith. On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 24(3):528 – 541, 2006.

- 
- [13] R. Knopp and P. A. Humblet. Information capacity and power control in single-cell multiuser communications. In *Communications, 1995. ICC '95 Seattle, 'Gateway to Globalization', 1995 IEEE International Conference on*, volume 1, pages 331–335 vol.1, Jun 1995.
- [14] P. Viswanath, D. N. C. Tse, and R. Laroia. Opportunistic beamforming using dumb antennas. In *Proceedings IEEE International Symposium on Information Theory*, pages 449–, 2002.
- [15] A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hamalainen, and R. Wichman. Performance of quantized random beamforming in delay-tolerant machine-type communication. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 15(8):5664–5680, Aug 2016.
- [16] D. J. Mazzaresse and W. A. Krzymien. High throughput downlink cellular packet data access with multiple antennas and multiuser diversity. In *The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring*, volume 2, pages 1079–1083 vol.2, April 2003.
- [17] D. Samardzija and N. Mandayam. Multiple antenna transmitter optimization schemes for multiuser systems. In *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484)*, volume 1, pages 399–403 Vol.1, Oct 2003.
- [18] A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hamalainen, and R. Wichman. Achievable sum-rate analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback. In *2007 IEEE International Conference on Communications*, pages 4381–4386, June 2007.
- [19] A.A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hamalainen, and R. Wichman. On the analysis and design of practical quantization for opportunistic beamforming. In *Communications, 2008. ICC '08. IEEE International Conference on*, pages 5133–5139, 2008.
- [20] M. Wrulich, C. Mehlfuhrer, and M. Rupp. Managing the interference structure of mimo hsdpa: A multi-user interference aware mmse receiver with moderate complexity. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 9(4):1472–1482, 2010.
- [21] Hongyao Luo, Zhichuan Huang, and Ting Zhu. A survey on spectrum utilization in wireless sensor networks. *Journal of Sensors*, 2015, 2015.
- [22] C. Mehlfuhrer, M. Wrulich, and M. Rupp. Intra-cell interference aware equalization for txa hsdpa. In *Wireless Pervasive Computing, 2008. ISWPC 2008. 3rd International Symposium on*, pages 406–409, 2008.
- [23] M. Wrulich, C. Mehlfuhrer, and M. Rupp. Interference aware mmse equalization for mimo txa. In *Communications, Control and Signal Processing, 2008. ISCCSP 2008. 3rd International Symposium on*, pages 1585–1589, 2008.
- [24] R. Ghaffar and R. Knopp. Interference-aware receiver structure for multi-user mimo and lte. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2011(1):1–17, 2011.

- 
- [25] R. Lupas and S. Verdu. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 35(1):123–136, 1989.
- [26] M.L. Honig. *Advances in multiuser detection*. Wiley-IEEE Press, 2009.
- [27] Andres Laya, Luis Alonso, and Jesus Alonso-Zarate. Is the random access channel of lte and lte-a suitable for m2m communications? a survey of alternatives. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 16(1):4–16, 2014.
- [28] Y. Zeng, R. Zhang, and T. J. Lim. Wireless communications with unmanned aerial vehicles: opportunities and challenges. *IEEE Communications Magazine*, 54(5):36–42, May 2016.
- [29] S. Hayat, E. Yanmaz, and R. Muzaffar. Survey on unmanned aerial vehicle networks for civil applications: A communications viewpoint. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 18(4):2624–2661, Fourthquarter 2016.
- [30] L. Gupta, R. Jain, and G. Vaszkun. Survey of important issues in uav communication networks. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 18(2):1123–1152, Secondquarter 2016.
- [31] N. Hossein Motlagh, T. Taleb, and O. Arouk. Low-altitude unmanned aerial vehicles-based internet of things services: Comprehensive survey and future perspectives. *IEEE Internet of Things Journal*, 3(6):899–922, Dec 2016.
- [32] M. Mozaffari, W. Saad, M. Bennis, and M. Debbah. Unmanned aerial vehicle with underlaid device-to-device communications: Performance and tradeoffs. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 15(6):3949–3963, June 2016.
- [33] E. Yanmaz. Connectivity versus area coverage in unmanned aerial vehicle networks. In *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 719–723, June 2012.
- [34] A. Al-Hourani, S. Kandeepan, and A. Jamalipour. Modeling air-to-ground path loss for low altitude platforms in urban environments. In *2014 IEEE Global Communications Conference*, pages 2898–2904, Dec 2014.
- [35] Q. Feng, E. K. Tameh, A. R. Nix, and J. McGeehan. Wlcp2-06: Modelling the likelihood of line-of-sight for air-to-ground radio propagation in urban environments. In *IEEE Globecom 2006*, pages 1–5, Nov 2006.
- [36] J. Holis and P. Pechac. Elevation dependent shadowing model for mobile communications via high altitude platforms in built-up areas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(4):1078–1084, April 2008.
- [37] D. W. Matolak. Air-ground channels amp; models: Comprehensive review and considerations for unmanned aircraft systems. In *Aerospace Conference, 2012 IEEE*, pages 1–17, March 2012.

- 
- [38] H.T. Friis. A note on a simple transmission formula. *Proceedings of the IRE*, 34(5):254 – 256, 1946.
- [39] L.J. Ippolito. Radio propagation for space communications systems. *Proceedings of the IEEE*, 69(6):697 – 727, June 1981.
- [40] L.J. Ippolito, RD Kaul, and RG Wallace. Propagation effects handbook for satellite systems design. *NASA reference publication*, 1082(03):282, 1999.
- [41] Thomas Kailath. Sampling models for linear time-variant filters. Master's thesis, Massachusetts Institute of Technology, Dept. of Electrical Engineering, 1959.
- [42] P. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications Systems*, 11(4):360–393, 1963.
- [43] M. Hata. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 29(3):317 – 325, 1980.
- [44] J. Walfisch and H.L. Bertoni. A theoretical model of uhf propagation in urban environments. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 36(12):1788 – 1796, 1988.
- [45] K. Pahlavan and A.H. Levesque. *Wireless information networks*. Wiley Online Library, 1995.
- [46] W.C.Y. Lee. Power control in cdma [cellular radio]. In *Vehicular Technology Conference, 1991. Gateway to the Future Technology in Motion., 41st IEEE*, pages 77 – 80, 1991.
- [47] R. D'Avella, D. Marizza, and L. Moreno. Power control in cdma systems: performance evaluation and system design implications. In *Universal Personal Communications, 1994. Record., 1994 Third Annual International Conference on*, pages 73 – 77, 1994.
- [48] X. Xia. Transmitting power control in cdma cellular systems. In *AFRICON, 1999 IEEE*, volume 1, pages 141 – 146 vol.1, 1999.
- [49] M. Nakagami. The m-distribution. a general formula of intensity distribution of rapid fading. *Statistical Methods in Radio Wave Propagation (ed. W.C. Hoffman)*, 1960.
- [50] William C Jakes and Donald C Cox. *Microwave mobile communications*. Wiley-IEEE Press, 1994.
- [51] B. Sklar. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .i. characterization. *IEEE Communications Magazine*, 35(7):90–100, Jul 1997.
- [52] S.M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 16(8):1451 – 1458, 1998.
- [53] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria. In *Communications, 1997. ICC 97 Montreal, 'Towards the Knowledge Millennium'. 1997 IEEE International Conference on*, volume 1, pages 299 – 303 vol.1, 1997.

- 
- [54] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri, and A Robert Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE transactions on information theory*, 44(2):744–765, 1998.
- [55] B. Sklar. How i learned to love the trellis. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 20(3):87 – 102, 2003.
- [56] J. Hämäläinen, R. Wichman, A.A. Dowhuszko, and G. Corral-Briones. Capacity of generalized ultra fdd closed-loop transmit diversity modes. *Wireless Personal Communications*, 54(3):467–484, 2010.
- [57] Jyri Hamalainen and Risto Wichman. Performance analysis of closed-loop transmit diversity in the presence of feedback errors. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, volume 5, pages 2297–2301. IEEE, 2002.
- [58] J. Hamalainen and R. Wichman. Closed-loop transmit diversity for fdd wcdma systems. In *Signals, Systems and Computers, 2000. Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on*, volume 1, pages 111 –115 vol.1, 2000.
- [59] J. E. Kolodziej, O. J. Tobias, R. Seara, and D. R. Morgan. On the constrained stochastic gradient algorithm: Model, performance, and improved version. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(4):1304–1315, April 2009.
- [60] J.H. Winters, J. Salz, and R.D. Gitlin. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems. *Communications, IEEE Transactions on*, 42(234):1740 –1751, 1994.
- [61] A.J. Paulraj and T. Kailath. Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception (dtdr), 1994. US Patent 5,345,599.
- [62] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W.H. Gerstacker, and P.A. Hoeher. Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, 11(2):87 –105, 2009.
- [63] S. Loyka and F. Gagnon. Performance analysis of the v-blast algorithm: an analytical approach. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 3(4):1326 – 1337, 2004.
- [64] G.J. Foschini, D. Chizhik, M.J. Gans, C. Papadias, and R.A. Valenzuela. Analysis and performance of some basic space-time architectures. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 21(3):303 – 320, 2003.
- [65] R. W. Heath, S. Sandhu, and A. Paulraj. Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers. *IEEE Communications Letters*, 5(4):142–144, April 2001.
- [66] R.Y. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, Chang Wook Ahn, and Sangboh Yun. Spatial modulation. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 57(4):2228 –2241, 2008.
- [67] Cisco Visual Networking Index. Forecast and methodology, 2014-2019 white paper. *Technical Report, Cisco, Tech. Rep.*, 2015.

- 
- [68] M. Costa. Writing on dirty paper. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 29(3):439 – 441, 1983.
- [69] N. Jindal. Mimo broadcast channels with finite-rate feedback. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 52(11):5045 –5060, 2006.
- [70] Taesang Yoo, N. Jindal, and A. Goldsmith. Multi-antenna downlink channels with limited feedback and user selection. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 25(7):1478 –1491, 2007.
- [71] G. Corral-Briones, A.A. Dowhuszko, J. Hamalainen, and R. Wichman. Achievable data rates for two transmit antenna broadcast channels with wcdma hsdpa feedback information. In *Communications, 2005. ICC 2005. 2005 IEEE International Conference on*, volume 4, pages 2722 – 2727 Vol. 4, 2005.
- [72] G. Caire and S. Shamai. On achievable rates in a multi-antenna gaussian broadcast channel. In *Information Theory, 2001. Proceedings. 2001 IEEE International Symposium on*, page 147, 2001.
- [73] Alexis Dowhuszko. *Teoría de la transmisión de información sobre canales MIMO con Múltiples Usuarios*. PhD thesis, Universidad Nacional de Córdoba, 2010.
- [74] D.J. Love, Jr. Heath, R.W., W. Santipach, and M.L. Honig. What is the value of limited feedback for mimo channels? *Communications Magazine, IEEE*, 42(10):54 – 59, 2004.
- [75] W. Santipach and M.L. Honig. Signature optimization for cdma with limited feedback. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 51(10):3475 – 3492, 2005.
- [76] W. Santipach and M.L. Honig. Capacity of a multiple-antenna fading channel with a quantized precoding matrix. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 55(3):1218 – 1234, 2009.
- [77] K.K. Mukkavilli, A. Sabharwal, E. Erkip, and B. Aazhang. On beamforming with finite rate feedback in multiple-antenna systems. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 49(10):2562 – 2579, 2003.
- [78] A. Narula, M.J. Lopez, M.D. Trott, and G.W. Wornell. Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 16(8):1423 –1436, 1998.
- [79] V. Lau, Youjian Liu, and T.-A. Chen. On the design of mimo block-fading channels with feedback-link capacity constraint. *Communications, IEEE Transactions on*, 52(1):62 – 70, 2004.
- [80] Shengli Zhou, Zhengdao Wang, and G.B. Giannakis. Quantifying the power loss when transmit beamforming relies on finite-rate feedback. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 4(4):1948 – 1957, 2005.
- [81] 3GPP. "physical layer procedures(fdd)". 3gpp technical specification ts 25.214 ver 7.3, 2006.

- 
- [82] A. Hottinen, O. Tirkkonen, and R. Wichman. *Multi-antenna transceiver techniques for 3G and beyond*. Wiley, 2003.
- [83] R. W. Heath, M. Airy, and A. J. Paulraj. Multiuser diversity for mimo wireless systems with linear receivers. In *Conference Record of Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Cat.No.01CH37256)*, volume 2, pages 1194–1199 vol.2, Nov 2001.
- [84] Krishnan Kumaran and L. Qian. Uplink scheduling in cdma packet-data systems. In *INFOCOM 2003. Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications. IEEE Societies*, volume 1, pages 292 – 300 vol.1, 2003.
- [85] G. Corral-Briones, A.A. Dowhuszko, J. Hamalainen, and R. Wichman. Downlink multiuser scheduling algorithms with hsdpa closed-loop feedback information. In *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, volume 2, pages 1120 – 1124 Vol. 2, 2005.
- [86] V. Haikola, M. Lampinen, and V.M. Kuusela. Practical multiuser beamforming in wcdma. In *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th*, pages 1 –5, 2006.
- [87] S. Verdu. *Multiuser detection*. Cambridge University Press, 1998.
- [88] R. Lupas and S. Verdu. Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels. *Communications, IEEE Transactions on*, 38(4):496 –508, 1990.
- [89] S. Verdu. Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple-access channels. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 32(1):85 – 96, 1986.
- [90] S. Verdu. Adaptive multiuser detection. In *Proc. IEEE Third Int Spread Spectrum Techniques and Applications IEEE ISSSTA '94. Symp*, pages 43–50, 1994.
- [91] M. Honig, U. Madhow, and S. Verdu. Blind adaptive multiuser detection. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 41(4):944 –960, 1995.
- [92] M.L. Honig, U. Madhow, and S. Verdu. Blind adaptive interference suppression for near-par resistant cdma. In *Global Telecommunications Conference, 1994. GLOBECOM '94. Communications: The Global Bridge., IEEE*, pages 379 –384 vol.1, 1994.
- [93] M. Honig and M.K. Tsatsanis. Adaptive techniques for multiuser cdma receivers. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 17(3):49 –61, 2000.
- [94] V. Tarokh, A.F. Naguib, N. Seshadri, and A.R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: mismatch analysis. In *Communications, 1997. ICC 97 Montreal, 'Towards the Knowledge Millennium'. 1997 IEEE International Conference on*, volume 1, pages 309 –313 vol.1, 1997.
- [95] Zhengyuan Xu, Ping Liu, and Xiaodong Wang. Blind multiuser detection: from moe to subspace methods. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 52(2):510 – 524, 2004.

- 
- [96] W.Y. Leong and J. Homer. Blind multiuser receiver in rayleigh fading channel. In *Communications Theory Workshop, 2005. Proceedings. 6th Australian*, pages 155 –161, 2005.
- [97] U. Madhow and M.L. Honig. Minimum mean squared error interference suppression for direct-sequence spread-spectrum code-division multiple-access. In *Universal Personal Communications, 1992. ICUPC '92 Proceedings., 1st International Conference on*, pages 10.04/1 –10.04/5, 1992.
- [98] U. Madhow and M.L. Honig. Mmse interference suppression for direct-sequence spread-spectrum cdma. *Communications, IEEE Transactions on*, 42(12):3178 –3188, 1994.
- [99] A.N. Barbosa and S.L. Miller. Adaptive detection of ds/cdma signals in fading channels. *Communications, IEEE Transactions on*, 46(1):115 –124, 1998.
- [100] Gordon L Stüber. *Principles of mobile communication*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [101] Yi Wang, Jun Wu, Zhimin Du, and Weiling Wu. Performance of mmse multiuser detection for downlink cdma. In *Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference on*, volume 2, pages 919 –923 vol.2, 2000.
- [102] Yi Wang, Zhimin Du, Lu Gao, and Weiling Wu. Performance analysis of mmse multiuser detection. In *Communication Technology Proceedings, 2000. WCC - ICCT 2000. International Conference on*, volume 2, pages 1341 –1346 vol.2, 2000.
- [103] S. E. Bensley and B. Aazhang. Subspace-based channel estimation for code division multiple access communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 44(8):1009–1020, Aug 1996.
- [104] S. Verdu. Optimum multiuser asymptotic efficiency. *Communications, IEEE Transactions on*, 34(9):890 – 897, 1986.
- [105] J.R. Simic and D.C. Simic. On the capacity of a cellular cdma system employing power control on fading channels. In *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 1999. 4th International Conference on*, volume 2, pages 562 –565 vol.2, 1999.
- [106] U. Madhow and M. Honig. Error probability and near-far resistance of minimum mean squared error interference suppression schemes for cdma. In *Global Telecommunications Conference, 1992. Conference Record., GLOBECOM '92. Communication for Global Users., IEEE*, pages 1339 –1343 vol.3, 1992.
- [107] S.L. Miller, M.L. Honig, and L.B. Milstein. Performance analysis of mmse receivers for ds-cdma in frequency-selective fading channels. *Communications, IEEE Transactions on*, 48(11):1919 – 1929, 2000.
- [108] R.M. Buehrer, N.S. Correal-Mendoza, and B.D. Woerner. A simulation comparison of multiuser receivers for cellular cdma. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 49(4):1065 –1085, 2000.



- 
- [109] G. Woodward and B.S. Vucetic. Adaptive detection for ds-cdma. *Proceedings of the IEEE*, 86(7):1413–1434, 1998.
- [110] S.U.H. Qureshi. Adaptive equalization. *Proceedings of the IEEE*, 73(9):1349–1387, 1985.
- [111] E.A. Lee and D.G. Messerschmitt. *Digital communication*. Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [112] S. Narayan, A. Peterson, and M. Narasimha. Transform domain lms algorithm. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 31(3):609–615, 1983.
- [113] Jae Lee and Chong Un. Performance of transform-domain lms adaptive digital filters. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 34(3):499–510, 1986.
- [114] D.F. Marshall, W.K. Jenkins, and J.J. Murphy. The use of orthogonal transforms for improving performance of adaptive filters. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 36(4):474–484, 1989.
- [115] B. Widrow, J.M. McCool, M.G. Larimore, and Jr. Johnson, C.R. Stationary and nonstationary learning characteristics of the lms adaptive filter. *Proceedings of the IEEE*, 64(8):1151–1162, 1976.
- [116] B. Farhang-Boroujeny. *Adaptive filters: theory and applications*. Wiley, 1999.
- [117] H.V. Poor and S. Verdu. Probability of error in mmse multiuser detection. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 43(3):858–871, 1997.
- [118] H.V. Poor and Xiaodong Wang. Code-aided interference suppression for ds/cdma communications. ii. parallel blind adaptive implementations. *Communications, IEEE Transactions on*, 45(9):1112–1122, 1997.
- [119] Yu Gong, Teng Joon Lim, and B. Farhang-Boroujeny. Performance analysis of the lms blind minimum-output-energy cdma detector. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000. ICASSP '00. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on*, 2000.
- [120] Yu Gong, B. Farhang-Boroujeny, and Teng Joon Lim. Variable step-size lms blind cdma multiuser detector. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001. Proceedings. (ICASSP '01). 2001 IEEE International Conference on*, 2001.
- [121] H. Simon. *Adaptive filter theory*. New Jersey, Prentice-Hall Inc, 1996.
- [122] Yoshihisa Okumura, Eiji Ohmori, Tomihiko Kawano, and Kaneharu Fukuda. Field strength and its variability in vhf and uhf land-mobile radio service. *Rev. Elec. Commun. Lab*, 16(9):825–73, 1968.
- [123] ITU-R. Prediction method for the terrestrials land mobile service in the vhf and uhf band. *Recommendation ITU-R P.529*, 1995.
- [124] Gert Frølund Pedersen. Cost 231-digital mobile radio towards future generation systems. 1999.

- 
- [125] Anita G Longley and Patricia L Rice. Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain. a computer method-1968. Technical report, DTIC Document, 1968.
- [126] Jakes WC Jr. Microwave mobile communications, 1974.
- [127] ETSI. Universal mobile telecommunications system (umts);digital cellular telecommunications system (phase 2), radio transmission and reception. *Technical Specification ETS 300 577 - www.etsi.org*, 1996.
- [128] ETSI. Universal mobile telecommunications system (umts);selection procedures for the choice of radio transmission tecnologies of umts. *Technical Specification TS 101.112 v3.1.0 - www.etsi.org*, 1997.
- [129] ETSI. Universal mobile telecommunications system (umts); spreading and modulation (tdd). *Technical Specification TS 125.223 V3.4 www.etsi.org*, 2000.
- [130] William C. Lee. *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill Professional, 1982.
- [131] A. A. M. Saleh and R. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(2):128–137, February 1987.
- [132] A. Klein and W. Mohr. A statistical wideband mobile radio channel model including the directions-of-arrival. In *Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., IEEE 4th International Symposium on*, volume 1, pages 102–106 vol.1, Sep 1996.
- [133] J. J. Blanz, A. Klein, and W. Mohr. Measurement-based parameter adaptation of wide-band spatial mobile radio channel models. In *Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., IEEE 4th International Symposium on*, volume 1, pages 91–97 vol.1, Sep 1996.
- [134] Per Zetterberg. The propagation models used for evaluation of digital beam steering techniques in the tsunami (ii) project at aalborg university. 1996.
- [135] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury. Power azimuth spectrum in outdoor environments. *Electronics Letters*, 33(18):1583–1584, Aug 1997.
- [136] COST Action. 259: Wireless flexible personalized communications, final report, 2001.
- [137] J. Fuhl, A. F. Molisch, and E. Bonek. Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas. *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 145(1):32–41, Feb 1998.
- [138] A. F. Molisch, A. Kuchar, J. Laurila, K. Hugl, and E. Bonek. Efficient implementation of a geometry-based directional model for mobile radio channels. In *Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36324)*, volume 3, pages 1449–1453 vol.3, 1999.
- [139] Matthias Stege, Jens Jelitto, Marcus Bronzel, and Gerhard Fettweis. A space-time channel model with stochastic fading simulation. *ITG-Fachtagung Intelligente Antennen*, pages 1–6, 1999.

- 
- [140] Ming Lu, T. Lo, and J. Litva. A physical spatio-temporal model of multipath propagation channels. In *1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion*, volume 2, pages 810–814 vol.2, May 1997.
- [141] M. G. Marques and L. M. Correia. A wideband directional channel model for umts microcells. In *12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC 2001. Proceedings (Cat. No.01TH8598)*, volume 1, pages B–122–B–126 vol.1, Sep 2001.
- [142] U. Martin, J. Fuhl, I. Gaspard, M. Haardt, A. Kuchar, C. Math, A.F. Molisch, and R. Thomä. Model scenarios for direction-selective adaptive antennas in cellular mobile communication systems – scanning the literature. *Wireless Personal Communications*, 11(1):109–129, 1999.
- [143] Gerard J Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs technical journal*, 1(2):41–59, 1996.
- [144] Martin Steinbauer, Huseyin Ozelik, Helmut Hofstetter, Christoph F Mecklenbrauker, and Ernst Bonek. How to quantify multipath separation. *IEICE transactions on electronics*, 85(3):552–557, 2002.
- [145] Hao Xu, Dmitry Chizhik, Howard Huang, and Reinaldo Valenzuela. A wave-based wideband mimo channel modeling technique. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, volume 4, pages 1626–1630. IEEE, 2002.
- [146] Klaus I Pedersen, Jorgen Bach Andersen, Jean Philippe Kermoal, and Preben Mogensen. A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms. In *Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE-VTS Fall VTC 2000. 52nd*, volume 2, pages 893–897. IEEE, 2000.
- [147] Jon W Wallace, Michael A Jensen, A Lee Swindlehurst, and Brian D Jeffs. Experimental characterization of the mimo wireless channel: Data acquisition and analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(2):335–343, 2003.
- [148] Thomas Svantesson and Jon Wallace. On signal strength and multipath richness in multi-input multi-output systems. In *Communications, 2003. ICC'03. IEEE International Conference on*, volume 4, pages 2683–2687. IEEE, 2003.
- [149] Kyritsi Persefoni. *Multiple Element Antenna Systems in an Indoor Environment*. 2001.
- [150] Jean Philippe Kermoal, Preben E Mogensen, Soren H Jensen, Jorgen B Andersen, Frank Frederiksen, Troels B Sorensen, and Klaus I Pedersen. Experimental investigation of multipath richness for multi-element transmit and receive antenna arrays. In *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, volume 3, pages 2004–2008. IEEE, 2000.
- [151] Kai Yu and Björn Ottersten. Models for mimo propagation channels: a review. *Wireless communications and mobile computing*, 2(7):653–666, 2002.

- 
- [152] Werner Weichselberger, Hüseyin Özcelik, Markus Herdin, and Ernst Bonek. A novel stochastic mimo channel model and its physical interpretation. 2003.
- [153] Akbar M Sayeed. Deconstructing multiantenna fading channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(10):2563–2579, 2002.
- [154] M. Steinbauer, A. F. Molisch, and E. Bonek. The double-directional radio channel. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 43(4):51–63, Aug 2001.
- [155] Claude Oestges and Bruno Clerckx. *MIMO wireless communications: from real-world propagation to space-time code design*. Academic Press, 2010.
- [156] Peter Almers, Ernst Bonek, A Burr, Nicolai Czink, Mérouane Debbah, Vittorio Degli-Esposti, Helmut Hofstetter, Pekka Kyösti, D Laurenson, Gerald Matz, et al. Survey of channel and radio propagation models for wireless mimo systems. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2007(1):56–56, 2007.
- [157] T. M. Schafer and W. Wiesbeck. Effective modeling of composite walls in hospitals for ray-optical wave propagation simulations. In *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484)*, volume 1, pages 133–137 Vol.1, Oct 2003.
- [158] V. Degli-Eposti, G. Lombardi, C. Passerini, and G. Riva. Wide-band measurement and ray-tracing simulation of the 1900-mhz indoor propagation channel: comparison criteria and results. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(7):1101–1110, Jul 2001.
- [159] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport. Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(4):879–891, Nov 1994.
- [160] F. R. Farrokhi, A. Lozano, G. J. Foschini, and R. A. Valenzuela. Spectral efficiency of wireless systems with multiple transmit and receive antennas. In *11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC 2000. Proceedings (Cat. No.00TH8525)*, volume 1, pages 373–377 vol.1, 2000.
- [161] D Chizhik, GJ Foschini, and RA Valenzuela. Capacities of multi-element transmit and receive antennas: Correlations and keyholes. *Electronics Letters*, 36(13):1099–1100, 2000.
- [162] Da-shan Shiu, Gerard J Foschini, Michael J Gans, and Joseph M Kahn. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. *IEEE Trans. Comm.*, 1999.
- [163] Jean-Philippe Kermoal, Laurent Schumacher, Klaus I Pedersen, Preben E Mogensen, and Frank Frederiksen. A stochastic mimo radio channel model with experimental validation. *IEEE Journal on selected areas in Communications*, 20(6):1211–1226, 2002.
- [164] Jean Philippe Kermoal, Laurent Schumacher, and Preben Mogensen. Ist-2000-30148 i-metra d2 channel characterisation.

- 
- [165] H Ozcelik, Markus Herdin, Werner Weichselberger, Jon Wallace, and Ernst Bonek. Deficiencies of 'kronecker' mimo radio channel model. *Electronics Letters*, 39(16):1209–1210, 2003.
- [166] Werner Weichselberger, Markus Herdin, Huseyin Ozcelik, and Ernst Bonek. A stochastic mimo channel model with joint correlation of both link ends. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(1):90–100, 2006.
- [167] Q. H. Spencer, B. D. Jeffs, M. A. Jensen, and A. L. Swindlehurst. Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(3):347–360, March 2000.
- [168] J. W. Wallace and M. A. Jensen. Modeling the indoor mimo wireless channel. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(5):591–599, May 2002.
- [169] T. Zwick, C. Fischer, and W. Wiesbeck. A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environments. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6):1178–1192, Aug 2002.
- [170] Claude Oestges, Vinko Erceg, and Arogyaswami J Paulraj. A physical scattering model for mimo macrocellular broadband wireless channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21(5):721–729, 2003.
- [171] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, and J. H. Reed. Overview of spatial channel models for antenna array communication systems. *IEEE Personal Communications*, 5(1):10–22, Feb 1998.
- [172] J. C. Liberti and T. S. Rappaport. A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels. In *Proceedings of Vehicular Technology Conference - VTC*, volume 2, pages 844–848 vol.2, Apr 1996.
- [173] Paul Petrus, Jeffrey H Reed, and Theodore S Rappaport. Geometrical-based statistical macrocell channel model for mobile environments. *IEEE Transactions on Communications*, 50(3):495–502, 2002.
- [174] R. B. Ertel and J. H. Reed. Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(11):1829–1840, Nov 1999.
- [175] A. F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer, and T. Zwick. The cost259 directional channel model-part i: Overview and methodology. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(12):3421–3433, December 2006.
- [176] H. Asplund, A. A. Glazunov, A. F. Molisch, K. I. Pedersen, and M. Steinbauer. The cost 259 directional channel model-part ii: Macrocells. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(12):3434–3450, December 2006.
- [177] L Correia. Mobile broadband multimedia networks (cost 273 final report), 2006.

- 
- [178] Lingfeng Liu, Claude Oestges, Juho Poutanen, Katsuyuki Haneda, Pertti Vainikainen, François Quitin, Fredrik Tufvesson, and Philippe De Doncker. The cost 2100 mimo channel model. *IEEE Wireless Communications*, 19(6):92–99, 2012.
- [179] G TR25. Spatial channel model for multiple input multiple output(mimo) simulations. Vol. v6, 1, 2003.
- [180] B. Mondal, T. A. Thomas, E. Visotsky, F. W. Vook, A. Ghosh, Y. h. Nam, Y. Li, J. Zhang, M. Zhang, Q. Luo, Y. Kakishima, and K. Kitao. 3d channel model in 3gpp. *IEEE Communications Magazine*, 53(3):16–23, March 2015.
- [181] Vinko Erceg. Tgn channel models. *IEEE 802.11 document 03/940r4*, 2004.
- [182] G Breit et al. Ieee p802. 11 wireless lans tgac channel model addendum.
- [183] H. Xiao, A. G. Burr, and L. Song. A time-variant wideband spatial channel model based on the 3gpp model. In *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1–5, Sept 2006.
- [184] Daniel S Baum, Jan Hansen, and Jari Salo. An interim channel model for beyond-3g systems: extending the 3gpp spatial channel model (scm). In *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, volume 5, pages 3132–3136. IEEE, 2005.
- [185] H. El-Sallabi, D. S. Baum, P. Zetterberg, P. Kyosti, T. Rautiainen, and C. Schneider. Wideband spatial channel model for mimo systems at 5 ghz in indoor and outdoor environments. In *2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference*, volume 6, pages 2916–2921, May 2006.
- [186] Daniel S Baum, Hassan El-Sallabi, Tommi Jämsä, Juha Meinilä, Pekka Kyösti, Xiongwen Zhao, et al. Final report on link level and system level channel models. *WINNER Deliverable D*, 5, 2005.
- [187] Pekka Kyösti, Juha Meinilä, Lassi Hentilä, Xiongwen Zhao, Tommi Jämsä, Christian Schneider, Milan Narandzic, Marko Milojevic, Aihua Hong, Juha Ylitalo, et al. Winner ii channel models. *WINNER II Public Deliverable*, 5, 2007.
- [188] P Heino, J Meinilä, P Kysti, L Hentilä, T Jämsä, E Suikkanen, E Kunnari, and M Narandzic. D5. 3: Winner+ final channel models. *VI. 0*, 2010.
- [189] A. Osseiran, M. Boldi, J. F. Monserrat, J. Vihriala, A. Tolli, and A. Gouraud. Radio enabling techniques for imt-advanced (4g) and beyond: Winner+ project. In *The 3rd European Wireless Technology Conference*, pages 17–20, Sept 2010.
- [190] Patrick CF Eggers. Angular propagation descriptions relevant for base station adaptive antenna operations. *Wireless Personal Communications*, 11(1):3–29, 1999.
- [191] Y. H. Nam, B. L. Ng, K. Sayana, Y. Li, J. Zhang, Y. Kim, and J. Lee. Full-dimension mimo (fd-mimo) for next generation cellular technology. *IEEE Communications Magazine*, 51(6):172–179, June 2013.

- 
- [192] Kai Yu, Qinghua Li, and M. Ho. Measurement investigation of tap and cluster angular spreads at 5.2 ghz. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(7):2156–2160, July 2005.
- [193] C. Oestges and A. J. Paulraj. Beneficial impact of channel correlations on mimo capacity. *Electronics Letters*, 40(10):606–608, May 2004.
- [194] M. T. Ivrlac and J. A. Nossek. Quantifying diversity and correlation in rayleigh fading mimo communication systems. In *Signal Processing and Information Technology, 2003. ISSPIT 2003. Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on*, pages 158–161, Dec 2003.
- [195] M. Herdin, N. Czink, H. Ozelik, and E. Bonek. Correlation matrix distance, a meaningful measure for evaluation of non-stationary mimo channels. In *2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference*, volume 1, pages 136–140 Vol. 1, May 2005.
- [196] D. P. McNamara, M. A. Beach, and P. N. Fletcher. Spatial correlation in indoor mimo channels. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, volume 1, pages 290–294 vol.1, Sept 2002.
- [197] J. B. Andersen. Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(11):2172–2178, Nov 2000.
- [198] Louis L Scharf. *Statistical signal processing*, volume 98. Addison-Wesley Reading, MA, 1991.
- [199] David Tse and Pramod Viswanath. *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press, 2005.
- [200] Johan Karedal, Fredrik Tufvesson, Nicolai Czink, Alexander Paier, Charlotte Dumard, Thomas Zemen, Christoph F Mecklenbrauker, and Andreas F Molisch. A geometry-based stochastic mimo model for vehicle-to-vehicle communications. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(7):3646–3657, 2009.
- [201] Andreas F Molisch. A generic model for mimo wireless propagation channels in macro- and microcells. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(1):61–71, 2004.
- [202] M. Wentz and M. Stojanovic. A mimo radio channel model for low-altitude air-to-ground communication systems. In *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2015 IEEE 82nd*, pages 1–6, Sept 2015.
- [203] S. Blandino, F. Kaltenberger, and M. Feilen. Wireless channel simulator testbed for airborne receivers. In *2015 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pages 1–6, Dec 2015.
- [204] E. T. Michailidis and A. G. Kanatas. Three-dimensional hap-mimo channels: Modeling and analysis of space-time correlation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(5):2232–2242, Jun 2010.
-

- 
- [205] F. Dovis, R. Fantini, M. Mondin, and P. Savi. Small-scale fading for high-altitude platform (hap) propagation channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(3):641–647, Apr 2002.
- [206] Peter R King, Barry G Evans, and Stavros Stavrou. Physical-statistical model for the land mobile-satellite channel applied to satellite/hap-mimo. In *Wireless Conference 2005-Next Generation Wireless and Mobile Communications and Services (European Wireless), 11th European*, pages 1–5. VDE, 2005.
- [207] Gao Xi jun, Chen Zi li, , and Hu Yong Jiang. Characteristic analysis on uav-mimo channel based on normalized correlation matrix. *The Scientific World Journal*, Volume 2014:10, 2014.
- [208] A. G. Zajic and G. L. Stuber. Three-dimensional modeling, simulation, and capacity analysis of space-time correlated mobile-to-mobile channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, (4):2042–2054, July.
- [209] A. Abdi, J. A. Barger, and M. Kaveh. A parametric model for the distribution of the angle of arrival and the associated correlation function and power spectrum at the mobile station. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 51(3):425–434, May 2002.
- [210] Seedahmed S. Mahmoud, Zahir M. Hussain, and Peter O’Shea. A geometrical-based microcell mobile radio channel model. *Wireless Networks*, 12(5):653–664, 2006.
- [211] M. Vazquez-Castro, F. Perez-Fontan, and S. R. Saunders. Shadowing correlation assessment and modeling for satellite diversity in urban environments. *International Journal of Satellite Communications*, 20(2):151–166, 2002.
- [212] M. A. Vazquez-Castro, D. Belay-Zelek, and A. Curieses-Guerrero. Availability of systems based on satellites with spatial diversity and haps. *Electronics Letters*, 38(6):286–288, Mar 2002.
- [213] C. Tzaras, B. G. Evans, and S. R. Saunders. Physical-statistical analysis of land mobile-satellite channel. *Electronics Letters*, 34(13):1355–1357, Jun 1998.
- [214] SR Saunders and BG Evans. Physical model of shadowing probability for land mobile satellite propagation. *Electronics Letters*, 32(17):1548–1549, 1996.
- [215] Constantine A Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [216] T. J. Willink, C. C. Squires, G. W. K. Colman, and M. T. Muccio. Measurement and characterization of low-altitude air-to-ground mimo channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(4):2637–2648, April 2016.
- [217] D. J. Young and N. C. Beaulieu. The generation of correlated rayleigh random variates by inverse discrete fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, 48(7):1114–1127, Jul 2000.
- [218] D. Verdin and T. C. Tozer. Generating a fading process for the simulation of land-mobile radio communications. *Electronics Letters*, 29(23):2011–2012, Nov 1993.



- [219] R. H. Clarke. A statistical theory of mobile-radio reception. *The Bell System Technical Journal*, 47(6):957–1000, July 1968.
- [220] C. S. Patel, G. L. Stuber, and T. G. Pratt. Simulation of rayleigh-faded mobile-to-mobile communication channels. *IEEE Transactions on Communications*, 53(11):1876–1884, Nov 2005.
- [221] M. Patzold, U. Killat, F. Laue, and Yingchun Li. On the statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(1):254–269, Feb 1998.
- [222] C. S. Patel, G. L. Stuber, and T. G. Pratt. Comparative analysis of statistical models for the simulation of rayleigh faded cellular channels. *IEEE Transactions on Communications*, 53(6):1017–1026, June 2005.
- [223] Emmanouel T. Michailidis and Athanasios G. Kanatas. Statistical simulation modeling of 3-d hap-mimo channels. *Wireless Personal Communications*, 65(4):833–841, 2012.
- [224] Stephen O Rice. Mathematical analysis of random noise. *The Bell System Technical Journal*, 24(1):46–156, 1945.
- [225] F. Bohagen, P. Orten, and G. E. Oien. Construction and capacity analysis of high-rank line-of-sight mimo channels. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2005*, volume 1, pages 432–437 Vol. 1, March 2005.
- [226] F. Bohagen, P. Orten, and G. E. Oien. Design of optimal high-rank line-of-sight mimo channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(4):1420–1425, April 2007.
- [227] I. Sarris and A. R. Nix. Design and performance assessment of high-capacity mimo architectures in the presence of a line-of-sight component. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(4):2194–2202, July 2007.