

*Universidad Carlos III de Madrid*

Escuela Politécnica Superior

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones



Ingeniería de Telecomunicación

Proyecto Fin de Carrera

Esquemas de Transmisión Ciegos en  
Redes Celulares

AUTOR: M. <sup>a</sup> del Rocío Casco Muga

Tutor: Máximo Morales Céspedes

Director: Ana García Armada



# *Agradecimientos*

En primer lugar quiero agradecer a Máximo Morales Céspedes por su esfuerzo y colaboración para poder llevar a cabo este proyecto fin de carrera. Por todas las atenciones, por el tiempo que ha perdido conmigo, y sobre todo por su apoyo.

También quiero agradecer el esfuerzo dedicado, por todos los profesores de la Universidad Carlos III de Madrid que han participado en mi formación a lo largo de mis estudios de Ingeniería de Telecomunicación.

Por otro lado, agradecer también el inmenso apoyo y comprensión de mis padres, M<sup>a</sup> Eugenia y Rafael, y mis hermanos a lo largo de estos años. Sin duda, todo lo logrado hasta este momento ha sido por su incondicional ayuda y paciencia. Por supuesto, también a mi novio Nicolás, quien me ha sabido escuchar y comprender en todos los momentos durante estos últimos años.

Por último, dar las gracias a todos los compañeros con quienes he compartido grandes momentos a lo largo de estos años. Porque gracias a ellos, la universidad... es la universidad.

¡Muchas Gracias a todos!

# Índice

<b>CAPÍTULO 1: ESTUDIO TECNOLÓGICO .....</b>	<b>15</b>
1.1. RESEÑA HISTÓRICA .....	16
1.2. SISTEMAS CELULARES TRADICIONALES .....	17
<i>Características Básicas de un Sistema Móvil</i> .....	18
1.3. TELEFONÍA MÓVIL 2G.....	20
FDMA .....	22
TDMA .....	25
<i>Diferencia entre TDMA y FDMA</i> .....	28
1.4. TELEFONÍA MÓVIL 3G .....	28
CDMA.....	29
1.5. DIFERENCIA ENTRE 3G Y 2G.....	31
1.6. REDES HETEROGÉNEAS.....	31
<i>Introducción</i> .....	31
<i>Necesidad del handover</i> .....	31
<i>Escenarios de aplicación del handover</i> .....	32
1.7. LTE Y LTE-ADVANCED .....	38
<i>Introducción</i> .....	38
<i>La evolución de 3G a 4G</i> .....	38
<i>LTE 3.9G</i> .....	40
<i>Long Term Evolution-Advanced (LTE-A)</i> .....	41
<i>Requisitos de rendimiento del sistema LTE y LTE-Advanced</i> .....	42
<i>Resumen y Discusión</i> .....	44
<i>Conclusión</i> .....	45
<b>CAPÍTULO 2: ESTADO DEL ARTE.....</b>	<b>46</b>
2.1. INTRODUCCIÓN .....	47
2.2. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS .....	47
2.3. ORGANIZACIÓN DEL PROYECTO.....	48
<b>CAPÍTULO 3: CANAL MIMO.....</b>	<b>49</b>
3.1. INTRODUCCIÓN .....	50
3.2. MODELO MIMO DE BANDA ESTRECHA .....	50
3.3. DESCOMPOSICIÓN PARALELA DEL CANAL MIMO .....	52
<i>Degrees of Freedom (DoF)</i> .....	52
<i>¿Cómo conseguir los DoF de un Canal MIMO?</i> .....	54
3.4. CAPACIDAD DEL CANAL MIMO PARA SNR FINITA .....	56
<i>Canales estáticos</i> .....	56
<b>CAPÍTULO 4: TÉCNICAS DE RESOLUCIÓN DE INTERFERENCIA.....</b>	<b>60</b>
4.1. INTERFERENCE ALIGNMENT (IA).....	61
<i>Introducción</i> .....	61
<i>Alineación de interferencia lineal: Concepto</i> .....	62
□ <i>ECUACIONES PARA POCAS OBSERVACIONES Y MUCHAS INCÓGNITAS</i> .....	64
<i>Alineación de interferencia lineal: Retos</i> .....	66

<i>Obtención CSI en el canal de interferencia</i> .....	67
4.2.    ZERO FORCING BEAMFORMING (ZFBF).....	70
<i>Introducción</i> .....	70
<i>Beamforming</i> .....	71
4.3.    BLOCK DIAGONALIZATION (BD) .....	74
4.4.    INTERFERENCE ALIGNMENT FOR CELLULAR NETWORK .....	76
<b>CAPÍTULO 5: BLIND INTERFERENCE ALIGNMENT (BIA) .....</b>	<b>80</b>
5.1.    INTRODUCCIÓN .....	81
5.2.    BIA PARA CANALES MISO BC DE $M_T$ ANTENAS TRANSMISORAS Y $K$ USUARIOS.....	83
<i>Clave de Blind Interference Alignment -Bloque de alineación</i> .....	84
<i>Canal de difusión MISO de 2 antenas transmisoras y <math>K</math> usuarios</i> .....	86
<i>Canal de difusión MISO de 3 antenas transmisoras y <math>K</math> usuarios</i> .....	90
<i>Canal de difusión MISO con <math>M_t</math> antenas transmisoras y <math>K</math> usuarios</i> .....	95
5.3.    TASA ALCANZABLE PARA CANALES MISO BC ( $M_T \times 1$ ) DE $K$ USUARIOS A TRAVÉS DE FORZANDO A CERO LA INTERFERENCIA EN EL RECEPTOR .....	97
5.4.    GASTOS GENERALES CSIT Y CSIR.....	102
5.5.    ENTORNOS CELULARES Y CLÚSTER BASADO EN BIA.....	103
5.6.    ASIGNACIÓN ÓPTIMA DE RECURSOS PARA BIA EN SNR FINITA .....	107
<i>Planteamiento del problema</i> .....	108
<b>CAPÍTULO 6: SIMULACIONES.....</b>	<b>109</b>
6.1.    SIMULACIONES DE LA MEJORA DE LA ESTRATEGIA H.....	110
6.2.    SIMULACIONES ENTORNOS CELULARES.....	112
<i>Escenario con 3 celdas</i> .....	112
<i>Escenario con 21 celdas</i> .....	121
<i>Reutilización de frecuencias universal “Full frequency reuse”</i> .....	121
<i>Conclusiones de las simulaciones:</i> .....	127
<b>CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES .....</b>	<b>128</b>
7.1.    CONCLUSIONES .....	129
<b>CAPÍTULO 8: PRESUPUESTO.....</b>	<b>130</b>
8.1.    INTRODUCCIÓN .....	131
<i>Estudio Tecnológico</i> .....	131
<i>Estado del Arte</i> .....	131
<i>Canales MIMO</i> .....	131
<i>Análisis de técnicas de resolución de interferencia</i> .....	131
<i>Estudio de Blind Interference Alignment (BIA)</i> .....	131
<i>Realización de las distintas simulaciones de BIA en distintos entornos celulares y mejora de la estrategia de FR</i> .....	132
<i>Escritura de la Memoria</i> .....	132
<i>Estructuración y desarrollo de la presentación del proyecto al cliente, en este caso el tribunal</i> .....	132
8.2.    CÁLCULO DEL PRESUPUESTO TOTAL.....	132
<i>Costes de material</i> .....	132
<i>Costes de personal</i> .....	133
<i>Costes totales</i> .....	133



# Índice de figuras

Figura 1-1: Evolución de las tecnologías en las redes celulares. ....	17
Figura 1-2: Reutilización de frecuencias.....	18
Figura 1-3: Fragmentación celular.....	19
Figura 1-4: Frequency Division Multiple Access (FDMA). ....	22
Figura 1-5: Tecnología FDMA.....	23
Figura 1-6: Reutilización de frecuencias FDMA.....	23
Figura 1-7: Escenario de reutilización de frecuencias.....	24
Figura 1-8: Time Division Multiple Access (TDMA). ....	25
Figura 1-9: Tecnología TDMA.....	26
Figura 1-10: Interferencia Multipath.....	27
Figura 1-11: Acceso a un sistema TDMA.....	27
Figura 1-12: Entorno de la tecnología Code Division Multiple Access (CDMA).....	29
Figura 1-13: Tecnología CDMA.....	30
Figura 1-14: Escenario estructurado en diferentes capas de celdas. ....	33
Figura 1-15: Distribución espacial de los trayectos en canales suburbanos.....	34
Figura 1-16: Ejemplo de una teselación FS en un entorno ‘Manhattan grid’.....	35
Figura 1-17: Distribución espacial de los multitrayectos en canales rurales.....	36
Figura 1-18: Distribución espacial de los multitrayectos en canales suburbanos montañosos.....	36
Figura 1-19: Escenario de femtocelda.....	37
Figura 1-20: Arquitectura típica de una femtocelda. ....	37
Figura 1-21: La versión de las especificaciones 3GPP para LTE.....	39
Figura 1-22: Presentación del ancho de banda (BW) para LTE y LTE-Advanced.....	43
Figura 3-1: Sistemas MIMO.....	50
Figura 3-2: Transmisor precodificador y receptor de conformación. ....	54
Figura 3-3: Descomposición paralela del canal MIMO. ....	55
Figura 4-1: Ilustración de un canal interferente con tres pares de transmisores/receptores. Cada transmisor crea una señal que es interpretada como interferencia por su receptor no deseado. ...	61
Figura 4-2: Dos paradigmas de CSI considerados en IA: a) La estrategia basada en la reciprocidad que infieren en el canal directo de los pilotos de enlace inverso; b) La estrategia de realimentación que se basan en la comunicación explícita de la información del canal directo a los transmisores. ....	69
Figura 4-3: Estructura simple de Beamforming .....	71
Figura 4-4: Modelo de sistema de difusión MIMO con realimentación CQI y CDI y selección de usuario.....	73
Figura 4-5: Sistema de 3 estaciones base con $M_t=3$ antenas transmisoras, K usuarios, cada uno con una única antena receptora. Las líneas continuas se utilizan para el canal H1 experimentado por el usuario 1, y las líneas de puntos H2 para el usuario 2.....	74
Figura 4-6: Esquema CJ08 aplicado a una red celular de enlace ascendente con tres celdas y tres usuarios en cada celda para lograr 3/4 DoF por celda.....	77
Figura 4-7: Clasificación de canales: Canal de difusión, Canal de múltiples accesos y Canal interferente para K=2 usuarios. Las líneas solidas representan la interferencia. ....	78
Figura 4-8: Redes que tienen el mismo DoF = $MM + 1K$ cuando $K > M$ - (a) El canal interferente SIMO de K usuarios con M antenas en cada receptor, (b) El canal interferente MISO de K usuarios con M antenas en cada transmisor (c) El Canal interferente MAC de K	

enlaces celulares ascendentes con $M$ usuarios en cada celda, (d) El canal interferente BC de $K$ enlaces celulares descendentes con $M$ usuarios en cada celda. ....	79
Figura 5-1: Canal de difusión con $M_t=2$ antenas en la estación base y $K=3$ grupos multicast de receptores (colores) con una única antena, conteniendo cada grupo $M_r=3$ receptores.....	81
Figura 5-2: MISO BC con conmutación de antenas alternadas ciegamente y la resultante estructura Supersymbol. ....	82
Figura 5-3: Bloque de alineación y la correspondiente matriz de formación de haz para MISO BC con $M$ antenas transmisoras y $K$ usuarios. ....	84
Figura 5-4: Estructura Supersymbol de MISO BC con 2 antenas transmisoras y 2 usuarios. ....	86
Figura 5-5: Estructura Supersymbol de MISO BC con 2 antenas transmisoras y 3 usuarios. ....	88
Figura 5-6: Estructura Supersymbol de MISO BC con 2 antenas transmisoras y $K$ usuarios. ....	89
Figura 5-7: Estructura Supersymbol de MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios. ....	90
Figura 5-8: Estructura Supersymbol después de la reordenación de MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios. ....	92
Figura 5-9: Bloque 1 para MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios.....	93
Figura 5-10: Construcción de los bloques para MISO BC con 3 antenas transmisoras y $K$ usuarios. ....	93
Figura 5-11: Bloque 1 para MISO BC con 3 antenas transmisoras y 3 usuarios.....	94
Figura 5-12: Estructura Supersymbol de MISO BC con 3 antenas transmisoras y 3 usuarios....	94
Figura 5-13: Construcción del bloque del usuario $n$ de MISO BC con $M$ antenas transmisoras y $K$ usuarios.....	95
Figura 5-14: Construcción de los bloques de los usuarios $n$ y $n+1$ de MISO BC con $M$ antenas transmisoras y $K$ usuarios.....	96
Figura 5-15: Modelo de un entorno celular de 7 celdas con tres clúster. ....	103
Figura 5-16: Red celular bidimensional. ....	104
Figura 5-17: Patrón de reutilización de frecuencia en clúster de 4 y 7 celdas. ....	104
Figura 5-18: Diseño del escenario de la Red celular para agrupaciones de 7 celdas. ....	104
Figura 5-19: Funcionamiento del sistema móvil. ....	105



# Índice de gráficas

Gráfica 1-1: Tráfico de datos.....	36
Gráfica 6-2: Mejora de FR ( $\eta$ ) con respecto al número de usuarios K para $M_t = 6$ .....	110
Gráfica 6-3: Mejora de FR ( $\eta$ ) con respecto al número de usuarios K para $M_t = 3$ . ....	111
Gráfica 6-4: Entorno celular basado en un clúster de 3 celdas. ....	113
Gráfica 6-5: CDF del Rate por usuario (FR = 1). Asignación de potencia óptima. ....	113
Gráfica 6-6: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 1). ...	114
Gráfica 6-7: CDF del Rate por usuario (FR = 2). Asignación de potencia uniforme. ....	115
Gráfica 6-8: CDF del Rate por usuario (FR = 2). Asignación de potencia óptima. ....	116
Gráfica 6-9: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia uniforme (FR = 2). .	117
Gráfica 6-10: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 2). .	117
Gráfica 6-11: CDF de Rate por usuario (FR = 3). Asignación de potencia uniforme.....	118
Gráfica 6-12: CDF de Rate por usuario (FR = 3). Asignación de potencia óptima. ....	119
Gráfica 6-13: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia uniforme (FR = 3). .....	120
Gráfica 6-14: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 3). .	120
Gráfica 6-15: Entorno celular basado en siete clúster de 3 celdas. ....	121
Gráfica 6-16: CDF del Rate por usuario (FR = 1). Asignación de potencia óptima. ....	122
Gráfica 6-17: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 1). .	123
Gráfica 6-18: CDF del Rate por usuario (FR = 2). Asignación de potencia óptima. ....	124
Gráfica 6-19: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 2). .	125
Gráfica 6-20 CDF del Rate por usuario (FR = 3). Asignación de potencia óptima. ....	126
Gráfica 6-21: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 3). .	127

# *Índice de tablas*

Tabla 1-1: Características de los sistemas de segunda generación. ....	21
Tabla 1-2: Atributos del sistema LTE. ....	40
Tabla 1-3: Diferencias entre LTE y LTE-Advanced. ....	44
Tabla 8-1: Coste total del proyecto. ....	133

# Abreviaturas

AMPS	<i>“Advanced Mobile Phone Service”.</i>
FDMA	<i>“Frecuency Divison Multiple Access”.</i>
CTIA	<i>“Asociación de Industrias de Tecnología Celular”.</i>
TDMA	<i>“Time Divison Multiple Access”.</i>
CDMA	<i>“Code Divison Multiple Access”.</i>
DAMPS	<i>“Digital Advanced Mobile Phone Service”.</i>
GSM	<i>“Groupe Special Mobile”.</i>
OFDMA	<i>“Orthogonal Frequency Division Multiple Access”.</i>
TMA	<i>“Telefonía Móvil Analógica”.</i>
1G	<i>“Primera Generación”.</i>
2G	<i>“Segunda Generación”.</i>
3G	<i>“Tercera Generación”.</i>
4G	<i>“Cuarta Generación”.</i>
SMS	<i>“Short Mensaje Servicie”.</i>
TIA	<i>“Telecommunications Industry Association”.</i>
PHS	<i>“Personal Handyphon System”.</i>
FDD	<i>“Frequency Division Duplex”.</i>
ISI	<i>“Intersymbol Interference”.</i>
RF	<i>“Frecuencias de Radio”.</i>
UIT	<i>“Unión Internacional de Telecomunicaciones”.</i>
UMTS	<i>“Universal Mobile Telecommunication System”.</i>
UE	<i>“User Equipment”.</i> Equipos de usuarios.
USB	<i>“Universal Serial Bus”.</i>
TDD	<i>“Time Division Duplex”.</i>

PCS	<i>“Servicio de Comunicación Personal”</i> .
QoS	<i>“Quality of Service”</i> . Calidad de los Servicios.
LOS	<i>“Propagación que tiene lugar en condiciones de visión directa”</i> .
NLOS	<i>“Propagación en zonas donde no hay visión directa”</i> .
HS	<i>“Half Square”</i> .
FS	<i>“Full Square”</i> .
R	<i>“Rectangulares”</i> .
SIR	<i>“Signal to Interference Ratio”</i> . Relación señal a interferencia.
xDSL	<i>“x Digital Subscriber Line”</i> .
TDT	<i>“Televisión Digital Terrestre”</i> .
ADSL	<i>“Asymmetric Digital Subscriber Line”</i> .
CSG	<i>“Constructive solid geometry”</i> .
LTE	<i>“Long Term Evolution”</i> .
LTE-Advanced	<i>“Long Term Evolution Advanced”</i> .
3GPP	<i>“3rd Generation Partnership Project.”</i>
W-CDMA	<i>“Wideband Code Division Multiple Access”</i> .
TSG RAN	<i>“TSG Radio Access Network”</i> . Red de acceso radio TSG.
IMT	<i>“Telecomunicaciones Móviles Internacionales”</i> .
HSDPA	<i>“High Speed Downlink Packet Access”</i> .
DFT	<i>“Discrete Fourier Transform”</i> .
IMT Advanced	<i>“International Mobile Telecommunications Advanced”</i> .
MIMO	<i>“Multiple Input Multiple Output”</i> .
MISO	<i>“Multiple Input Single Output”</i> .
SC-FDMA	<i>“Single Carrier Frequency Divison Multiple Access”</i> .
PAPR	<i>“Peak-to-Average Power Ratio”</i> . Tasa de pico de potencia media.
HSPA	<i>“High Speed Packet Access”</i> .
CAPEX	<i>“Capital Expenditures”</i> .

OPEX	<i>“Operating Expense”</i> .
ITU	<i>“Unión Internacional de Telecomunicaciones”</i> .
UL	<i>“Uplink”</i> .
DL	<i>“Downlink”</i> .
E-UTRAN	<i>“Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network”</i> .
E-UTRA	<i>“Evolved Universal Terrestrial Radio Access”</i> .
UIT-R	<i>“Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones”</i> .
BS	<i>“Base Station”</i> . Estación base.
RAN	<i>“Radio Access Network”</i> . Red de acceso radio.
HSUPA	<i>“High Speed Downlink Packet Access”</i> .
QAM	<i>“Quadrature Amplitude Modulation”</i> .
QPSK	<i>“Quadrature Phase Shift Keying”</i> .
ICIC	<i>“Inter-Cell Interference Coordination”</i> .
ARQ	<i>“Automatic Repeat Request”</i> .
GPRS	<i>“General Packet Radio Service”</i> .
IP	<i>“Internet Protocol”</i> .
DRX	<i>“Recepción Discontinua”</i> .
CSIT	<i>“Channel State Information at the Transmitter”</i> .
CSIR	<i>“Channel State Information at the Reception”</i> .
ZMSW	<i>“Zero Mean Spatially White”</i> .
SNR	<i>“Signal to Noise Ratio”</i> .
CSI	<i>“Channel State Information”</i> .
ML	<i>“Modulación Lineal”</i> .
DoF	<i>“Degrees of Freedom”</i> .
AWGN	<i>“Additive White Gaussian Noise”</i> .

SVD	<i>“Singular Value Decomposition”.</i>
SISO	<i>“Single Input Single Output”.</i>
IA	<i>“Interference Alignment”.</i>
ZFBF	<i>“Zero Forcing Beamforming”.</i>
CQI	<i>“Channel Quality Information”.</i>
CDI	<i>“Channel Direction Information”.</i>
BD	<i>“Block Diagonalization”.</i>
BC	<i>“Canal de Diffusion”.</i>
MAC	<i>“Canal de Múltiples Accesos”.</i>
IC	<i>“Canal Interferente”.</i>
BIA	<i>“Blind Interference Alignment”.</i>
SINR	<i>“Signal to Interference plus Noise Ratio”.</i>
SCBC	<i>“Codificación de Bloques de Coherencia Alternados”.</i>
EP	<i>“Estimación de los Pilotos”.</i>
CD	<i>“Detección Coherente”.</i>
LZFB	<i>“Linear Zero Forcing Beamforming”.</i>
FB	<i>“Realimentación”.</i>
FR	<i>“Reutilización de Frecuencia”.</i>
FF	<i>“Frecuencia Completa”.</i>

# Capítulo 1:

## Estudio Tecnológico

## ***1.1. Reseña histórica***

Martin Cooper (nacido el 26 de diciembre 1928 en Chicago, Illinois , EE.UU.) es el fundador de la comunicación inalámbrica de la industria. Es considerado como uno de los principales inventores de nuestro tiempo y reconocido como un innovador en el espectro radioeléctrico de gestión.

En la década de 1970, Cooper inventó el primer teléfono móvil de mano en Motorola. Es considerado el “padre del teléfono celular”, además de ser la primera persona en la historia para hacer una llamada de teléfono celular en público.

La teoría de Cooper señala que la eficiencia espectral de la cantidad de información que puede ser acumulada en un sector determinado del espectro radioeléctrico se ha duplicado cada 30 meses desde que Guglielmo Marconi patentó el telégrafo inalámbrico en 1897. Los dispositivos modernos tienen una eficiencia espectral de un billón de veces mayor que el dispositivo original de Marconi hace 112 años [1].

Las comunicaciones móviles actualmente son el área de crecimiento más rápido dentro del sector de las telecomunicaciones, especialmente la telefonía móvil celular. Este crecimiento es debido al rápido avance de la tecnología, las oportunidades comerciales que se asocian con la movilidad personal y la bajada de precios en los equipos, así como de las propias tarifas de conexión y tráfico.

En la década de los 80 se introdujeron las primeras redes celulares del mundo, usaban tecnologías analógicas de transmisión como AMPS “*Advanced Mobile Phone Service*”, la cual utiliza FDMA “*Frecuency Division Multiple Access*” como método de acceso múltiple al medio, el cual asigna a cada usuario canales individuales.

Los operadores de servicio celular y los fabricantes de equipos inalámbricos junto con la CTIA “*Asociación de Industrias de Tecnología Celular*” definieron una serie de objetivos y metas para introducir nuevas tecnologías de productos y servicios, ya que reconocieron las limitaciones de FDMA como su baja velocidad, baja calidad de transmisión y pésima seguridad.

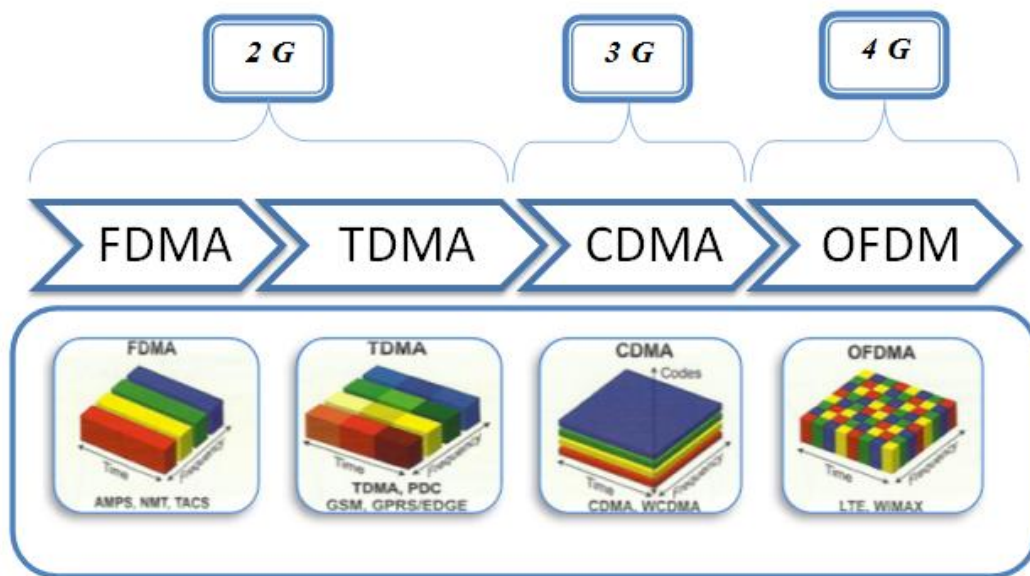
Más tarde se desarrollaron sistemas celulares digitales basados en TDMA “*Time Division Multiple Access*” y CDMA “*Code Division Multiple Access*”. Los sistemas celulares que usaban TDMA utilizaban el espectro de manera similar a los sistemas FDMA, dividiendo el canal en ranuras de tiempos. Este tipo de sistemas es el más conocido ya que aprovecha la mayor capacidad del ancho de banda, mejorando el servicio de las telecomunicaciones de forma mundial.

A finales de los 80s se desarrolló en Norteamérica un sistema conocido como DAMPS “*Digital Advanced Mobile Phone Service*” basado en TDMA con 30 kHz de ancho de banda por canal. Al mismo tiempo se desarrolló en Europa un sistema celular



digital conocido como GSM “*Groupe Special Mobile*” con canales de 200 kHz basado en TDMA.

La OFDM “*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*” es una multiplexación que consiste en enviar un conjunto de ondas portadoras de diferentes frecuencias, donde cada una transporta información, la cual es modulada en QAM o en PSK. Normalmente se realiza la multiplexación OFDM tras pasar la señal por un codificador de canal con el objetivo de corregir los errores producidos en la transmisión, entonces esta multiplexación se denomina COFDM “*Coded OFDM*”. Los procesos de multiplexación y demultiplexación se realizan en tiempo discreto mediante la IDFT y la DFT respectivamente.



**Figura 1-1: Evolución de las tecnologías en las redes celulares.**

Las tecnologías mencionadas anteriormente (FDMA, TDMA y CDMA) se utilizan actualmente para la transmisión y recepción de información en las redes. Dichas tecnologías son denominadas de acceso múltiple.

El acceso múltiple es una de las estrategias más importantes para aumentar el número de usuarios en un sistema basado en celdas. Las técnicas de acceso múltiple en un sistema inalámbrico permiten que varios usuarios puedan acceder simultáneamente a un canal o un grupo de frecuencias, lo que permite el uso eficiente del ancho de banda. En la siguiente sección se detallará más a fondo los métodos de acceso múltiple TDMA, FDMA y CDMA.

## ***1.2. Sistemas celulares tradicionales***

Por desgracia el espectro radioeléctrico es un recurso limitado cuya utilización racional sólo ha sido posible mediante una reglamentación muy estricta que permite la optimización de la asignación de frecuencias. Los primeros sistemas diseñados en los años 20 para uso de la policía en EE.UU., asignaban a cada vehículo policial un canal

de radio, que permanecía permanente ocupado pese a que los agentes no se estuvieran comunicando con la central.

Este despilfarro se produjo porque la única ocupación del espectro, en aquellos tiempos, era la que hacían las emisoras de radiodifusión. En los años 60, con la proliferación de las cadenas de radio y televisión, mediante radioenlaces de microondas, enlace satélite, etc., la ocupación del espectro preocupaba ya de tal manera, que la telefonía móvil se vio obligada a evolucionar hacia sistemas que aprovecharan mejor el espectro disponible.

El primer avance significativo fue la introducción del trunking automático, que consiste en la asignación de un canal libre existente dentro de un conjunto de canales disponibles, y que se mantiene solamente durante el tiempo que el canal está siendo utilizado, pasando al estado de disponible para otro usuario cuando haya terminado la conversación. De este modo, el número de canales que hay que instalar y que ocupar en el espectro se reduce notablemente.

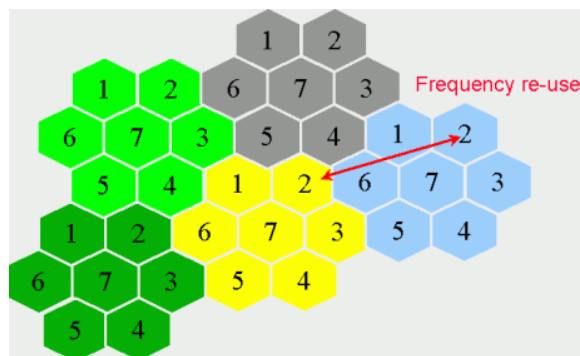
El despliegue de tecnologías y servicios inalámbricos se ve cada vez más dificultado por la reserva de determinadas bandas de espectro. La realidad es que el espectro está sobreutilizado en algunas bandas y absolutamente desaprovechado en otras (frecuencias bajas y altas) por lo que podemos observar la clara necesidad de gestionar el espectro de manera eficiente.

A continuación se va a hacer un repaso de la evolución de las comunicaciones móviles, que es la temática del proyecto.

## *Características Básicas de un Sistema Móvil*

### *Reutilización de frecuencias*

La reutilización de frecuencias define la utilización de radiocanales con las mismas frecuencias portadoras para cubrir áreas diferentes. Cada una de estas áreas se denomina célula. Dentro de cada célula se utilizan un conjunto de radiocanales que pueden repetirse en otras celdas. De esta forma, se aumenta el número de canales de tráfico por unidad de superficie.

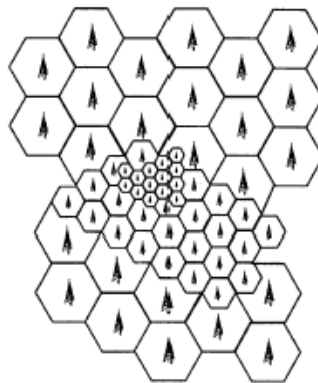


**Figura 1-2: Reutilización de frecuencias.**

Por motivos de interferencia entre canales operando sobre el mismo canal celular (interferencia cocanal) las mismas frecuencias no pueden utilizarse en todas las celdas. Debe respetarse una distancia mínima de separación, denominada distancia de reutilización, entre cada uno de los emisores.

### **Fragmentación celular**

La idea de un sistema celular permite aumentar la capacidad del sistema, para explotar los recursos de transmisión como tiempo, ancho de banda... de manera más eficiente, mediante sucesivas divisiones o fragmentaciones de las celdas. De esta forma, puede aumentarse la reutilización de las frecuencias disponibles en zonas con mucho tráfico, aumentando la capacidad inicial. Esto permite una inversión gradual y un crecimiento armonizado en función de la demanda. Además, el crecimiento debido al aumento en la demanda no supone retirar los equipos e inversiones ya realizadas.



**Figura 1-3: Fragmentación celular.**

### **Reutilización de Radiocanales**

Los primeros sistemas móviles utilizaban la asignación fija de una frecuencia para cada pareja móvil-estación base, de forma que cada canal se asignaba a un móvil específico o a un grupo de usuarios que lo compartían.

En los actuales sistemas celulares los radiocanales existentes dentro de cada célula son compartidos de forma dinámica por todos los usuarios. Esto tiene como consecuencia el incremento de la eficiencia de utilización del canal, al ser compartido; la eficiencia es mayor a medida que se incrementa el número de canales.

Cuando un terminal móvil detecta un cambio de área de localización, inicia una llamada o una petición de servicio hacia la red TMA con el fin de actualizar su posición “handover”. Los mecanismos que permiten llevar a cabo esta función presentan una gran diversidad dependiendo del tipo de sistema celular.

Mediante la función de supervisión de la calidad de la comunicación (CQI: “*Channel quality information*”), el sistema celular debe detectar cuando es necesario realizar el procedimiento de traspaso o cambio de canal. En este caso, debe ser capaz de

conmutar la llamada del canal de la primera célula a un canal libre de la segunda célula, que incluso, como en GSM, puede ser la misma que estaba cursando la comunicación [2].

### ***1.3. Telefonía móvil 2G***

La telefonía móvil 2G es la segunda generación de telefonía móvil que marca el cambio de protocolos de telefonía analógica a digital. La llegada de 2G fue creado alrededor de 1990 y su desarrollo deriva de la necesidad de poder tener un mayor manejo de llamadas en prácticamente los mismos espectros de radiofrecuencia asignados a la telefonía móvil, para esto se introdujeron protocolos de telefonía digital que además de permitir más enlaces simultáneos en un mismo ancho de banda, permitían integrar otros servicios, que anteriormente eran independientes, en la misma señal, como es el caso de: envío de mensajes de texto o Pagina en un servicio denominado SMS "*Short Mensaje Servicie*" y una mayor capacidad de envío de datos desde dispositivos de fax a módem.

Los sistemas celulares prometían una capacidad virtualmente ilimitada mediante sucesivas subdivisiones de las celdas. Sin embargo, la industria de las telecomunicaciones encontró a finales de los años 90 limitaciones prácticas a medida que el servicio de telefonía móvil se hacía más popular. Con celdas progresivamente más pequeñas resulta difícil y económicamente poco viable ubicar nuevas estaciones base en los emplazamientos que lo requerían, esto era particularmente acusado en ciudades grandes y congestionadas.

Los sistemas de 2G implementan la técnica de control de potencia a diferencia de los sistemas de 1G. A través de los cuales los sistemas de 2G envían los comandos pertinentes de manera periódica para modificar la potencia de emisión en la estación base o en el terminal móvil.

El control de potencia no solo mejora la calidad de comunicaciones, sino que además disminuye la interferencia total y por lo tanto incrementa la capacidad del sistema. Este tipo de control consigue que cada emisor transmita con la mínima potencia necesaria, esto permite una reducción colectiva del nivel de interferencia, que conlleva a un incremento de la capacidad del sistema.

#### **Protocolos de telefonía 2G**

- GSM "*Global System for Mobile Communications*"
- Cellular PCS/IS-136, conocido como TDMA, sistema regulado por la TIA "*Telecommunications Industry Association*".
- IS-95/ cdmaONE, conocido como CDMA "*Code Divison Multiple Access*".
- DAMPS "*Digital Advanced Mobile Phone System*".
- PHS "*Personal Handyphon System*" Sistema usado en Japón al principio con la finalidad de tener un estándar enfocado más a la transferencia de datos que el resto de los estándares 2G.

## Características de 2G

- Llamadas telefónicas.
- Correo electrónico con voz (voz y datos integrados).
- Recepción de mensajes sencillos.
- Permite enviar datos a una velocidad de 10 kb/seg.
- Tiempo de descarga de un archivo Mp3 con una duración de 3 minutos: 31 - 41 min.
- Seguridad mejorada.
- Red Paneuropea (Roaming).
- Interface abierta que genera economías de escala.

Como hemos podido observar en la tecnología 2G se desaprovechan recursos debido a un esquema de gestión de interferencia ortogonal.

Tradicionalmente los métodos básicos para hacer frente a la interferencia a menudo giran en torno a asignar a cada usuario acceso exclusivo a una fracción de los recursos de comunicación. En el acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA), el ancho de banda del sistema se divide entre los transmisores. En el acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), los usuarios se turnan para transmitir en una serie periódica de los intervalos de transmisión.

En los sistemas de acceso al azar (por ejemplo, acceso múltiple por detección de portadora), transmisores escuchan para ver si el canal está disponible y a continuación, si se trata de transmitir. Protocolos de acceso aleatorio son mucho menos eficientes que el acceso ortogonal pre-asignado como FDMA o TDMA ya que el espectro no podrá ser utilizado en su totalidad y se pueden producir colisiones.

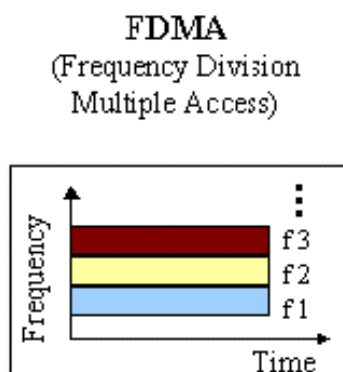
Independientemente del protocolo de acceso, el concepto unificador sigue siendo evitar la interferencia al limitar el número de transmisiones de superposición. Si se permiten transmisiones simultáneas, la interferencia resultante se trata a menudo como el ruido, dando lugar a una pérdida en la velocidad de datos se produce [3].

Sistema	GSM	IS-54	JDC	IS-95
Banda ascendente	890-915 MHz	824-849 MHz	940-946 MHz	824-849 MHz
Banda descendente	935-960 MHz	869-894 MHz	810-826 MHz	869-894 MHz
Duplexado	FDD	FDD	FDD	FDD
Técnica de acceso	FDMA/TDMA	FDMA/TDMA	FDMA/TDMA	FDMA/CDMA
$\Delta w/\text{canal}$	200 KHz	30 KHz	25 KHz	125 KHz
Canales/portadora	8	3	3	-
Tasa transmisión	270,8 Kbps	48,6 Kbps	42 Kbps	1228,8 Kbps
Duración trama	4,615 ms	40 ms	20 ms	20 ms

**Tabla 1-1: Características de los sistemas de segunda generación.**

## FDMA

“*Frequency Division Multiple Access*” (FDMA) es una técnica ortogonal de multiplexación usada en múltiples protocolos de comunicación, tanto digitales como analógicos, pero mayoritariamente en analógicos (1G). Este tipo de técnica accede a las celdas dependiendo de las frecuencias, por lo que a cada usuario se le asigna una frecuencia diferente. Separa el espectro disponible en distintos subcanales de voz, que corresponden a distintos rangos de frecuencia, es decir, dividen el ancho de banda en varios subcanales de transmisión. Los usuarios comparten el canal, pero cada uno utiliza uno de los diferentes subcanales particionados por la frecuencia, esto permite aislar la interferencia entre ellos.

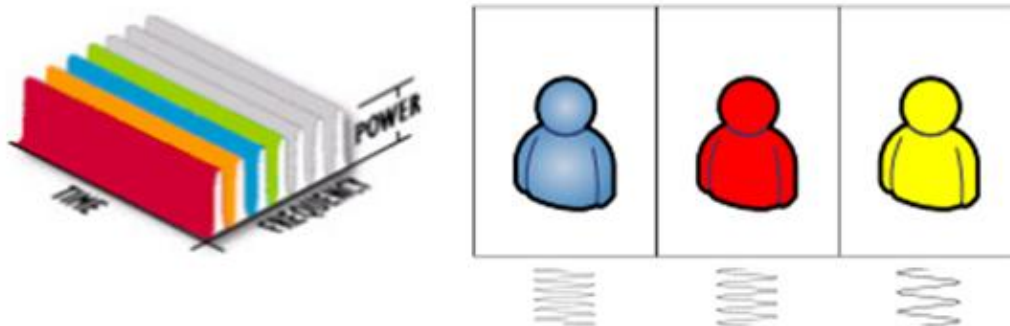


**Figura 1-4: Frequency Division Multiple Access (FDMA).**

Una característica importante de los sistemas FDMA es que una vez que se asigna una frecuencia a un usuario, esta es usada exclusivamente por ese usuario hasta que dicho usuario no necesite más ese recurso. Otras características de este sistema son:

- Requiere duplexor de antena para transmisión dúplex.
- Los canales son asignados de acuerdo a la demanda.
- Transmisión de forma continua y simultánea.
- Ancho de banda de FDMA es de 30 kHz.
- Se asignan canales individuales a cada usuario.
- Normalmente FDMA se combina con multiplexing FDD.
- Se utiliza exclusivamente en todos los sistemas celulares analógicos.
- FDMA utiliza filtros de RF para minimizar la interferencia de canales adyacentes.
- La duración del símbolo es larga comparada con el retardo, lo que implica una ISI “*Interferencia Intersimbólica*” baja.
- Gestión de recursos rígida y poco apta para flujos de tránsito variable, es decir, los canales sin utilizar no pueden ser asignados a otros para aumentar su ancho de banda.

La tecnología FDMA distribuye el ancho de banda en subcanales de 30 kHz, asignando a cada usuario un único subcanal.



**Figura 1-5: Tecnología FDMA.**

La reutilización de frecuencia consiste en distribuir las celdas con un patrón hexagonal como se muestra en la siguiente figura para que el número de usuarios que acceden simultáneamente sea mayor.



**Figura 1-6: Reutilización de frecuencias FDMA.**

Esta reutilización de frecuencia permite resolver problemas de capacidad limitada ya que puede incrementar la capacidad de sistemas celulares valiéndose de la propiedad de propagación de onda de radio de debilitamiento de la señal en la distancia. Esta propiedad indica que no habrá interferencia por parte de otros canales si las frecuencias son reusadas en distancias suficientemente lejanas.

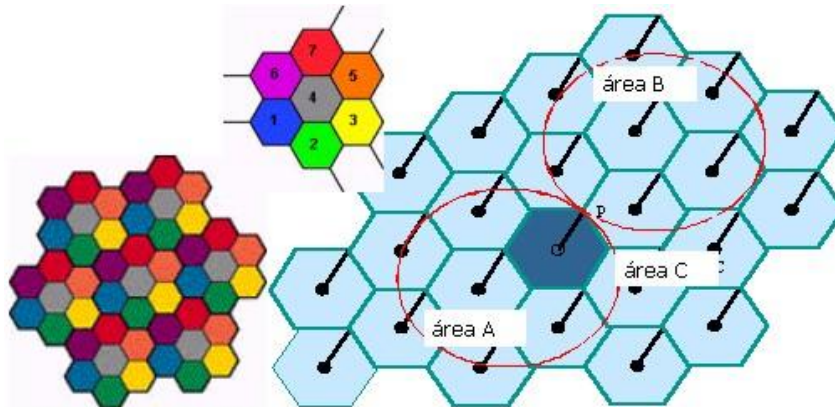
El patrón hexagonal se utiliza porque es la figura geométrica que suministra la mayor área con respecto al radio original (2.6 veces el radio original). Con este patrón obtenemos un coeficiente de reutilización de 7 celdas, es decir, que el total de canales disponibles se distribuye en 7 celdas, con lo que pueden volverse a utilizar todos los canales en cada grupo de 7 celdas.

Adicionalmente, la señal radiada debe ser lo suficientemente fuerte para anular cualquier tipo de interferencia. Los niveles de interferencia bajos dependen de la separación física y posibles obstrucciones entre celdas. En otras palabras, la relación señal a interferencia (SIR) debe ser lo suficientemente grande como para tratar la interferencia como ruido.

Otra de las desventajas de esta tecnología radica en la seguridad. Las llamadas pueden ser interceptadas fácilmente debido a que la comunicación entre la celda y el móvil se realiza de forma análoga. Esta señal puede ser interceptada y reproducida, ya



que es una señal no codificada. Además existe alta probabilidad del cruce de llamadas debido al solape de áreas de cobertura de las celdas que tienen asignadas las mismas frecuencias.



**Figura 1-7: Escenario de reutilización de frecuencias.**

### **Ventajas**

La principal ventaja de la tecnología FDMA es la sencillez en su funcionamiento, en particular en lo que respecta al procesado de la señal en los receptores, que es más simple que en los sistemas que se muestran a continuación.

FDMA es una tecnología muy experimentada y fácil de implementar debido a que no necesita sincronización. Por ello se emplea en equipos utilizados durante un tiempo continuado.

Otras ventajas de FDMA son el acceso continuo en la banda del satélite y que el ancho de banda de la circuitería del transmisor y el receptor se mantiene al mínimo (particularmente el ancho de banda sobre el cual los amplificadores de potencia han de hacerse lineales).

### **Inconvenientes**

Una desventaja de la tecnología FDMA es la inflexibilidad para reconfigurar el sistema. Esta afirmación es infundada por dos razones: En primer lugar, es práctico variar la velocidad de transmisión de datos en un intervalo de frecuencia dado incrementando el número de estados de símbolos utilizado. En segundo lugar, es posible asignar a un usuario más de un intervalo de frecuencia, o introducir el concepto de intervalo de ancho de banda variable a fin de variar la velocidad de transmisión de datos del usuario.

Tradicionalmente, la estabilidad de frecuencia y la necesidad de bandas de seguridad ha sido el problema más grande para el uso de FDMA, requiriendo osciladores muy costosos y de alta estabilidad. La principal desventaja de FDMA en un entorno de radiocomunicaciones es la susceptibilidad de cualquier intervalo de

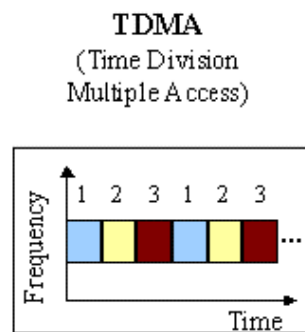


frecuencia estrecho individual para desvanecimiento selectivo de frecuencia que puede causar pérdidas de señal para aquel usuario.

Otros problemas de FDMA son el decremento en la capacidad conforme aumenta el número de accesos y la división de un recurso tan limitado como el espectro, ya que el ancho de banda es bastante costoso. Los sistemas de FDMA no son eficientes puesto que cada canal analógico se puede utilizar solamente por un usuario al mismo tiempo.

## TDMA

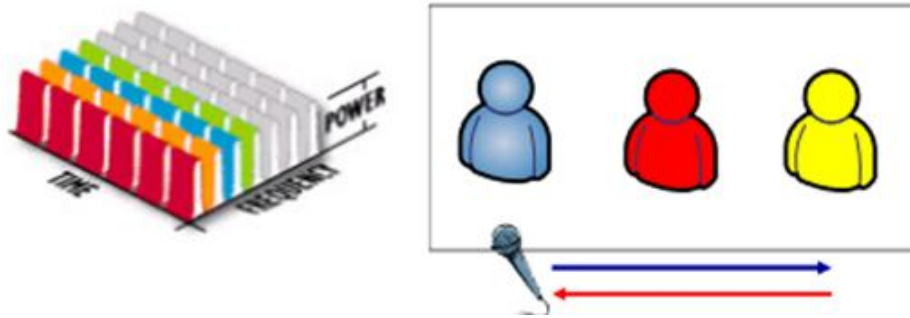
“*Time Division Multiple Access*” (TDMA) es una tecnología ortogonal digital que divide el canal en particiones de tiempo. Los usuarios comparten el mismo canal de frecuencia, pero lo utilizan en diferentes intervalos de tiempo, esto permite que no se produzca interferencia. Es decir, que a cada usuario se le asigna un intervalo de tiempo para transmitir. Además esta técnica comprime las conversaciones digitales y luego las envía utilizando la señal de radio por un periodo de tiempo, debido a esto TDMA permite tres veces la capacidad de un sistema analógico (1G) utilizando la misma cantidad de canales.



**Figura 1-8: Time Division Multiple Access (TDMA).**

Debido al incremento de la capacidad con respecto a FDMA, existe una mayor probabilidad de poder efectuar llamadas y una menor probabilidad de bloqueo de llamadas.

TDMA es una tecnología que proporciona privacidad en las llamadas, por lo que antes de transmitir las señales debe convertir la información análoga de la conversación en digital, modularla y después transmitirla. Además por el hecho de ser una tecnología digital, en cuyo canal puede incluirse información adicional permite servicio de mensajes cortos. Todo lo comentado anteriormente permite que exista susceptibilidad a la distorsión de interferencia, lo cual implica una mejor calidad en la llamada.



**Figura 1-9: Tecnología TDMA.**

### Características

Algunas de las características más importantes de esta tecnología son las siguientes:

- Complejidad en el acceso: Estricta sincronización temporal.
- Utilizados para sistemas de alta capacidad de tráfico.
- Simplificación de estaciones multicanales.
- Retardo en la comunicación.
- Elevada versatilidad.
- Se utiliza con modulaciones digitales.
- Requiere una sincronización estricta entre emisor y receptor.
- Adecuada para la conmutación de paquetes.
- Necesidad de digitalización de la información.
- Facilidad de inserción de la señalización asociada a la llamada.
- Permite conseguir una alta calidad.

### Ventajas

El sistema TDMA está diseñado para su uso en ambientes y situaciones variadas, desde usuarios fijos en una oficina, hasta usuarios móviles viajando a gran velocidad. El sistema soporta además una gran variedad de servicios al usuario final, como envío de datos, voz, faxes, servicio de mensajes, y transmisión de gran cobertura. TDMA ofrece una interfaz flexible, con gran desempeño en cuanto a capacidad, cobertura y soporte ilimitado de movilidad, así como una capacidad de manejar y satisfacer diferentes necesidades.

La tecnología TDMA divide sus usuarios en tiempo, por lo que asegura que no habrá interferencia de otras transmisiones simultáneas a diferencia de otras técnicas de espectro amplio. Además esta tecnología amplía la vida útil de las baterías de móvil porque transmite en porciones de tiempo.

TDMA es una tecnología simple que ha sido muy probada e implementada y ha demostrado un ahorro en cuanto a equipo, espacio y mantenimiento debido a que el tamaño de sus celdas es cada vez menor. Además permite actualizar los sistemas analógicos existentes a digitales.

## Desventajas

Una de las desventajas de TDMA consiste en que cada usuario tiene una ranura de tiempo asignada pero cuando este cambia de celda no tiene asignada ninguna ranura.

Otro problema con TDMA es que está sujeto a distorsión por multipath, es decir, una señal procedente de una torre a un móvil puede provenir de diferentes direcciones, puede haber rebotado por varios edificios antes de llegar, y esto puede causar interferencia. La señal recibida puede contener varias componentes con distintas amplitudes y retrasos causados por reflexión y refracción, debilitando, cancelando o modificando la señal original.

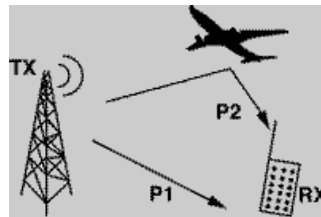


Figura 1-10: Interferencia Multipath.

A pesar de las ventajas ofrecidas por TDMA, como tecnología digital, la capacidad limitada con respecto a la demandada sigue siendo un inconveniente.

TDMA mejoró la eficiencia del sistema celular analógico, pero tiene la desventaja de que desperdicia ancho de banda, ya que la ranura de tiempo es asignada para una conversación específica sin importar si se está realizando o no. Existen varios estándares digitales basados en TDMA, entre los que se encuentra GSM, que a pesar de las desventajas que comentamos es un estándar muy utilizado hoy en día.

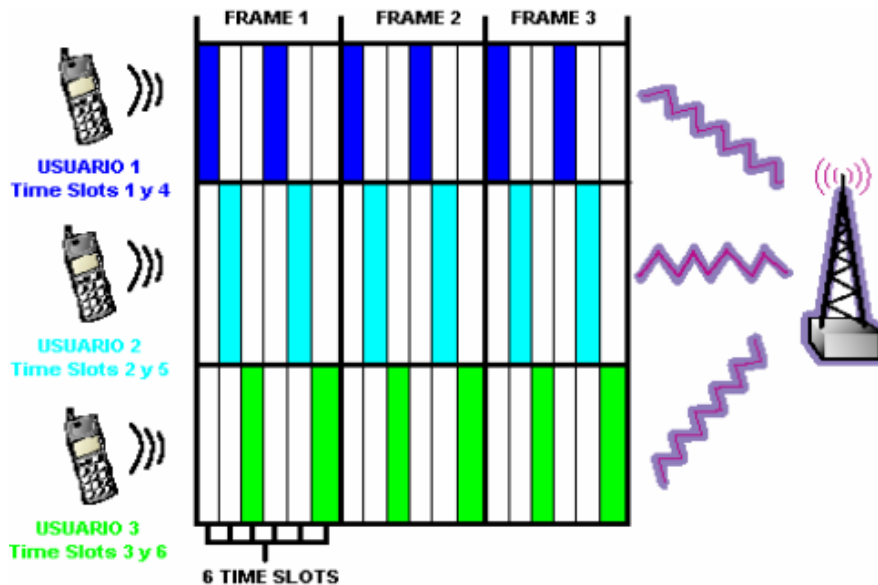


Figura 1-11: Acceso a un sistema TDMA.

## *Diferencia entre TDMA y FDMA*

La diferencia primordial está en el método de acceso, el cual varía entre frecuencia utilizada por FDMA y tiempo usado por TDMA [4].

La tecnología FDMA separa el espectro en distintos canales de voz, al separar el ancho de banda en pedazos de frecuencias uniformes. Además este tipo de tecnología es mayormente utilizado para la transmisión analógica y no es recomendada para transmisiones digitales, aun cuando es capaz de llevar información digital.

La tecnología TDMA comprime las conversaciones digitales, y las envía utilizando la señal de radio por un tercio de tiempo solamente. La compresión de la señal de voz es posible debido a que la información digital puede ser reducida de tamaño por ser información binaria (unos y ceros). Además la transmisión es simultánea, pero discontinua, en la misma frecuencia portadora de ráfagas o paquetes por los distintos usuarios. Cada receptor selecciona la ráfaga con su número y desprecia las demás.

En la tecnología 2G se desaprovechan recursos por lo que antes de llegar a la tercera generación (3G), se incorporaron mejoras tecnológicas a la 2G, cuyos avances fueron modificando su concepto. Entonces se comenzó hablando de generaciones 2.5G y 2.75G, que en realidad fueron introduciendo la generación 3G, cuya diferencia básica es la conmutación de paquetes para la transmisión de datos.

### ***1.4. Telefonía móvil 3G***

La tecnología 3G permite la transmisión de datos y voz a través de los teléfonos celulares, pero la principal motivación de esta tecnología es la transmisión de datos. 3G proporciona a los usuarios una llamada telefónica o una videollamada. Además, cuenta con una transmisión que no es exactamente la de datos, que consiste en descarga de programas o aplicación para el móvil, intercambio de correos o de mensajería instantánea.

Esta tecnología no solamente es empleada por los proveedores de servicio en telefonía móvil, si no también, permite conexión a internet por medio de modem USB, sin necesidad de tener teléfonos celulares para acceder a este servicio. Las redes 3G ofrecen mayor grado de seguridad en comparación con la 2G. Al permitir a la UE autenticar la red a la que se está conectando, el usuario puede asegurarse de que la red es la intencionada y no una imitación [5].

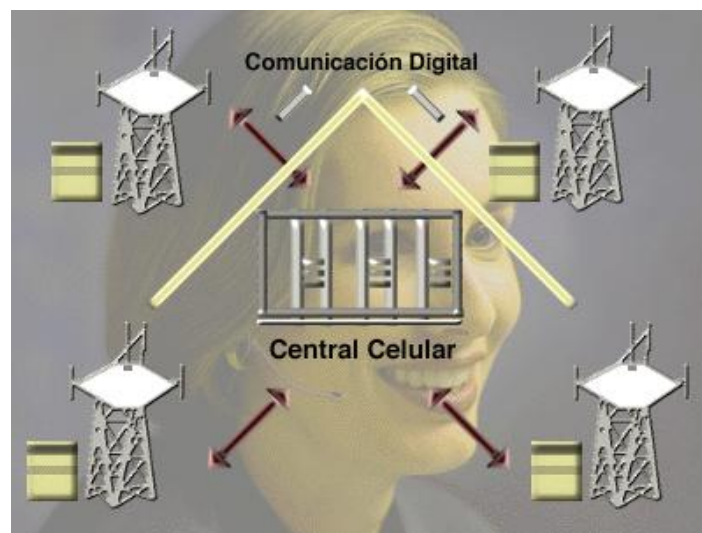
Las tecnologías de 3G son la respuesta a la especificación IMT-2000 de la UIT “*Unión Internacional de Telecomunicaciones*”. En Europa y Japón, se seleccionó el estándar UMTS “*Universal Mobile Telecommunication System*”, compuesto de dos modos diferentes pero relacionados.

- CDMA-direct spread: CDMA de banda ancha, también llamado FDD “*Frequency Division Duplex*”.
- CDMA-TDD: Time Division Duplex.

Por otro lado las redes cdmaOne evolucionan a CDMA2000 (CDMA multicarrier).

## CDMA

“*Code Division Multiple Access*” (CDMA) es la tecnología digital inalámbrica empleada por los sistemas de tercera generación. Esta tecnología utiliza codificación digital y técnicas de frecuencias de radio de espectro ensanchado (RF), es decir, la información se extiende sobre un ancho de banda muy mayor que el original. En este tipo de tecnología, los usuarios utilizan todo el ancho de banda al mismo tiempo, utilizando un código único para cada comunicación.



**Figura 1-12: Entorno de la tecnología Code Division Multiple Access (CDMA).**

CDMA utiliza estos códigos digitales únicos para diferenciar a los distintos usuarios, en lugar de frecuencias separadas como las anteriores tecnologías. Los códigos son conocidos tanto por la estación móvil (teléfono celular) como por la estación base, y se llaman "Secuencias de Código Pseudo-Aleatorio". Estos códigos explotan la correlación y por lo tanto todos los usuarios comparten el mismo rango del espectro radioeléctrico.

Una llamada CDMA empieza con una transmisión a 9600 bits por segundo. Esta señal es ensanchada para ser transmitida aproximadamente a 1.23 Mbps. Posteriormente la señal ensanchada es transmitida junto con el resto de señales generadas por otros usuarios, usando el mismo ancho de banda. Cuando las señales se reciben, las señales de los distintos usuarios se separan haciendo uso de los códigos distintivos y se devuelven las distintas llamadas a una velocidad de 9600 bps.

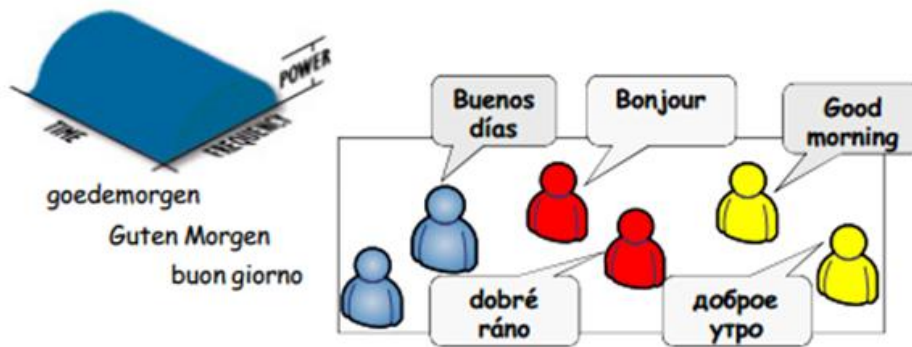


Figura 1-13: Tecnología CDMA.

Los usos tradicionales del espectro ensanchado en su inicio fueron militares debido a que una señal ensanchada es muy difícil de bloquear, de interferir y de identificar. Esto se debe a que la potencia de estas señales está distribuida en un gran ancho de banda y únicamente aparecen como un ruido ligero. Lo contrario ocurre con el resto de tecnologías que concentran la potencia de la señal en un ancho de banda estrecho, fácilmente detectable [6].

### Ventajas de CDMA

Hay muchas razones por las que CDMA es la tecnología elegida para productos y servicios de comunicaciones digitales inalámbricas. Una de las ventajas importantes de dicha tecnología, es que cuenta con mayor cobertura que el sistema análogo a menor costo, permitiendo construir redes con muchas menos instalaciones base lo que conlleva a reducir los gastos operativos.

Otra razón es el amplio rango de servicios de datos incluyendo la transmisión de voz y datos simultáneamente. A parte de una mejor calidad de llamada con sonido más claro, ya que CDMA filtra el ruido de fondo, la diafonía y la interferencia, de modo que se pueda disfrutar de una mayor claridad de voz, privacidad, mejor calidad de llamadas y maximiza la capacidad del sistema.

Además CDMA reduce abruptamente el riesgo de interrupción o pérdida de llamadas durante el traspaso. Dicho proceso de traspaso origina menos llamadas perdidas, puesto que 2 o 3 células están monitoreando la llamada en todo momento. También otra de las ventajas es que está diseñada para una mayor privacidad y seguridad en cuanto al riesgo de tener el número telefónico “clonado” y otros tipos de fraude.

Por último la tecnología CDMA permite que un mayor número de abonados comparta las mismas frecuencias de radio. CDMA usa la tecnología de espectro expandido, la cual permite que la capacidad de la red aumente de 8 a 10 veces respecto al sistema AMPS y de 4 a 5 veces respecto de GSM. Por otro lado CDMA utiliza la mitad del número de celdas que la tecnología analógica u otras formas de tecnologías digitales, de esta manera minimizando el impacto del despliegue de la red en las comunidades.

El canal de control digital de CDMA permite a los usuarios el acceso a una amplia gama de servicios que incluyen identificación del que llama, mensajes cortos y transmisión de datos. CDMA también permite la transmisión simultánea de voz y datos.

### **Desventaja:**

Una de las desventajas de CDMA es que el periodo de vida de la batería es de cinco horas funcionando y más de dos días sin actividad ("standby"). Otra desventaja es que los códigos utilizados no pueden ser totalmente ortogonales en la práctica, por lo que se genera interferencia.

Algunos de sus principales defectos son que CDMA no tiene la arquitectura abierta lo cual no brinda compatibilidad con otras tecnologías, además de que no da la facilidad para intercambiar el dispositivo móvil y ofrece un servicio de roaming limitado.

## ***1.5. Diferencia entre 3G y 2G***

La tecnología 2G o segunda generación se diferencia de la 3G o tercera generación, en la seguridad, ya que la tecnología 3G, permite que los sitios a los cuales se estén entrando sean los auténticos, es decir, que no sean una imitación, y de esta forma asegurar los datos del usuario.

## ***1.6. Redes heterogéneas***

### **Introducción**

El mecanismo de traspaso, o *handover*, es un procedimiento esencial en los sistemas celulares. Una posible definición de traspaso sería: "Cambio del punto de acceso de un terminal móvil a la red de un sistema celular durante el transcurso de una conexión". El principal objetivo del traspaso consiste en enmascarar la estructura del sistema celular, de forma que el usuario pueda percibir una continuidad de servicio en todo el área de cobertura del sistema.

El diseño del mecanismo de traspaso incide considerablemente en el grado de QoS "*Calidad de los Servicios*" ofrecidos, así como en el dimensionado de capacidad del sistema. El número de variables a tener en cuenta en el diseño de un protocolo de traspaso se dispara cuando se plantea la visión de sistema ambicionada para la tercera generación: acceso a servicios multimedia con requisitos de calidad de servicio (QoS), y cobertura global con, probablemente, sistemas heterogéneos y estructuras celulares de varias capas.

### **Necesidad del handover**

El principal propósito del handover consiste en evitar la interrupción de una conexión cuando el terminal móvil se está alejando de la zona de cobertura de la



estación base que utiliza como punto de acceso. La percepción de calidad que ofrecería el sistema en caso contrario se vería muy deteriorada. Los trasposos que obedecen a esta causa se conocen con el nombre, en terminología GSM, de 'rescue handover' donde la probabilidad de perder la conexión es muy elevada en caso de mantener el mismo radiocanal. El mecanismo de restablecimiento de llamada, donde después de un corte apreciable en la conexión (10-20s) el móvil vuelve a establecer un canal dedicado con el sistema, podría verse como un caso extremo de 'rescue handover'.

Aparte del deterioro de calidad existen otros motivos que pueden derivar en la ejecución de un handover. Podría darse el caso de tener un enlace dedicado con calidad aceptable pero que fuera necesario liberarlo debido al nivel de interferencia generado en otros radiocanales del sistema. De esta forma, la asignación de radiocanales podría obedecer a algún algoritmo de maximización de capacidad, o equivalentemente en sistemas celulares, minimización de interferencias, que obligara a efectuar trasposos en conexiones con calidad aceptable. Dicho handover se denomina 'confinement handover'.

Tanto el 'rescue handover' como el 'confinement handover' obedecen a criterios de calidad y optimización de potencia de transmisión en los canales radio. Pero criterios de distribución de tráfico y asignación de recursos pueden también derivar en la necesidad de efectuar un handover. Los trasposos así ocasionados se conocen como 'traffic handover' y su finalidad principal es la optimización de los recursos del sistema frente a situaciones esporádicas de congestión de alguna celda o bien por las propias necesidades de planificación/redistribución de tráfico del operador del sistema.

Dichos criterios de handover pueden ser utilizados en un sistema celular conjuntamente, aunque es importante constatar el compromiso existente en intentar optimizar la aplicación de los tres objetivos.

## **Escenarios de aplicación del handover**

La planificación y estructura de un sistema celular depende en gran modo, aparte de la tecnología utilizada, de las características de tráfico de los servicios ofrecidos (distribución espacial, tasas, calidad de servicio) y de las características de propagación de la zona de cobertura (zonas rurales, urbanas, interiores). Tal situación deriva en multitud de entornos con restricciones completamente diferentes en cuanto a las prestaciones de los procedimientos de handover necesarios. A continuación se detallan las peculiaridades más relevantes, desde el punto de vista del handover, de diferentes escenarios: macroceldas, microceldas, picoceldas y femtoceldas. En la Figura 1-13 se presenta una visión de lo que podría ser una configuración típica de cobertura global donde pueden confluir varios niveles de celdas en una misma área de servicio.

### **Macro-celdas**

La provisión de cobertura celular mediante macro-celdas se refiere al uso de estaciones de base situadas en puntos elevados y con potencias de transmisión considerables. Las áreas de cobertura que se consiguen de esta forma son celdas con

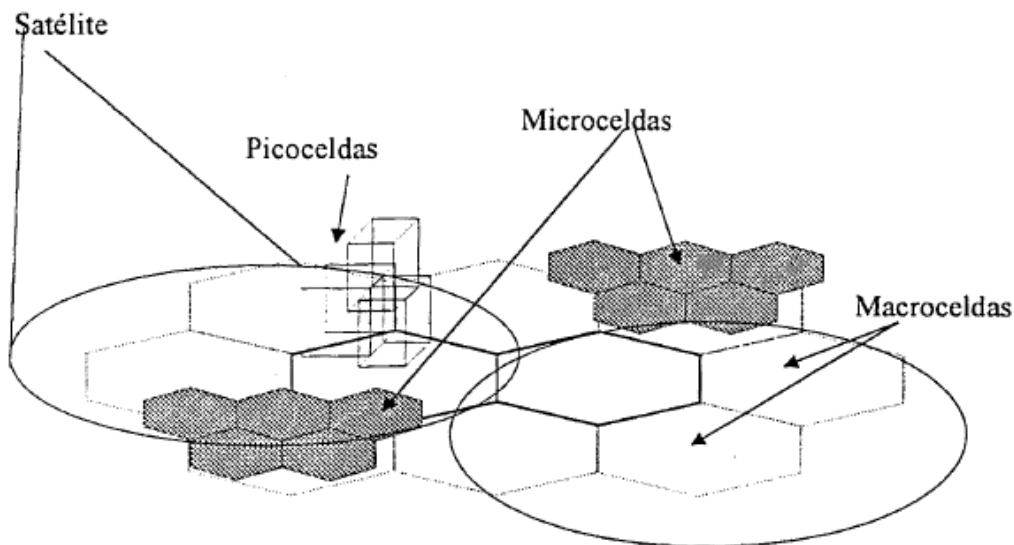


radios de pocos kilómetros entre 1 y 35. La utilización de macro-celdas no está restringida únicamente a zonas urbanas, rurales, suburbanas sino que también las zonas metropolitanas pueden ser cubiertas utilizando este tipo de montajes.

Como el tamaño de la celda está relacionado con la densidad de usuarios, el primer tipo es el que tiene celdas de menor tamaño, con diámetros en torno a uno o pocos kilómetros, mientras que los últimos tipos mencionados dan lugar a celdas con mayores diámetros y siempre inferiores a unas cuantas decenas de kilómetros.

La característica más relevante, en términos de handover, es la suave transición de potencia entre celdas adyacentes, de forma que las áreas de solapamiento son, por lo general, bastante elevadas. La mayoría de algoritmos de handover propuestos para entornos macro-celulares tienen la peculiaridad de tolerar un cierto retardo en la fase de iniciación del handover a fin de reducir el número de handovers innecesarios. Una componente importante de dicho retardo es debida a la implementación de mecanismos de promediado de los valores de potencia y los parámetros de calidad a fin de mitigar el efecto de las fluctuaciones de los desvanecimientos. Por otro lado, dicho retardo conduce a situaciones donde los terminales móviles no se encuentran conectados a través de la celda que proporciona mejor cobertura. Este efecto de imbricación entre celdas adyacentes se conoce mediante el nombre de “cell dragging”.

La planificación de los sistemas de primera y segunda generación celulares está basada básicamente en zonas de cobertura macro-celulares. Para estos sistemas, los nodos de gestión del mecanismo de handover (decisión, ejecución) están prácticamente centralizados en entidades de la parte fija de la red, obteniendo así un control completo sobre la gestión de los recursos radio. Pero tal centralización conduce a retardos adicionales en la decisión y ejecución del handover en sistemas con alta densidad de tráfico.



**Figura 1-14: Escenario estructurado en diferentes capas de celdas.**

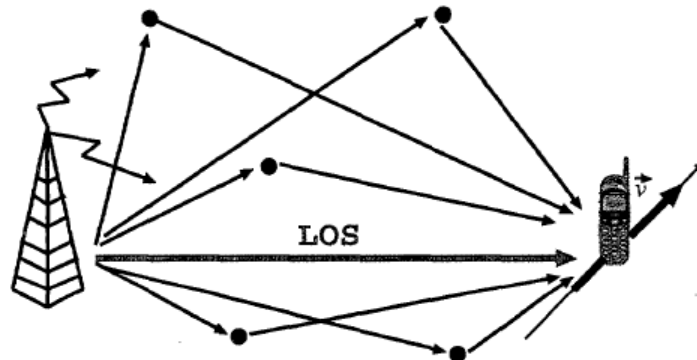
Para las coberturas micro-celulares, las antenas de las estaciones base, se sitúan bajo los tejados de los edificios, a alturas de unos 10 m sobre el suelo. En estas

condiciones la propagación tiene lugar bien en condiciones de visión directa (LOS) a lo largo de las calles que ejercen un efecto de guía ondas, o por múltiple difracciones en las esquinas y reflexiones laterales en las fachadas de los edificios. También, existe las propagaciones en zonas en que no hay visión directa (NLOS) donde la señal cae muy rápidamente en cuanto se penetra en ellas (por ejemplo al doblar la esquina) y luego sigue decreciendo algo más lentamente.

### **Micro-celdas**

La introducción de micro-celdas es ineludible para incrementar la capacidad de un sistema celular en entornos con alta densidad de tráfico. El objetivo de las celdas micro-celulares es limitar la cobertura de una estación de base a zonas no muy extensas como podría ser una única calle o la intersección de varias.

Las micro-celdas cubren áreas con diámetros menores que 1 Km (entre 20 m y 300 m). La antena de la estación base se sitúa de tal forma que la componente LOS esté disponible en la mayor parte del área de la cobertura, aunque puede estar obstruida en algunas zonas debido a la presencia de obstáculos. La velocidad de desplazamiento de los MS en dichas áreas es similar a la del peatón o al tráfico de ciudad.



**Figura 1-15: Distribución espacial de los trayectos en canales suburbanos.**

La planificación de micro-celdas se basa en la ubicación de las antenas transmisoras a pocos metros del suelo, normalmente por debajo de la altura de los edificios colindantes. De esta forma se consigue un confinamiento de potencia en zonas de 100-200 metros en cada una de las calles iluminadas por la estación de base. Los modelos de propagación más utilizados son modelos de doble pendiente y el modelo de tierra plana [7-8].

Un problema adicional típico de los entornos micro-celulares es el denominado 'corner effect'. El 'corner effect' se refiere al aumento brusco de la atenuación del enlace radio (20-30 dB) en distancias de pocos metros (10-20 m) y básicamente se debe a la pérdida de visibilidad directa con la estación de base. En la Figura 1-15 se ilustra dicho efecto.

Las dispares condiciones de propagación en entornos micro-celulares, y particularmente el 'córner effect', inciden directamente en el diseño de las estrategias de traspaso. Por ello, en handovers LOS puede ser conveniente retardar el instante óptimo

de ejecución del handover a fin de mitigar las fluctuaciones de los desvanecimientos y así evitar handovers innecesarios. En cambio, en handover NLOS interesa realizar una conmutación rápida a la nueva estación de base porque el enlace con la estación base antigua muy probablemente no va a recuperarse.

Además de las características de propagación, el patrón de ubicación de las celdas y la distribución de los recursos radio entre las estaciones base de un sistema micro-celular también influyen en las prestaciones del handover.

Incluso, las prestaciones en términos de relación señal a interferencia (SIR) para un mismo patrón micro-celular pueden ser bastante diferentes en los canales ascendente y descendente para handovers NLOS.

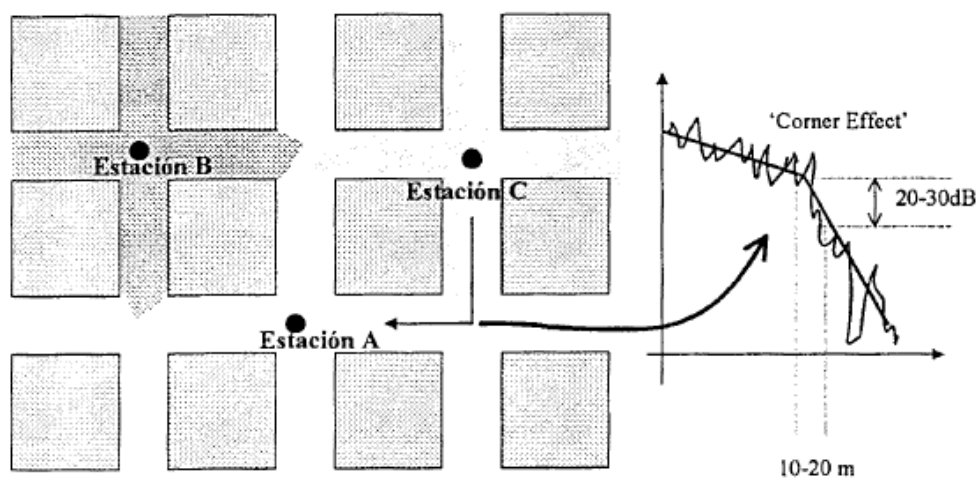


Figura 1-16: Ejemplo de una teselación FS en un entorno 'Manhattan grid'.

### Pico-celdas

Los márgenes de aplicación de los modelos para pico-celdas se limitan a áreas con un radio máximo de unos 100 m, pero normalmente dicho radio tiene un valor entre 5 y 30 m. Los modelos desarrollados para pico-celdas son aplicables a entornos de interiores reales. Además, se pueden aplicar estos modelos en algunas situaciones en exteriores (outdoor) como oficinas, factorías, locales de exposición y residencias. Las residencias engloban casas adosadas, chalets, casas de campo, granjas, etc, sin embargo los pisos y los apartamentos se modelan mejor como oficinas. La presencia de visión directa LOS entre el transmisor y el receptor es el caso más frecuente, y la velocidad del terminal móvil es de unos pocos Km/h [9].

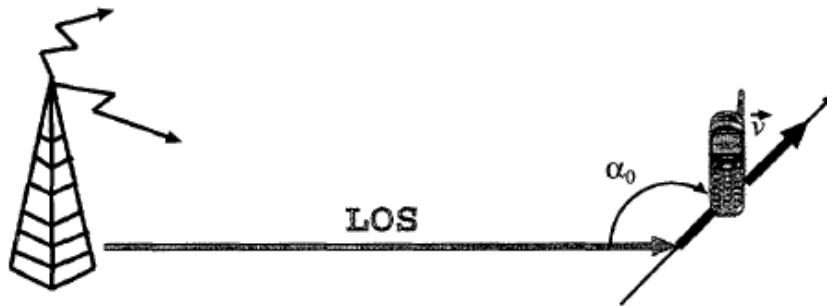


Figura 1-17: Distribución espacial de los multitrayectos en canales rurales.

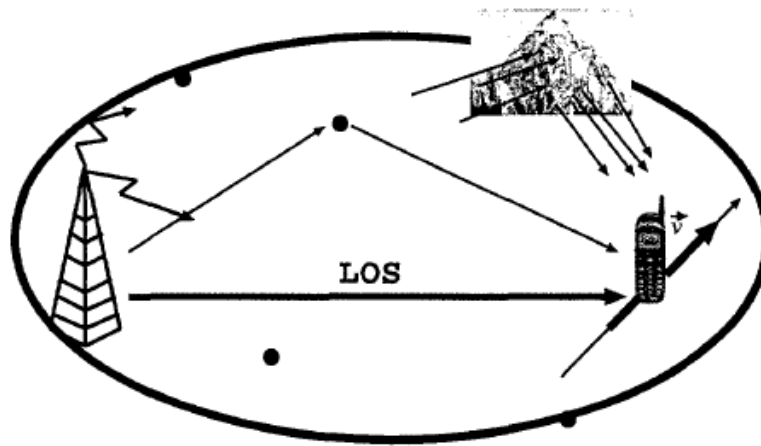
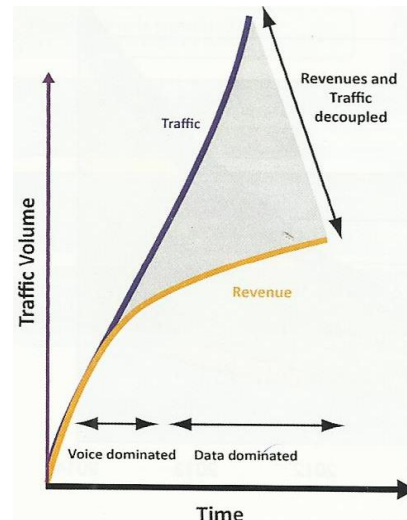


Figura 1-18: Distribución espacial de los multitrayectos en canales suburbanos montañosos.

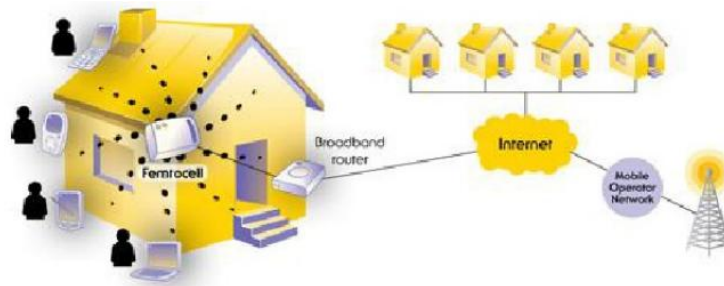
### + Femtoceldas

Como podemos observar en la gráfica adjunta a medida que aumenta el volumen de tráfico los beneficios también se incrementan pero de manera menos abrupta. Esto conlleva a que se requieren nuevas soluciones para aumentar la rentabilidad. Es decir, que dicha gráfica muestra la necesidad de nuevas estaciones base para poder satisfacer la demanda de tráfico en función de los costes de producción, por este motivo aparecieron las femtoceldas. Por otro lado el uso de datos móviles se incrementó por un factor 17 entre 2008 y 2013 mientras que los ingresos sólo crecieron en un factor de 1.8 [11].



Gráfica 1-1: Tráfico de datos.

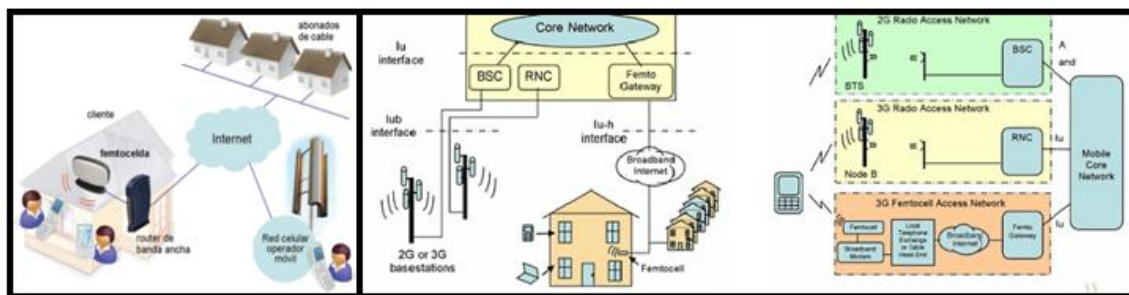
Las femtoceldas son puntos de acceso inalámbrico de baja potencia que operan en bandas licenciadas del espectro y que conectan los dispositivos móviles con la red del operador utilizando conexiones de cable de banda ancha fija xDSL o Cable Módem. La función de las femtoceldas es el enrutamiento de las comunicaciones de los teléfonos móviles a través de ésta.



**Figura 1-19: Escenario de femtocelda.**

Las femtoceldas se utilizan para extender el alcance de las redes celulares, principalmente 3G, en el interior de edificios. Su función es similar a la de los “gap-fillers” utilizados en el caso de la TDT. Se trata pues de una “mini” estación base con un equipo de radio equivalente al utilizado en la torre de comunicaciones de un operador de telefonía móvil [8-10].

La arquitectura típica de una femtocelda se muestra en la Figura 1-19. El equipo de radio, situado en el domicilio del cliente, es muy similar al de un punto de acceso Wifi y está preparado para ser instalado fácilmente. Una conexión Ethernet permite conectar el equipo con un módem ADSL o de cable para enlazar con la red celular del operador a través de la conexión a Internet del abonado. De este modo, el operador consigue extender el alcance de su red en el interior del edificio aprovechándose de la conexión a Internet del cliente, mientras que este último se beneficia de una mejor calidad de las comunicaciones con unos costes más reducidos. Se trata pues de un claro ejemplo de convergencia fijo-móvil, donde a diferencia de otras arquitecturas, en este caso no se requiere ningún terminal dual sino que pueden utilizarse los mismos teléfonos 3G de que se dispone.



**Figura 1-20: Arquitectura típica de una femtocelda.**

Para la instalación de una femtocelda en el hogar del cliente, primeramente resulta importante conocer la localización geográfica del equipo por diversos motivos, entre ellos para poder cursar adecuadamente las llamadas de emergencia o realizar una correcta planificación de las potencias y canales de RF con el fin de evitar interferencias. En particular, un operador puede disponer de diferentes canales de RF, e incluso bandas del espectro, en zonas geográficas adyacentes, por lo que a pesar de instalarse por el propio usuario, resulta fundamental el conocimiento de la posición de la femtocelda para evitar interferencias con la macro-celda del mismo operador o de otros.

### **Tipos de Femtoceldas**

- **Modo de acceso cerrado:** Acceso permitido a un conjunto limitado de equipos de usuario (UE) y prevenir el acceso público a otros UE.
- **Modo de acceso abierto:** Acceso público otorgando completa cobertura a todos los UE de la región.
- **Modo de acceso híbrido:**
  - Se permite el acceso a todos los UE pero con acceso preferente a un cierto grupo de UE.
  - UE que no es parte de la CSG podría alojarse y adquirir algún nivel de servicio de las celdas.
  - Los usuarios suscritos a la femtocelda tendrán carga preferencial en comparación con los usuarios suscritos a la celda que también reciben servicio.

## **1.7. LTE y LTE-Advanced**

### **Introducción**

Las tecnologías de comunicación móviles se suelen dividir en generaciones, como son: 1G los sistemas de radio móvil analógica de la década de 1980, 2G los primeros sistemas móviles digitales y 3G los primeros sistemas móviles con el manejo de datos de banda ancha. La evolución a largo plazo (LTE) es a menudo llamado "4G", pero muchos afirman que LTE versión 10, también conocida como LTE-Advanced, es el verdadero paso a la evolución 4G, con el primer lanzamiento de LTE (versión 8), conocido como "3.9G".

Esta continua carrera de aumentar los números de secuencia de las generaciones de sistemas móviles es sólo una cuestión de etiquetas. Lo que es importante es la capacidad del sistema actual y cómo han evolucionado. En este contexto, en primer lugar hay que señalar que LTE y LTE-Advanced es la misma tecnología, con la etiqueta "Advanced" para destacar principalmente la relación entre LTE versión 10.

### **La evolución de 3G a 4G**

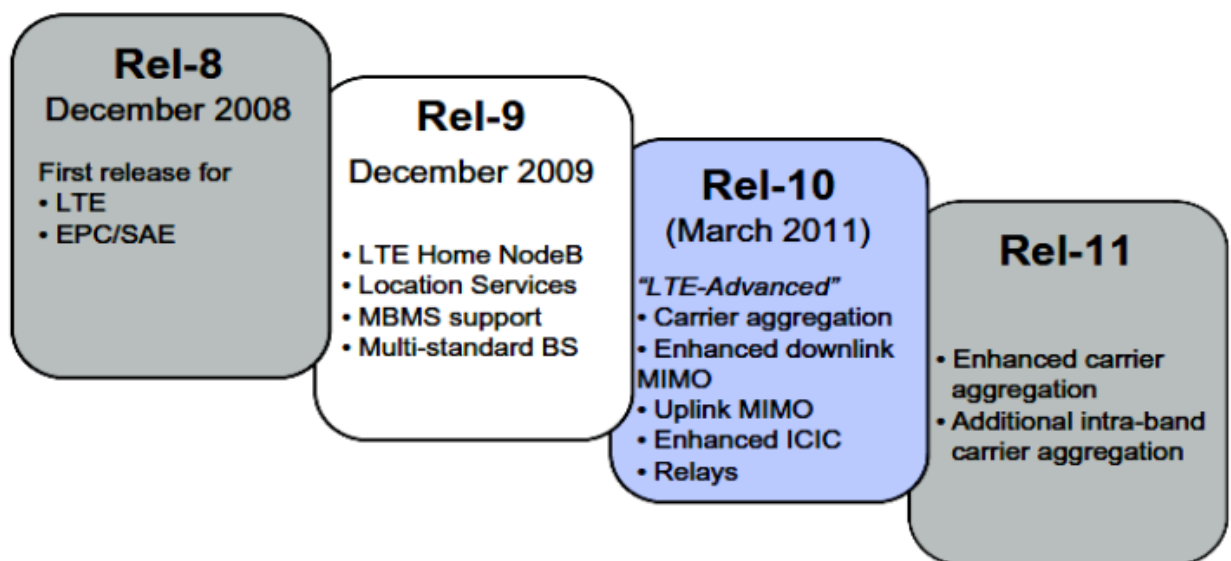
La primera versión de WCDMA Radio Access desarrollada en TSG RAN fue llamada versión 993 y contiene todas las características necesarias para cumplir con los requisitos de IMT-2000 definidos por la UIT. Esto incluye circuitos conmutados de voz y servicios de video y servicios de datos a través tanto de conmutación de paquetes y circuitos vistos portadores. La primera adición importante de las funciones de acceso de radio de WCDMA fue HSPA, que se añadió en la versión 5 con High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) y la versión 6 con Enhanced Uplink.

La evolución de 3G continuó en 2004, cuando se organizó un taller para iniciar el trabajo de la interfaz de radio en el 3GPP Evolución a Largo Plazo (LTE). Los



primeros 6 meses los pasó en la definición de los requisitos, u objetivos de diseño, para LTE. Estos fueron documentados en un informe técnico 3GPP y aprobado en junio de 2005. Lo más notable son los requisitos de alta velocidad de datos en el borde de la celda y la importancia de bajo retardo, además de la capacidad normal y los requisitos de velocidad de datos de pico.

Durante el otoño de 2005, 3GPP TSG RAN WG1 realizó extensos estudios de diferentes tecnologías básicas de la capa física y en diciembre de 2005, el TSG RAN decidió plenamente que el acceso de radio LTE debe basarse en OFDM en el enlace descendente y DFT con precodificación OFDM en el enlace ascendente. TSG RAN y sus grupos de trabajo luego trabajaron en las especificaciones de LTE y en el pliego de condiciones que fue aprobado en diciembre de 2007. El trabajo desde entonces ha continuado con LTE, con las nuevas características añadidas en cada versión.



**Figura 1-21: La versión de las especificaciones 3GPP para LTE.**

3GPP ha completado la especificación de LTE como parte de la versión 8 como se muestra en la Figura 1-20; el trabajo sobre LTE comenzó en 2004 y concluyó en 2009 y el primer despliegue se produjo en el 2010. En la versión 8, LTE fue estandarizada por 3GPP como el sucesor del Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS).

Los objetivos requeridos para la tasa de datos máxima en el enlace descendente y enlace ascendente fueron fijados a 100 Mbit/s y 50 Mbit/s, respectivamente, al operar en una asignación de espectro de 20MHz. Las primeras evaluaciones muestran que el rendimiento de la capa física de LTE y MIMO que han mejorado WCDMA es aproximadamente el mismo. Básicamente, 3GPP abordó los requisitos para satisfacer la especificación de las IMT Advanced (International Mobile Telecommunications Advanced) de LTE Advanced, los estándares de LTE Advanced se definen en 3GPP versión 10 y se finalizó el 3GPP en 2011.

## LTE 3.9G

El objetivo de LTE (3.9G) es proporcionar una alta velocidad de datos, baja latencia y la optimización de la tecnología de acceso radio de apoyo a las implementaciones de ancho de banda flexible. Paralelamente, la nueva arquitectura de red está diseñada con el objetivo de apoyar el tráfico de conmutación de paquetes con la movilidad sin fisuras, la calidad del servicio y la mínima latencia. Los atributos relacionados con la interfaz de aire del sistema de LTE se resumen en la Tabla 1-2.

<b>Ancho de banda</b>		<b>1.25-20 MHz</b>
<b>Duplexing</b>		<b>FDD, TDD, half-duplex FDD</b>
<b>Movilidad</b>		<b>350 km/h</b>
	<b>Enlace descendente</b>	<b>OFDMA</b>
<b>Acceso Múltiple</b>		
	<b>Enlace ascendente</b>	<b>SC-FDMA</b>
	<b>Enlace descendente</b>	<b>2x2,4x2,4x4</b>
<b>MIMO</b>		
	<b>Enlace ascendente</b>	<b>1x2, 1x4</b>
	<b>Enlace descendente</b>	<b>173 y 326 Mb/s para 2x2 y 4x4 MIMO respectivamente</b>
<b>Velocidad de datos máxima en 20 MHz</b>		
	<b>Enlace ascendente</b>	<b>86 Mb/s con configuración de antena 1x2</b>
<b>Modulación</b>		<b>QPSK, 16-QAM y 64-QAM</b>
<b>Codificación del canal</b>		<b>Código turbo</b>
<b>Otras técnicas</b>		<b>Programación sensible del canal, adaptación de enlace, control de potencia, ICIC y ARQ híbrido</b>

**Tabla 1-2: Atributos del sistema LTE.**

El sistema soporta anchos de banda flexibles gracias a los esquemas de acceso OFDMA y SC-FDMA. Además de FDD “*frequency division duplexing*” y TDD “*time division duplexing*”, FDD half-duplex permite apoyarse en los UE de bajo coste. A diferencia de FDD, en la operación FDD half-dúplex.

Un UE “*Equipo de Usuario*” no se requiere para transmitir y recibir al mismo tiempo. Esto evita la necesidad de un duplexor costoso en el UE. El sistema está optimizado principalmente para bajas velocidades de hasta 15 km/h. Sin embargo, las especificaciones del sistema permiten el soporte de movilidad de más de 350 km/h con una cierta degradación del rendimiento. El acceso de enlace ascendente se basa en el acceso múltiple por división de frecuencia de una única portadora (SC-FDMA) que promete un aumento de la cobertura del enlace ascendente debido a la relación de potencia de pico a promedio bajo (PAPR) en relación con OFDMA.



El sistema soporta una tasa máxima de datos de 326 Mb/s para el enlace descendente con 4×4 MIMO “*Multiple Input Multiple Output*” en el ancho de banda de 20 MHz. Dado que el enlace ascendente de MIMO no se emplea en la primera versión del estándar LTE, las tasas máximas de datos del enlace ascendente se limitan a 86 Mb/s con un ancho de banda de 20 MHz. Además de mejorar la tasa máxima de datos, el sistema LTE proporciona dos a cuatro veces mayor eficiencia espectral de celdas con respecto a la versión 6 de sistema HSPA. Mejoras similares se observan en el rendimiento celular de última generación, manteniendo la misma ubicación implementada para HSPA. En términos de latencia, la interfaz radioeléctrica y la red LTE proporcionan capacidades de menos de 10 ms de latencia para la transmisión de un paquete desde la red al UE.

### *Long Term Evolution-Advanced (LTE-A)*

3GPP LTE (4G) versión 10, LTE-Advanced, se desarrolló con el fin de satisfacer las diversas necesidades de las aplicaciones avanzadas que se aplicarán en la industria de servicios inalámbricos en un futuro próximo. Se espera también reducir drásticamente los gastos de capital (CAPEX) y los gastos operativos (OPEX) de las futuras redes inalámbricas de banda ancha. Anticipándose a la invitación de la ITU, 3GPP alrededor de Marzo de 2008 puso en marcha un estudio sobre el tema LTE-Advanced, con la tarea de definir los requisitos y la investigación de los componentes de la tecnología de la evolución de LTE, una evolución que se extiende incluso a LTE para satisfacer todos los requisitos de IMT-Advanced definidas por la ITU.

Además, LTE-Advanced es una evolución de LTE, por lo que es posible la compatibilidad con versiones anteriores de LTE y también fue diseñado para satisfacer o incluso superar todos los requisitos de IMT-Advanced incluyendo tasas de datos mejoradas de hasta 1 Gbps en el enlace descendente y 500 Mbps en el enlace ascendente, el aumento de la capacidad con la posibilidad de altas velocidades de datos proporcionadas sobre una porción más grande de la célula, así como un bajo coste de despliegue. El requisito de compatibilidad con versiones anteriores para LTE-Advanced tiene una implicación directa en el sentido de que, para un terminal de LTE, una red con capacidades de LTE-Advanced debe aparecer como una red LTE. Es de vital importancia contar con este tipo de sistemas compatibles de espectro con el fin de lograr un bajo costo de transición, a las capacidades de LTE-Advanced en la red.

Los objetivos de LTE-Advanced y la forma en que estos objetivos se pueden cumplir se resumen a continuación:

- Despliegue de red flexible y más rápido llevado a cabo con la ayuda de redes heterogéneas.
- Lograr que aumenten la cobertura y mejorar la eficiencia espectral (borde de la celda y medio) a través de la gestión robusta de interferencias.
- Mayor flexibilidad para despliegues de banda ancha mediante el empleo de mayor ancho de banda por agregación de portadoras en las bandas.

- Banda ancha extendida y rentable mediante una mayor tasa de pico de usuarios por orden superior DL y UL MIMO.

## **Requisitos de rendimiento del sistema LTE y LTE-Advanced**

El importante desarrollo de LTE y LTE-Advanced permiten mejorar lo siguiente:

### **+ Latencia**

Un factor muy importante en el cumplimiento de los requisitos de IMT-Advanced es la latencia de red, que se define como el tiempo de ida y vuelta que toma los datos al atravesar la red. Los valores de latencia han ido disminuyendo constantemente desde la era de GPRS y se situó en 70 ms en redes HSDPA. Sin embargo, con nuevas mejoras en HSUPA hasta aproximadamente 50 ms y con el uso de 2 ms en el Intervalo de Tiempo de Transmisión (TTI), era sólo cuestión de tiempo que este valor se reduciría de nuevo. LTE-Advanced está dirigida a menos de 10 ms también en el plano de usuario y menos de 50 ms de latencia en el plano de control.

### **+ La eficiencia del espectro**

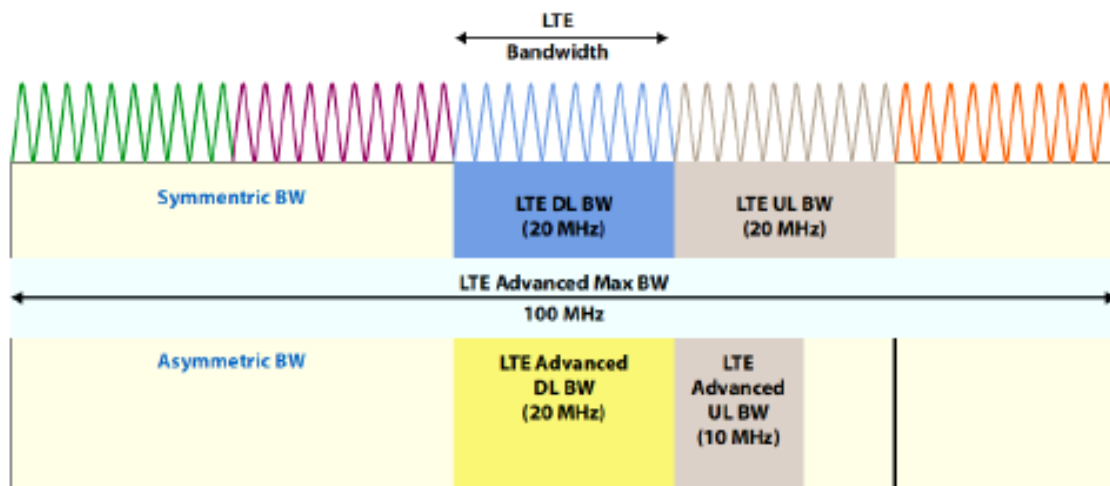
La cantidad de ancho de banda en una red inalámbrica está en última instancia determinada por dos factores: la eficiencia espectral de la interfaz inalámbrica y la cantidad de espectro con licencia que posee un portador. La eficiencia espectral se mide como la cantidad de datos (bits/s) que pueden ser transmitidos por cada Hz del espectro y cuanto mayor sea el número (bits/s/Hz), mejor. A medida que el mercado de datos inalámbricos crece, el despliegue de tecnologías inalámbricas de alta eficiencia espectral es cada vez más importante. El incremento de la eficiencia espectral sin embargo es muy costoso, ya que requeriría una mayor complejidad tanto para los terminales de usuario como para el equipo BS. Esto, por lo tanto, significa que los operadores y los proveedores deben equilibrar las necesidades del mercado en contra de los costes de red y equipos para que puedan perdurar en el mercado. LTE-Advanced utiliza técnicas avanzadas de gestión de interferencia (AIM) para proporcionar un sólido rendimiento, mejorar la equidad inter-celular en redes heterogéneas y aumentar la eficiencia espectral, pero más importante aún es la técnica de múltiples antenas empleadas al mismo tiempo por LTE-Advanced.

LTE-Advanced soporta hasta 8 transmisiones de flujo con una eficacia espectral máxima resultante de 30 y 15 bps/Hz en el enlace descendente y enlace ascendente, respectivamente. Cuando la eficiencia máxima del espectro en DL para LTE versión 8 es 16.3 b/s/Hz (4x4 MIMO) y para la versión 10 LTE-Advanced es 30.6 b/s/Hz (8x8MIMO). Mientras que en UL para LTE versión 8 es 8.4 b/s/Hz (2x2 MIMO) y para la versión 10 LTE-Advanced es 16.8 b/s/Hz (4x4 MIMO).

## **+** *Ancho de banda más grande*

LTE-A soporta anchos de banda asimétricos y un mayor ancho de banda (máximo de 100 MHz) como se muestra en la Fig. 2. LTE (versión 8) puede soportar anchos de banda variables en el rango de 1,4 a 20 MHz, el ancho de banda puede tener diferentes tamaños, pero tiene que ser el mismo en el enlace descendente y en el enlace ascendente. En LTE Advanced (versión 10) los anchos de banda pueden ser diferentes ya que debido a la demanda real en las redes móviles, el tráfico desde la estación hasta el usuario es más grande que la del usuario a la estación. Y puede ser tan asimétrico como se desee dentro del límite de los 100 MHz que ofrece LTE-Advanced. La suma de los dos anchos de banda (enlace descendente + enlace ascendente) no puede exceder de 100 MHz.

La agregación de portadoras para lograr mayor ancho de banda es un factor clave, así como el apoyo de la agregación de espectro, para conseguir transmisiones de datos de ancho de banda más altos. En la figura 2 se muestra el ancho de banda para LTE y LTE-Advanced.



**Figura 1-22: Presentación del ancho de banda (BW) para LTE y LTE-Advanced.**

## **+** *Tasa de datos de pico*

Uno de los objetivos de LTE es la tasa de datos de pico sobre el interfaz de radio. Los objetivos originales del diseño de la primera versión de LTE se documentan en 3GPP TR 25.913. La capacidad de destino cuando se opera en una asignación de espectro de 20 MHz es una velocidad de datos máxima de 100 Mbit/s en el enlace descendente y 50 Mbit/s en el enlace ascendente.

## Resumen y Discusión

<b>3.9 G (LTE)</b>	<b>4 G (LTE-Advanced)</b>
LTE (3.9G) es parte de 3GPP versión 8	LTE-Advanced (4G) es parte de 3GPP versión 10
LTE es compatible hacia adelante y hacia atrás con LTE-Advanced	LTE-Advanced es hacia adelante y hacia atrás compatible con LTE
El trabajo sobre LTE se inició en 2004 y se terminó en 2009 y el primer despliegue se produjo en 2010	3GPP aborda los requisitos para satisfacer la especificación de la IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications-Advanced) en 2011
LTE ofrece 326 Mbps con $4 \times 4$ MIMO y 172 Mbps con $2 \times 2$ MIMO en el espectro de 20 MHz	4G ofrece una velocidad 40 veces más rápido que las redes 3G. El uso de configuraciones de antena de $8 \times 8$ en DL y $4 \times 4$ en el UL
Cobertura > 5 km	Mismos requisitos que LTE. Optimizada o implementada en el ámbito local/ambientes micro-celulares
Alto rendimiento con baja latencia	LTE-Advanced ofrece All-IP, alta velocidad, baja latencia y es 3 veces mayor al rendimiento promedio de los usuarios de LTE
Movilidad: LTE soporta velocidades de móviles de hasta 350 km/h	Movilidad: LTE-Advanced permite que el rendimiento del sistema sea mejorado de 0 hasta 10 km/h
Nueva norma celular - Enhanced UTRA (E-UTRA) "Evolved Universal Terrestrial Radio Access"	LTE-Advanced (LTE-A) es parte de 3GPP versión 10 y fue aceptada por el Sector de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-R) como tecnología compatible con los requisitos de IMT-Advanced
Dispositivos de LTE pueden trabajar en LTE Advanced	Dispositivos de LTE-Advanced pueden operar en LTE y viceversa
Es idónea para el despliegue en anchos de banda que van desde 1,25 MHz a 20 MHz	Ancho de banda en transmisión de 100 MHz en DL y 40 MHz en UL
Velocidad de datos máxima: DL 100 Mbps y UL 50 Mbps	Velocidad de datos máxima: DL 1 Gbps y UL 500 Mbps
Latencia: Plano C de inactivo < 100 ms, plano U latencia < 5 ms en condiciones de descargar para paquetes de IP pequeña	Latencia: Plano C de inactivo < 50 ms, plano U latencia reducida en comparación a la versión 8
Máxima eficiencia del espectro: DL de 3 a 4 veces versión 6 HSDPA, UL de 2 a 3 veces la versión 6	Máxima eficiencia del espectro: DL 30 bps/Hz y UL 15 bps/Hz
Capacidad de avión: Al menos 200 usuarios/celda deben apoyarse en el estado activo de las asignaciones de espectro de hasta 5 MHz	Capacidad de avión: Al menos 300 usuarios activos sin DRX (Recepción discontinua) en un ancho de banda de 5 MHz
Anchos de banda: 1.3, 3, 5, 10 y 20 MHz	Anchos de banda: Hasta 20-100 MHz
Capacidad 200 usuarios activos por celda de 5 MHz	3 veces más alta que en LTE

**Tabla 1-3: Diferencias entre LTE y LTE-Advanced.**

## Conclusión

Los principales objetivos de esta evolución LTE y LTE-Advanced son incrementar las velocidades de datos, mejorar la eficiencia del espectro, una mejor cobertura, menor latencia y el sistema de paquetes optimizado que soporte múltiples tecnologías de acceso radio.

Después de la comparación de la LTE-Advanced (4G) es mejor que LTE (3.9G) en algunas especificaciones como: 4G LTE-Advanced tiene velocidades de hasta 1 Gbps en escenarios fijos, mejoras de cobertura para las bandas de alta frecuencia, LTE-Advanced será un evolución fluida de LTE, la numerología y las tecnologías de acceso serán las mismas, ancho de banda de hasta 100 MHz compatible, agregación de portadoras contiguas y no contiguas, se proponen nuevas tecnologías, Enhanced MIMO, transmisión cooperativa, retransmisión, etc.

LTE-Advanced es un sistema muy flexible y avanzado, nuevas mejoras para aprovechar la disponibilidad de espectro y técnicas avanzadas de múltiples antenas.

# Capítulo 2: Estado del arte

## 2.1. Introducción

En las comunicaciones móviles de última generación se hace imprescindible la búsqueda de nuevas técnicas que maximicen la calidad de servicio ofrecida al cliente.

Los servicios requeridos son cada vez más exigentes y requieren una alta fiabilidad de transmisión. Es necesario que estos servicios se adapten a todos los entornos: urbano, suburbano, vehicular o rural. Por lo tanto se buscan nuevas técnicas capaces de ofrecer mejor calidad en las comunicaciones móviles.

Una vez definida la evolución de las tecnologías en las redes celulares, a lo largo de este capítulo se desarrollará el estado del arte de los temas relacionados directamente con el proyecto que nos ocupa.

## 2.2. Motivación y objetivos

Recientemente, un nuevo concepto de comunicación en los canales de interferencia, denominada alineación interferencia (IA), fue propuesto en [20]. IA es una estrategia de gestión de la interferencia cooperativa que explota la disponibilidad de múltiples dimensiones de señalización proporcionadas por múltiples ranuras de tiempo, bloques de frecuencia, o antenas. Los transmisores diseñan conjuntamente sus señales de transmisión en el espacio multidimensional de tal manera que la interferencia observada en los receptores ocupa sólo una parte del espacio de la señalización completa. Un resultado sorprendente de [20] es que la alineación puede permitir que la velocidad de datos total de la red crezca linealmente y sin límite, con el tamaño de la red. Esto está en marcado contraste con las estrategias de acceso ortogonales como FDMA o TDMA, donde la tasa de suma es más o menos constante, ya que, independientemente del tamaño de la red, sólo un par de usuarios puede comunicarse en un bloque de tiempo / frecuencia dado.

Los beneficios de Multiple Input Multiple Output (MIMO) en los sistemas inalámbricos se apoyan en el incremento del número de grados de libertad (DoFs) que pueden ser explotados para la transmisión. Sin embargo, la obtención de tales DoFs en MIMO a menudo requiere del conocimiento del canal de estado de la información (CSI), ya sea en el transmisor (CSIT) y/o en el receptor (CSIR). Esto en sí tiene un costo, ya que requiere el uso de los recursos inalámbricos para la estimación de los pilotos CSI y/o regeneración (retroalimentación) CSI. Recientemente, una nueva clase de técnicas conocidas como "Alineación de Interferencia Ciega" (BIA) ha demostrado la posibilidad de aumentar los DoFs sin los costes CSIT de los sistemas convencionales. Sin embargo aunque no sea necesario el conocimiento de los valores de los coeficientes del canal en los transmisores y con sólo leves supuestos sobre la estructura coherente del canal se muestra que  $\frac{MK}{M+K-1}$  grados de libertad son alcanzables.

A pesar de esta ventaja, BIA tiene desafíos en teléfonos móviles dado que requiere una alta relación señal a ruido (SNR) para operar de manera eficiente.

Mediante la exploración de BIA, se presenta un método para reducir los requisitos de SNR y mejorar la aplicación de BIA en teléfonos móviles a través de la asignación de potencia y la transmisión basada en clúster. También examinamos los gastos generales CSI de BIA, y los comparamos con los de MU-MIMO convencional basado en CSIT. Se demuestra que BIA puede ser aplicado con éxito en teléfonos móviles y puede mejorar el rendimiento en MU-MIMO convencional.

## 2.3. Organización del proyecto

El proyecto está estructurado en siete capítulos. El contenido de cada uno de ellos es el siguiente:

- El capítulo 1: Introduce la evolución de las tecnologías en las redes celulares.
- El capítulo 2: Introduce las motivaciones y objetivos por las cuales se ha realizado este proyecto.
- El capítulo 3: Explica el concepto de ganancia de diversidad en sistemas con múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor, lo que se conoce comúnmente como sistemas MIMO “*Multiple Input Multiple Output*”.
- El capítulo 4: Muestra algunas técnicas de resolución de interferencia como por ejemplo *Interference Alignment* “una estrategia de gestión de la interferencia cooperativa que explota la disponibilidad de múltiples dimensiones de señalización proporcionadas por múltiples intervalos de tiempo, bloques de frecuencia, o antenas”, *Zero Forcing Beamforming* “una técnica muy eficaz para suprimir las interferencias, ocasionadas por la gran cantidad de usuarios, y el ISI (interferencia entre símbolo) siempre y cuando el canal del enlace descendente sea perfectamente conocido y el ángulo de separación sea lo suficientemente grande con el fin de cancelar todas las interferencias existentes y disminuir la cantidad de potencia requerida en la antena” y *Block Diagonalization* “Alternativa de precodificación lineal, el cual es una generalización del algoritmo Zero Forcing, con el número de antenas receptoras mayor a uno ( $r > 1$ )”.
- El capítulo 5: En esta sección se busca alinear la interferencia sin ningún conocimiento de las condiciones del canal en cualquiera de los transmisores o receptores, mediante la técnica “*Blind Interference Alignment*”.
- El capítulo 6: Incluye los resultados obtenidos de las simulaciones en MATLAB y su consiguiente discusión.
- Finalmente, el capítulo 7: Contiene la conclusión final del proyecto junto con posibles trabajos futuros a raíz de este.



# Capítulo 3: Canal MIMO

### 3.1. Introducción

En este capítulo consideramos los sistemas con múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor, lo que se conoce comúnmente como sistemas MIMO “Multiple Input Multiple Output”. En los sistemas MIMO tanto las antenas de transmisión como las de recepción pueden ser utilizadas para la ganancia de diversidad. La multiplexación se obtiene mediante la explotación de la estructura de la matriz de ganancia de canal para obtener rutas de señalización independientes que se pueden utilizar para enviar datos independientes. Los sistemas MIMO provocan un aumento de la eficiencia espectral, dicho aumento a menudo requiere un conocimiento preciso del canal en el receptor, y, a veces también en el transmisor. Además de las mejoras de la eficiencia espectral, la ISI y la interferencia de otros usuarios pueden reducirse utilizando técnicas de antenas inteligentes. El coste de las mejoras de rendimiento obtenidas a través de técnicas MIMO es el coste añadido de la implementación de múltiples antenas, los requisitos del espacio, la potencia de estas antenas adicionales, y la complejidad añadida que se requiere para el procesamiento de las señales multi-dimensionales. En este capítulo se examinan los diferentes usos para las múltiples antenas y se encuentran las ventajas de su funcionamiento [14].

### 3.2. Modelo MIMO de banda estrecha

En esta sección consideramos un canal MIMO de banda estrecha. Un sistema de comunicación de  $M_t$  antenas de transmisión y  $M_r$  antenas de recepción como se muestra en la Figura 3-1.

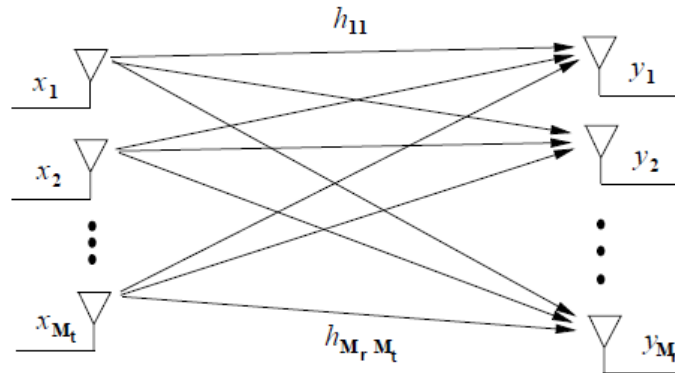


Figura 3-1: Sistemas MIMO.

Este sistema puede ser representado por el siguiente modelo de tiempo discreto:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{M_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r1} & \cdots & h_{M_rM_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{M_r} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

o simplemente como “ $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$ ”. Donde  $\mathbf{x}$  representa el vector de símbolos transmitidos de dimensión  $M_t \times 1$ ,  $\mathbf{n}$  es el vector de ruido de dimensión  $M_r \times 1$ , y  $\mathbf{H}$  es la matriz de ganancias del canal de dimensiones  $M_r \times M_t$ , en la cual  $h_{ij}$  representa la

ganancia de la antena transmisora  $j$  a la antena receptora  $i$ . Suponemos que el ancho de banda del canal es  $B$ , el ruido gaussiano complejo tiene media cero y la matriz de covarianza es  $\sigma_n^2 I_{M_r}$ , donde típicamente  $\sigma_n^2 = N_0 B$  e  $I_{M_r}$  es la matriz identidad. Por simplicidad, dado un límite de potencia transmitida  $P$  asumiremos un modelo equivalente con una potencia de ruido unitaria y potencia transmitida  $P/\sigma_n^2 = \rho$  donde  $\rho$  se puede interpretar como la media de la SNR por la antena receptora en virtud de la ganancia del canal unitaria. Esta limitación de potencia implica que los símbolos de entrada satisfacen la siguiente condición:

$$\sum_{i=1}^{M_t} E[x_i x_i^*] = \rho \quad (3.2)$$

o, de forma equivalente, que  $\text{Tr}(\mathbf{R}_x) = \rho$ , donde  $\text{Tr}(\mathbf{R}_x)$  es la traza de la matriz de covarianza de entrada  $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^T]$ .

Suposiciones diferentes pueden ser hechas sobre el conocimiento de la matriz de ganancia del canal  $\mathbf{H}$  en el transmisor y en el receptor, referidas a la información del canal en el lado del transmisor (CSIT) y a la información del canal en el lado del receptor (CSIR), respectivamente. Para un canal estático CSIR normalmente se supone que las ganancias de canal se pueden obtener con bastante facilidad mediante el envío de una secuencia piloto para la estimación de canal.

Si existe un enlace de realimentación (feedback), entonces la CSIR del receptor puede ser enviada de vuelta al transmisor para proporcionar el CSIT: el CSIT también puede estar disponible en sistemas dúplex por división de tiempo sin un camino de realimentación mediante la explotación de propiedades recíprocas de propagación. Cuando el canal no es conocido tanto por el transmisor como por el receptor se debe suponer alguna distribución en la matriz de ganancia del canal.

El modelo más común para esta distribución es un modelo de media cero espacialmente blanco (ZMSW), donde se supone que las entradas de  $\mathbf{H}$  son por ejemplo, de media cero, varianza unitaria, variable gaussiana aleatoria compleja circularmente simétrica. Adoptamos este modelo a menos que se indique lo contrario. Alternativamente, estas entradas pueden ser variables aleatoria gaussianas complejas circularmente simétricas con una media distinta de cero o con una matriz de covarianza distinta a la matriz identidad. En general, diferentes suposiciones acerca de la CSI y sobre la distribución de las entradas  $\mathbf{H}$  conducen a diferentes capacidades de canal y diferentes enfoques para la señalización espacio-tiempo.

*En álgebra lineal, la traza de una matriz cuadrada  $A$  de  $n \times n$  está definida como la suma de los elementos de la diagonal principal de  $A$ . Es decir,  $\text{tr}(A) = a_{11} + a_{22} + \dots + a_{nn}$ .*

La decodificación óptima de la señal recibida requiere de demodulación ML. Si los símbolos modulados sobre cada una de las  $M_t$  antenas de transmisión se eligen de un alfabeto de tamaño  $|\mathcal{X}|$ , entonces debido al acoplamiento cruzado entre los símbolos

transmitidos en las antenas receptoras, la demodulación ML requiere de una búsqueda exhaustiva sobre todos  $|\chi|^{M_t}$  posibles vectores de entrada de  $M_t$  símbolos.

Para las matrices de canales generales, la complejidad de decodificación cuando el transmisor no conoce  $H$  es típicamente prohibitiva para incluso un pequeño número de antenas de transmisión. Sin embargo, la complejidad de decodificación se reduce significativamente si el canal es conocido en el transmisor, como se muestra en la sección 3.3.

### 3.3. Descomposición paralela del canal MIMO

Con el objetivo de un análisis más preciso en el rendimiento de un canal MIMO cuando la SNR tiende a infinito aparece la medida DoF “*Degrees of Freedom*” mostrado en [15].

#### Degrees of Freedom (DoF)

DoF es el número de canales paralelos no interferentes que podemos obtener o también llamado ganancia de multiplexación. Por lo tanto, si denotamos por  $C(P)$  a la suma de las capacidades con una potencia total de transmisión  $P$ , entonces el DoF se define como

$$DoF = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{C(P)}{\log(P)} \quad (3.3)$$

que también es equivalente escribirlo como

$$C(P) = DoF \log(P) + o(\log(P)) \quad (3.4)$$

donde el término  $o(\log(P))$  es una función  $f(P)$  tal que

$$\lim_{P \rightarrow \infty} \frac{f(P)}{\log(P)} = 0 \quad (3.5)$$

Vale la pena señalar que no se ha establecido que el límite involucrado en el cálculo de los DoF debe existir para todas las redes de gaussianas con plena CSI. Sin embargo, la importancia de la DoF es ampliamente reconocida como una medida de las dimensiones de señal accesibles en una red de comunicación.

Considere la posibilidad de un canal gaussiano punto a punto:

$$y = hx + n \quad (3.6)$$

donde  $y$  es el símbolo de salida del canal,  $h$  es el coeficiente de canal,  $x$  es el símbolo de entrada del canal, y  $n$  es el ruido aditivo gaussiano blanco (AWGN). Todos los símbolos son complejos. La entrada está sujeta a la restricción de energía  $E[|x_m|^2] \leq P$  y  $n$  es una variable aleatoria independiente e idénticamente distribuida circularmente

simétrica compleja gaussiana  $N \sim (0, \sigma^2)$  a través de usos del canal. La capacidad de este canal AWGN se muestra por Shannon como

$$C = \log\left(1 + P \frac{|h|^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.7)$$

bits por uso de canal. Se deduce entonces que

$$C = \log(P) + o(\log(P)) \quad (3.8)$$

Así que este canal tiene un DoF, quedando:

$$DoF = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{\log\left(1 + P \frac{|h|^2}{\sigma^2}\right)}{\log(P)} = 1 \quad (3.9)$$

Esto se debe a que cada transmisor y cada receptor tienen una antena. Es importante tener en cuenta que la potencia del canal  $h$  y la potencia de ruido  $\sigma^2$  no son relevantes en esta aproximación, ya que no se adaptan con  $P$ . Si tenemos  $M$  canales AWGN paralelos, siendo  $M = \min\{M_t, M_r\}$ . Entonces:

$$y_m = h_m x_m + n_m \quad (3.10)$$

con limitación de potencia

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E[|x_m|^2] \leq P \quad (3.11)$$

y el término de ruido es una variable aleatoria independiente e idénticamente distribuida con potencias de ruido  $\sigma_m^2$ , donde  $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ , y todos los coeficientes del canal no son cero, entonces es fácil ver que la capacidad total de estos canales es

$$C = M \log(P) + o(\log(P)) \quad (3.12)$$

es decir, tenemos  $M$  DoF, quedando

$$DoF = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{\log\left(1 + PM \frac{|h|^2}{\sigma^2}\right)}{\log(P)} \quad (3.13)$$

Una vez más DoF mide sólo el número de canales y no la potencia del canal o la potencia de ruido [15].

Es conveniente pensar en DoF como el número de canales paralelos, donde 1 dimensión de la señal corresponde a un canal AWGN libre de interferencias con un aumento de la SNR proporcionalmente con  $P$  cuando  $P$  tiende a infinito. DoF también es conocido como ganancia de multiplexación ya que mide el número de señales multiplexadas por el aire.

Cualquier señal transportada por un espectro inalámbrico de banda base de dos lados con ancho de banda  $B$  (ancho de banda de un solo lado =  $B/2$ ) puede ser expresada por  $B$  muestras por segundo elegidas libremente de acuerdo con el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, y sujeto a las limitaciones de potencia y el ruido de fondo, cada valor de la muestra puede ser visto como una dimensión de señal que lleva 1 DoF. Por lo tanto, DoF se puede entender de forma equivalente como la eficiencia del ancho de banda, ganancia de multiplexación, el número de dimensiones de señalización, o el factor de pre-log de capacidad.

En resumen, el DoF es básicamente el número de secuencias de datos que pueden enviarse simultáneamente. En general, el máximo de DoF en el canal MIMO es  $\max\{M_t, M_r\}$ . Donde  $M_t$  y  $M_r$  es el número de antenas transmisoras y receptoras respectivamente.

### ¿Cómo conseguir los DoF de un Canal MIMO?

Considere un canal MIMO con una matriz de ganancia del canal  $\mathbf{H}$  de  $M_r \times M_t$  conocida tanto por el transmisor como por el receptor. Donde  $R_H$  denota el rango de  $\mathbf{H}$ . A partir de la teoría de matrices, se sabe que para cualquier matriz  $\mathbf{H}$  se puede obtener su descomposición en valores singulares (SVD) como

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (3.14)$$

donde la matriz  $\mathbf{U}$  de  $M_r \times M_r$  y la matriz  $\mathbf{V}$  de  $M_t \times M_t$  son matrices unitarias y  $\mathbf{\Sigma}$  es una matriz de  $M_r \times M_t$  diagonal de valores singulares  $\{\sigma_i\}$  de  $\mathbf{H}$ . Estos valores singulares tienen la propiedad de que  $\Omega_i = \sqrt{\lambda_i}$  donde  $\lambda_i$  es el  $i$ -ésimo valor propio de  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ , y los  $R_H$  de estos valores singulares son distintos de cero, donde  $R_H$  es el rango de la matriz  $\mathbf{H}$ .  $R_H$  no puede exceder el número de columnas o filas de  $\mathbf{H}$ , es decir,  $R_H \leq (M_t, M_r)$ . Si  $\mathbf{H}$  es de rango completo,  $R_H = \min(M_t, M_r)$ , pero hay entornos que pueden llevar a un rango más bajo de  $\mathbf{H}$ : un canal con alta correlación entre las ganancias de  $\mathbf{H}$  puede tener rango 1.

La descomposición paralela del canal se obtiene mediante la definición de una transformación en la entrada y en la salida del canal  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{y}$  a través de la transmisión pre codificada y el receptor de conformación, como se muestra en [14]. En transmisiones pre codificadas la entrada a las antenas  $\mathbf{x}$  es generada a través de una transformación lineal en el vector de entrada  $\tilde{\mathbf{x}}$  como  $\mathbf{x} = \mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{x}}$ . El receptor de conformación realiza una operación similar en el receptor mediante la multiplicación del canal de salida y con  $\mathbf{U}^H$ , como se muestra en la Figura 3-2.

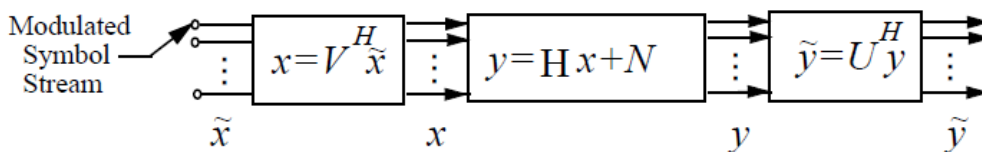


Figura 3-2: Transmisor precodificador y receptor de conformación.

La transmisión pre codificada y el receptor de conformación transforman el canal MIMO en canales  $R_H$  paralelo de una única entrada y una única salida (SISO) con entrada  $\tilde{\mathbf{x}}$  y salida  $\tilde{\mathbf{y}}$ , ya que desde la SVD, se tiene que

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^H(\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^H(\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}\mathbf{V}^H\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) \quad (3.15)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}\mathbf{V}^H\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^H\mathbf{n} = \Sigma\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.16)$$

donde  $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H\mathbf{n}$  y  $\Sigma$  es la matriz diagonal de valores singulares de  $\mathbf{H}$  con  $\Omega_i$  en la  $i^{\text{th}}$  diagonal. Tenga en cuenta que la multiplicación por una matriz unitaria no cambia la distribución del ruido, es decir,  $\mathbf{n}$  y  $\tilde{\mathbf{n}}$  están distribuidos idénticamente. Por lo tanto, la transmisión pre codificada y el receptor de conformación transforma el canal MIMO en  $R_H$  canales paralelos independientes donde el canal  $i^{\text{th}}$  tiene entrada  $\tilde{\mathbf{x}}_i$ , salida  $\tilde{\mathbf{y}}_i$ , ruido  $\tilde{\mathbf{n}}_i$ , y ganancia de canal  $\Omega_i$ . Los canales paralelos resultantes no interfieren entre sí, es decir, que los canales con estas ganancias son independientes, vinculados sólo a través de la restricción de potencia total. Esta descomposición en paralelo se muestra en la Figura 3-3. Dado que los canales paralelos no interfieren uno con el otro, la complejidad de demodulación ML óptima es lineal en  $R_H$ , el número de caminos independientes que necesitan ser decodificados.

Por otra parte, mediante el envío de datos independientes a través de cada uno de los canales paralelos, el canal MIMO puede soportar  $R_H$  veces la tasa de datos de un sistema con una sola antena de transmisión y recepción, que conduce a una ganancia de multiplexación de  $R_H$ . Nótese, sin embargo, que el rendimiento en cada uno de los canales dependerá de su ganancia  $\Omega_i$ . La siguiente sección va a definir con más precisión la ganancia de multiplexación asociada al canal MIMO con la capacidad de Shannon.

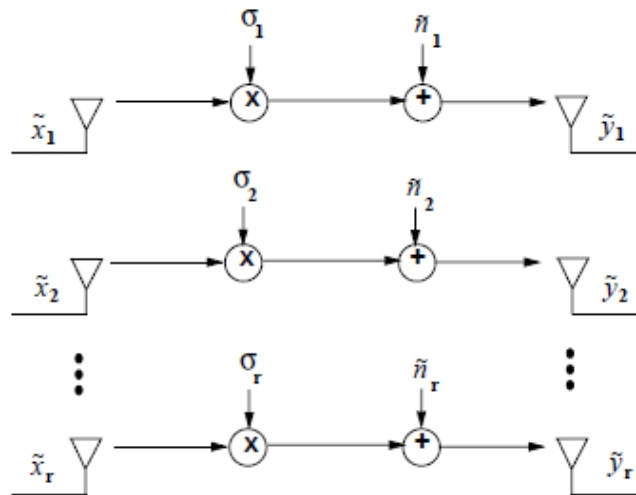


Figura 3-3: Descomposición paralela del canal MIMO.

El máximo DoF alcanzable es  $M_t = M_r$ , ya que es el mayor número de canales paralelos que podemos obtener.

### 3.4. Capacidad del canal MIMO para SNR finita

Esta sección se centra en la capacidad de Shannon de un canal MIMO, que es igual a la tasa de datos máxima que se pueden transmitir a través del canal con una probabilidad de error arbitrariamente pequeña. La capacidad del canal depende de lo que se sabe acerca de la matriz de ganancia del canal o de su distribución en el emisor y/o receptor. A lo largo de esta sección se supone que el receptor tiene conocimiento de la matriz de canal  $\mathbf{H}$ , ya que para los canales estáticos una buena estimación precisa de la matriz  $\mathbf{H}$ .

#### Canales estáticos

La capacidad de un canal MIMO es una extensión de información mutua para un canal SISO. Específicamente, la capacidad se da en términos de la información mutua entre el canal con vector de entrada  $\tilde{\mathbf{x}}$  y el vector de salida  $\tilde{\mathbf{y}}$ , como

$$C = \max_{p(\tilde{\mathbf{x}})} I(\tilde{\mathbf{x}}; \tilde{\mathbf{y}}) = \max_{p(\tilde{\mathbf{x}})} [H(\tilde{\mathbf{y}}) - H(\tilde{\mathbf{y}}|\tilde{\mathbf{x}})] \quad (3.17)$$

ya que  $H(\tilde{\mathbf{y}})$  y  $H(\tilde{\mathbf{y}}|\tilde{\mathbf{x}})$  es la entropía en  $\tilde{\mathbf{y}}$  e  $\tilde{\mathbf{y}}/\tilde{\mathbf{x}}$ . La definición de los rendimientos de entropía que  $H(\tilde{\mathbf{y}}|\tilde{\mathbf{x}}) = H(\tilde{\mathbf{n}})$ , la entropía en el ruido. Donde este ruido  $\tilde{\mathbf{n}}$  ha fijado la entropía independiente de la entrada del canal, la maximización de información mutua es equivalente a la maximización de la entropía en  $\tilde{\mathbf{y}}$ .

La información mutua de  $\tilde{\mathbf{y}}$  depende de su matriz de covarianza, que para el modelo MIMO de banda estrecha está dada por

$$\mathbf{R}_y = E[\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}^H] = \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H + \mathbf{I}_{M_r} \quad (3.18)$$

donde  $\mathbf{R}_x$  es la covarianza de la entrada del canal MIMO. Resulta que para todos los vectores aleatorios con una matriz de covarianza  $\mathbf{R}_y$  dada, la entropía de  $\tilde{\mathbf{y}}$  se maximiza cuando  $\tilde{\mathbf{y}}$  es un vector aleatorio Gaussiano complejo circularmente simétrico de media cero. Este rendimiento  $H(\tilde{\mathbf{y}}) = B \log_2 \det[\pi e \mathbf{R}_y]$  y  $H(\tilde{\mathbf{n}}) = B \log_2 \det[\pi e \mathbf{I}_{M_r}]$ , lo que resulta en la información mutua

$$I(\tilde{\mathbf{x}}; \tilde{\mathbf{y}}) = B \log_2 \det[\mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H + \mathbf{I}_{M_r}] \quad (3.19)$$

La capacidad MIMO se logra mediante la maximización de la información mutua sobre todas las matrices de covarianza de entrada  $\mathbf{R}_x$  que satisfacen la restricción de potencia:

$$C = \max_{\mathbf{R}_x: \text{Tr}(\mathbf{R}_x) = \rho} B \log_2 \det[\mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H + \mathbf{I}_{M_r}] \quad (3.20)$$

donde  $\det[\mathbf{A}]$  denota el determinante de la matriz  $\mathbf{A}$ . Es evidente que la optimización relacionada con  $\mathbf{R}_x$  dependerá de si se conoce o no  $\mathbf{H}$  en el transmisor. Consideremos ahora la maximización bajo diferentes supuestos sobre el transmisor CSI.



## ✚ Canal conocido en el transmisor: Waterfilling

La descomposición MIMO descrita en la Sección 3.3 permite una simple caracterización de la capacidad del canal MIMO para fijar la matriz de canal  $\mathbf{H}$  conocida en el transmisor y en el receptor [14]. Específicamente, la capacidad es igual a la suma de las capacidades de cada uno de los canales paralelos independientes con la potencia transmitida asignada de manera óptima entre estos canales. Esta optimización de la potencia transmitida a través de los canales independientes resulta de la optimización de la matriz de covarianza de entrada para maximizar la fórmula de la capacidad (3.20). Sustituyendo la matriz SVD (3.14) en (3.20) y usando las propiedades de matrices unitarias obtenemos la capacidad MIMO con CSIT y CSIR como

$$C = \max_{\rho_i: \sum_i \rho_i \leq \rho} \sum_i B \log_2(1 + \Omega_i^2 \rho_i) \quad (3.21)$$

dado que  $\rho = P/\sigma_n^2$ , la capacidad (3.21) también se puede expresar en términos de la asignación de potencia  $P_i$  en el  $i$ -ésimo canal paralelo como:

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_i B \log_2\left(1 + \frac{\Omega_i^2 P_i}{\sigma_n^2}\right) = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_i B \log_2\left(1 + \frac{P_i \gamma_i}{P}\right) \quad (3.22)$$

donde  $\rho = P_i/\sigma_n^2$  y  $\gamma_i = \Omega_i^2 P/\sigma_n^2$  es la SNR asociada con el  $i$ -ésimo canal a plena potencia. La solución de la optimización conduce a una asignación de potencia de waterfilling para el canal MIMO:

$$\frac{P_i}{P} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} & \gamma_i \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma_i < \gamma_0 \end{cases} \quad (3.23)$$

para un cierto valor de corte  $\gamma_0$ . La capacidad resultante es entonces

$$C = \sum_{i: \gamma_i \geq \gamma_0} B \log(\gamma_i/\gamma_0) \quad (3.24)$$

## ✚ Canal desconocido en el transmisor: Asignación de potencia uniforme

Supongamos ahora que el receptor conoce el canal, pero el emisor no. Sin información de canal, el transmisor no puede optimizar la asignación de potencia o covarianza de entrada a través de las antenas. Si en la distribución de  $\mathbf{H}$  no existe un sesgo en términos de la media o la covarianza. Por lo tanto, parece intuitivo que la mejor estrategia debería ser asignar igual potencia a cada antena de transmisión, es decir, que la matriz de covarianza a la entrada sea igual a la matriz de identidad escalada:  $\mathbf{R}_x = \frac{\rho}{M_t} \mathbf{I}_{M_t}$ . Se demuestra que bajo estas suposiciones esta matriz de

covarianza de entrada maximiza la información mutua del canal. Para un sistema de  $M_t$  antenas transmisoras y  $M_r$  antenas receptoras, se produce información mutua dada por

$$I = B \log_2 \det \left[ \frac{p}{M_t} HH^H + I_{M_r} \right] \quad (3.25)$$

Usando la SDV de  $\mathbf{H}$ , se puede expresar como

$$I = \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left( 1 + \frac{\gamma_i}{M_t} \right) \quad (3.26)$$

donde  $\gamma_i = \Omega_i^2 p = \Omega_i^2 P / \sigma_n^2$  y  $R_H$  es el número de valores singulares no ceros de  $\mathbf{H}$ .

La información mutua del canal MIMO (3.26) depende de la realización específica de la matriz  $\mathbf{H}$ , en particular, sus valores singulares  $\{\Omega_i\}$ . La información mutua promedio de una matriz  $\mathbf{H}$  aleatoria, depende de la distribución de probabilidad de los valores singulares de  $\mathbf{H}$ . Para un canal estático, si el transmisor no conoce la realización del canal o, más precisamente, la información mutua media del canal, entonces no sabe a qué tasa debe transmitir de forma que los datos se reciban correctamente. En este caso la definición de capacidad apropiada es la capacidad con interrupción. Dicha capacidad con transmisor de interrupción fija una tasa de transmisión  $C$ , y la probabilidad de interrupción asociada con  $C$  es la probabilidad de que los datos transmitidos no se reciban correctamente o, de manera equivalente, la probabilidad de que el canal  $\mathbf{H}$  tiene una información mutua menor de  $C$ . Esta probabilidad está dada por

$$p_{out} = p \left( H: B \log_2 \det \left[ \frac{p}{M_t} HH^H + I_{M_r} \right] < C \right) \quad (3.27)$$

Como el número de antenas de transmisión y antenas de recepción aumenta de tamaño, la teoría de matriz aleatoria proporciona un teorema del límite central para la distribución de los valores singulares de  $\mathbf{H}$ , lo que resulta en una información mutua constante para todas las realizaciones de canal.

$$\lim_{M_t \rightarrow \infty} \frac{1}{M_t} HH^H = I_{M_r} \quad (3.28)$$

Sustituyendo esto en (3.26) proporciona que la información mutua en el límite asintótico de tamaño  $M_t$  se convierte en una constante igual a  $C = M_r B \log_2 (1 + \rho)$ . Definimos  $M = \min (M_t, M_r)$ , esto implica que a medida que  $M$  aumenta, la capacidad del canal MIMO en ausencia de CSIT se acerca  $C = M B \log_2 (1 + \rho)$ , y por lo tanto crece linealmente en  $M$ . Por otra parte, se observa este crecimiento lineal de la capacidad con  $M$  en el límite asintótico de tamaño  $M$  incluso para un pequeño número de antenas. Del mismo modo, como SNR aumenta de tamaño, la capacidad también crece linealmente con  $M = \min (M_t, M_r)$  para cualquier  $M_t$  y  $M_r$ . Estos resultados son la principal razón de la demanda generalizada de técnicas MIMO: incluso si la realización del canal no se conoce en el transmisor, la capacidad de los canales MIMO todavía crece linealmente

con el número mínimo de antenas transmisoras y receptoras, siempre y cuando el canal pueda ser estimado con precisión en el receptor. Por lo tanto, los canales MIMO pueden proporcionar muy altas tasas de datos sin necesidad de un aumento de potencia de la señal o del ancho de banda. Tenga en cuenta, sin embargo, que a muy baja SNR antenas de transmisión no son beneficiosas: la capacidad sólo escala con el número de antenas receptoras independientes al número de antenas transmisoras. La razón es que para SNR bajas, el sistema MIMO está tratando de recoger la energía en lugar de explotar todas las dimensiones disponibles, por lo que toda la energía se concentra en una de las antenas de transmisión disponibles para lograr la capacidad, se muestra en [14].

# Capítulo 4:

## Técnicas de resolución de Interferencia

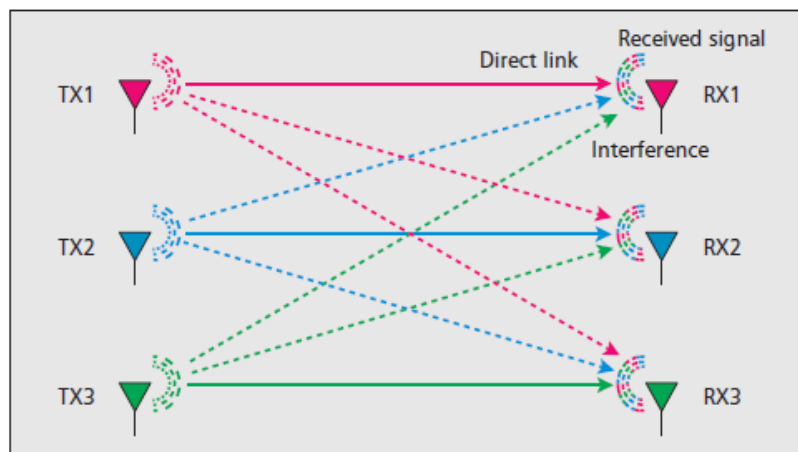
## 4.1. Interference Alignment (IA)

### Introducción

La interferencia es un impedimento importante para la comunicación exitosa en los sistemas inalámbricos comerciales y militares. Es por lo tanto un deterioro crítico en la mayoría de los sistemas inalámbricos. Resumiendo, actualmente la interferencia es el principal factor limitante para conseguir un buen rendimiento.

En el ejemplo representativo del canal de interferencia de la Figura 4-1, tres transmisores diferentes desean comunicarse con tres receptores. Cada transmisor tiene únicamente un mensaje para el receptor con el cual esta emparejado. Suponiendo que los transmisores comparten el mismo tiempo y recursos de frecuencias, cada transmisión crea interferencia en los receptores no deseados. Tradicionalmente los métodos básicos para hacer frente a la interferencia a menudo giran en torno a dar a cada usuario acceso exclusivo a una fracción de los recursos de comunicación (ortogonal). En el acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA), el ancho de banda del sistema se divide entre los transmisores, por ejemplo, en la Figura 4-1 a cada transmisor se le daría un tercio del ancho de banda total. Del mismo modo en el acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), los usuarios se turnan para transmitir en una serie periódica de los intervalos de transmisión. En los sistemas de acceso aleatorio (por ejemplo, acceso múltiple por detección de portadora), los transmisores escuchan para ver si el canal está disponible y luego, transmiten si esto es así. Los protocolos de acceso aleatorio son mucho menos eficientes que el acceso ortogonal pre asignado de FDMA o TDMA ya que el espectro no podrá ser utilizado en su totalidad y se pueden producir colisiones.

Independientemente del protocolo de acceso, el concepto unificador sigue siendo evitar la interferencia al limitar el número de transmisiones superpuestas. Si se permiten transmisiones simultáneas, los usuarios limitados por la interferencia sufren pérdidas. Sin embargo en ciertos casos tratar la interferencia como ruido resulta óptimo [16].



**Figura 4-1: Ilustración de un canal interferente con tres pares de transmisores/receptores. Cada transmisor crea una señal que es interpretada como interferencia por su receptor no deseado.**

“*Interference Aligment*” (IA) es una idea radical de comunicación que ha surgido del análisis de la capacidad de redes de interferencia, es decir, del canal celular. IA es una estrategia de gestión de la interferencia cooperativa que explota la disponibilidad de múltiples dimensiones de señalización proporcionadas por múltiples intervalos de tiempo, bloques de frecuencia, o antenas. La alineación puede permitir que la tasa total de datos de la red crezca linealmente y sin límite, con el tamaño de la red. Esto es opuesto a las estrategias de acceso ortogonales como FDMA o TDMA, donde la tasa de suma es más o menos constante, ya que, independientemente del tamaño de la red, sólo un par de usuarios puede comunicarse en un bloque de tiempo/frecuencia dado [16].

Otro ejemplo representativo es el canal de interferencia inalámbrico con  $K$  pares de transmisores-receptores que, debido a la alineación de interferencia, cada usuario es capaz de enviar a la vez datos a una tasa igual a la mitad de la capacidad del canal libre de interferencia a su receptor deseado, a pesar de que el número de usuarios  $K$  puede ser arbitrariamente grande, mostrando así que el canal de interferencia no está fundamentalmente limitado por la interferencia. Mientras que los beneficios extraordinarios de la alineación de interferencia hasta ahora se han mostrado en su mayoría bajo suposiciones teóricas como el conocimiento global del canal, ampliación del ancho de banda, resolución ilimitada y alta potencia de señal, la idea ha despertado un interés cada vez mayor en la comunicación, procesamiento de señales, la interconexión y las comunidades de teoría de la información. Una diversidad de herramientas del álgebra lineal, la geometría algebraica, así como la codificación y la teoría de Shannon tradicional sigue siendo la base para una creciente variedad de sistemas de alineación de interferencia que incluyen la alineación espacial, la alineación de celosía, la alineación asintótica, la alineación asimétrica de la señal compleja, el alineamiento oportunista, la alineación ergódica, la neutralización de interferencia alineada, la alineación ciega y los esquemas retrospectivos de alineación. Las aplicaciones incluyen redes inalámbricas, redes de interferencia X, redes celulares, redes de dos vías de comunicación, redes multicast y compuesto, redes de múltiple multihop, redes de comunicaciones tácticas con problemas de confidencialidad y atascos, las redes de cooperación, redes de radio cognitiva, redes de almacenamiento de datos distribuidas, redes de codificación indexadas, y redes unicast de múltiple cableado como se detalla en [17].

Como conclusión la Alineación de interferencia es una estrategia revolucionaria de transmisión inalámbrica que reduce el impacto de interferencia. La idea de la alineación de interferencia es coordinar múltiples transmisores de modo que su interferencia mutua se alinee en los receptores, facilitando técnicas simples de cancelación de interferencia.

### ***Alineación de interferencia lineal: Concepto***

La alineación de interferencia es una técnica de pre codificación para el canal de interferencia. Se trata de una estrategia de transmisión que codifica linealmente señales

a través de múltiples dimensiones, tales como intervalos de tiempo, bloques de frecuencias, y antenas. Por la codificación en múltiples dimensiones, las transmisiones están destinadas a alinear las señales de interferencia observadas por cada receptor en un subespacio de pocas dimensiones. Al hacerlo, IA maximiza el número de símbolos no interferentes que pueden comunicarse simultáneamente a través del canal de interferencia, conocido como ganancia de multiplexación. Curiosamente, lograr la máxima ganancia de multiplexación del canal (también conocida como grados de libertad) implica que las tasas de suma proporcionadas por IA pueden acercarse a la capacidad de suma en alta relación de señal-a-ruido (SNR) [16].

**Ejemplo:** Consideremos un sistema de ecuaciones lineales

$$\begin{aligned}
 y_1 &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + \dots + h_{1K}x_K \\
 y_2 &= h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + \dots + h_{2K}x_K \\
 &\vdots \\
 y_B &= h_{B1}x_1 + h_{B2}x_2 + \dots + h_{BK}x_K
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

donde tenemos B observaciones:  $y_1, y_2, \dots, y_B$ , cada uno en forma de una combinación lineal de K símbolos independientes de información  $x_1, x_2, \dots, x_K$  con coeficientes  $h_{ij}$ . Dado que estamos interesados en las redes de interferencia, vamos a interpretar que K es el número de transmisores, cada uno tratando de enviar un símbolo de información. Los coeficientes  $h_{ij}$  pueden interpretarse como los coeficientes de canal efectivo. Además, vamos a interpretar que B es el ancho de banda, o el número de dimensiones de señalización accesible a un receptor a través de un canal lineal [15].

Dado que el canal es lineal, cada dimensión de señalización produce una combinación lineal de los símbolos de información transmitidos. Así, un receptor tiene acceso a B dimensiones de señalización.

Si las ecuaciones son genéricas, por ejemplo, si los coeficientes del canal efectivo se extraen de una distribución continua, todos los símbolos de información se pueden recuperar, con la condición de que haya al menos tantas observaciones como incógnitas. Por lo tanto, si todos los símbolos son deseados por el receptor, necesitamos al menos K dimensiones de señalización. Sin embargo, estamos interesados en las redes de interferencia donde sólo un subconjunto de los símbolos es deseado por el receptor y los símbolos restantes (que llevan la información para otros receptores) son no deseados en este receptor, es decir, sólo contribuyen interferencia. Como ejemplo específico, supongamos que el receptor sólo está interesado en el símbolo  $x_1$  que lleva la información deseada por este receptor, mientras que todos los otros símbolos ejercen interferencia solamente. En este contexto, nos hacemos la pregunta - ¿cuántas observaciones necesita este receptor para ser capaz de resolver su símbolo deseado de la interferencia? En otras palabras ¿cuántas dimensiones de señalización son necesarias, o de manera equivalente, cuánta cantidad de ancho de banda se necesita para que el

receptor sea capaz de resolver su símbolo deseado en los restantes  $K - 1$  símbolos no deseados?

En general, un total de  $K$  dimensiones de señalización (o un ancho de banda de  $K$ ) son necesarias para resolver el símbolo 1 deseado por este receptor. Y puesto que hay probablemente  $K$  receptores, cada uno interesado en un símbolo diferente, y cada uno con acceso a un conjunto diferente de  $K$  ecuaciones lineales dictadas por su canal lineal a los transmisores, cada receptor será capaz de resolver el sistema de ecuaciones y recuperar su símbolo deseado. En la terminología de las redes inalámbricas de interferencia, esta solución corresponde a la interpretación del corte del pastel de asignación de espectro - el número total de dimensiones de señalización, es decir, el ancho de banda total, se divide entre los  $K$  usuarios muy similar al corte del pastel, de tal manera que cada usuario puede comunicarse a través de  $1/K$  fracción del mismo.

Sin embargo, como resultado, la asignación de ancho de banda de corte del pastel no es óptima. Es posible recuperar el símbolo de información deseado, aún cuando el número de ecuaciones lineales disponibles para el receptor es mucho menor que el número de incógnitas.

### ✚ Ecuaciones para pocas observaciones y muchas incógnitas.

Para entender esto, vamos a hacer la pregunta - ¿qué se requiere para que un receptor pueda resolver el símbolo  $x_1$  de la interferencia? Esta pregunta tiene una respuesta simple. Vamos a reescribir el sistema de ecuaciones lineales observado por el receptor de la siguiente manera:

$$Y = H_{*1}x_1 + H_{*2}x_2 + \dots + H_{*K}x_K \quad (4.2)$$

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_B \end{bmatrix} \text{ y } H_{*k} = \begin{bmatrix} h_{1k} \\ h_{2k} \\ \vdots \\ h_{Bk} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

son el vector de las observaciones y la dimensión de señalización a lo largo de la cual se observa el símbolo  $x_k$ , respectivamente. En los sistemas de múltiples salidas y múltiples entradas (MIMO), el vector  $H_{*k}$  representa la dirección del haz recibido por el símbolo  $x_k$ . Con esta terminología, la condición para que el receptor recupere el símbolo deseado  $x_1$  del vector de observaciones  $Y$  es simplemente que el haz recibido por  $x_1$ , es decir, que  $H_{*1}$  no debe estar contenido en el espacio vectorial generado por los rayos indeseados  $H_{*2}, \dots, H_{*K}$ . En otras palabras, el receptor puede recuperar  $x_1$  si y sólo si

$$H_{*1} \notin \text{span}(H_{*2}, H_{*3}, \dots, H_{*K}) \quad (4.4)$$

Las  $K-1$  interferencias emitidas por  $H_{*2}, H_{*3}, \dots, H_{*K}$ , en general se extienden sobre un espacio vectorial de  $\min(B, K-1)$  dimensiones. Así, si  $B < K$ , es decir, si el ancho de banda es menor que el número de usuarios, la interferencia se extenderá a  $\min(B, K-1) = B$  dimensiones. Puesto que todas las  $B$  dimensiones disponibles son



atravesadas por haces de interferencia, el haz de señal deseado se encontrará dentro del espacio de interferencia, así, no se puede resolver. Sin embargo, si los haces de interferencia son consolidados en un subespacio más pequeño para que no abarquen la totalidad del espacio de señal disponible en el receptor, y el haz de señal deseada evitase caer en el espacio de interferencia, entonces el receptor podría de hecho recuperar su símbolo deseado. Esta es precisamente la idea de la alineación de interferencia [15].

**Ejemplo:** Consideremos el sistema de ecuaciones observados:

$$\begin{aligned} y_1 &= 3x_1 + 2x_2 + 3x_3 + x_4 + 5x_5 \\ y_2 &= 2x_1 + 4x_2 + x_3 - 3x_4 + 5x_5 \\ y_3 &= 4x_1 + 3x_2 + 5x_3 + 2x_4 + 8x_5 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Entonces operamos en un espacio tridimensional (ancho de banda total = 3) con cinco incógnitas. Para resolver las cinco incógnitas se necesitan cinco observaciones (es decir, el ancho de banda total = 5). Sin embargo, el receptor sólo quiere recuperar  $x_1$ . A partir de estas ecuaciones, aunque el número de ecuaciones es menor que el número de incógnitas, resulta que en realidad  $x_1$  se puede recuperar, porque los haces que interfieren abarcan sólo un espacio vectorial de dos dimensiones, dejando una dimensión libre de interferencias. Para ver esto, nota que  $H_{*4} = H_{*3} - H_{*2}$  y  $H_{*5} = H_{*3} + H_{*2}$ . La señal recibida puede ser proyectada a lo largo de la dimensión libre de interferencias para recuperar  $x_1$ . Para ver esto explícitamente, hay que tener en cuenta que el vector  $U = [17 \ -1 \ -10]^T$  es ortogonal a todos los vectores de interferencia, y por lo tanto la proyección  $U^T * Y$  elimina la interferencia dejándonos:

$$17y_1 - y_2 - 10y_3 = 9x_1 \quad (4.6)$$

por lo tanto,  $x_1$  es recuperado de los valores observados  $y_1, y_2, y_3$  en el espacio tridimensional, incluso cuando el número de incógnitas es  $5 > 3$ .

Para resumir, la alineación de interferencia permite a muchos usuarios comunicarse simultáneamente sobre un pequeño número de dimensiones de señalización (ancho de banda) por la consolidación del espacio abarcado por la interferencia en cada receptor dentro de un pequeño número de dimensiones, mientras se mantienen las señales deseadas separable de interferencia de modo que pueden ser proyectadas en el espacio nulo de la interferencia y así recuperar el símbolo deseado libre de interferencia.

La razón de los requisitos de un receptor no entra en conflicto con los requisitos de otro receptor, esto se debe a que cada receptor ve una imagen diferente, es decir, el conjunto de ecuaciones visto en cada receptor es diferente de otros receptores. Este es un principio muy importante de la relatividad de alineación, es decir, la alineación de las señales es diferente en cada receptor. Dado que cada receptor ve una imagen diferente, puede ser posible a través de un diseño cuidadoso de las señales transmitidas, adaptar las observaciones de cada receptor de tal manera que las señales deseadas permanezcan

resolubles. Así, la relatividad de la alineación es la premisa que permite la alineación de interferencia. Sin ella, la oportunidad para la alineación de la interferencia no existiría.

Las señales no se alinean en patrones deseables de forma natural o por accidente. La probabilidad de que una elección al azar de los vectores de señal de forma automática logrará los resultados deseados en la alineación de interferencia por accidente es pequeña. Por lo tanto, el reto más importante en los esquemas de alineación de interferencia es el diseño de vectores de señal para satisfacer las condiciones de alineación deseadas [15].

Considere la posibilidad de un canal de interferencia de K usuarios en el que cada usuario i transmite un conjunto de  $S_i$  símbolos de información codificados en los  $S_i \times 1$  vectores  $s_i$ . Los símbolos  $s_i$  se precodifican utilizando una matriz  $F_i$  y observado en cada receptor l después de propagarse a través de la matriz de canal  $H_{i,l}$ ; las dimensiones de  $F_i$ . Para tal sistema, la señal recibida en el usuario i es

$$y_i = H_{i,i}F_i s_i + \sum_{l \neq i} H_{i,l}F_l s_l + v_i \quad (4.7)$$

donde el vector  $v_i$  es el ruido percibido en el receptor i. Cuando sólo la dimensión del tiempo o de la frecuencia se utilizan para pre-codificación (por ejemplo, cuando se codifica más de un ancho de banda de B subportadoras),  $H_{i,l}$  es una matriz diagonal de  $B \times B$ . En un sistema de múltiples entradas-múltiples salidas (MIMO) con  $M_t$  antenas de transmisión y  $M_r$  antenas de recepción,  $H_{i,l}$  es  $M_r \times M_t$  sin una estructura especial.

Independientemente de la dimensión utilizada para alinear la interferencia, IA se puede resumir como el cálculo de un conjunto de precodificadores  $F_l$  de tal manera que cualquier usuario dado, incluso usando un simple receptor lineal  $W_i$ , se puede cancelar la interferencia observada a partir de todos los otros usuarios (es decir,  $W_i * H_{i,l} * F_l = 0 \forall l \neq i$ ) sin anulación o destrucción de su señal deseada  $W_i * H_{i,i} * F_i$ . Los primeros trabajos sobre IA mostraron que la capacidad de un sistema para encontrar IA precodificadores está directamente relacionada con el número de dimensiones de la señal sobre la que se puede codificar [16].

## **Alineación de interferencia lineal: Retos**

En esta sección, se analiza brevemente algunos de los desafíos más urgentes que enfrenta la transición de IA de la teoría a la práctica.

### **Dimensionalidad y dispersión:**

IA se logra mediante la codificación de la interferencia a través de múltiples dimensiones. Intuitivamente, las señales más interferentes que necesitan ser alineadas, son aquellas que tienen mayor número de dimensiones necesarias para alinearlos.

Cuando se utiliza el dominio de la frecuencia para la alineación, el trabajo previo ha demostrado que el número de dimensiones de señalización necesarias para lograr un buen rendimiento IA crece más rápido que exponencialmente con el número de usuarios de IA. Este requisito de dimensionalidad plantea un gran desafío para IA en sistemas prácticos. El requisito de dimensionalidad es relativamente más fácil en el caso de IA para MIMO en la que más usuarios pueden ser apoyados, siempre y cuando el número de antenas crezca linealmente con el tamaño de la red. Por esta razón, IA parece más probable para ser implementado en sistemas MIMO.

### **Relación señal-ruido**

IA tiene a menudo grados de libertad óptimos, lo que significa que la suma de tasas logra que la suma de las capacidades del canal esté enfocada para muy altas SNR. A niveles moderados de SNR, sin embargo, la suma de tasa resultante de IA pueden caer por debajo del máximo teórico.

### **Estimación del canal y retroalimentación**

La información del estado del canal, ya sea en el transmisor o en el receptor, es fundamental para calcular los precodificadores de IA. Como resultado, los recursos eficientes deben ser asignados a la transmisión del piloto, y en algunos casos a la retroalimentación CSI, para asegurar la disponibilidad de la información precisa CSI. Donde los precodificadores de IA deben ser recalculados cuando el canal sufre cambios apreciables, los gastos generales de la adquisición de CSI en los sistemas de rápido desvanecimiento de alta movilidad pueden limitar los beneficios de IA.

### **Sincronización**

IA requiere de una estrecha sincronización para eliminar cualquier momento y desplazamientos de frecuencia de portadora entre nodos cooperadores. En la ausencia de sincronización suficiente, términos de interferencia adicionales se introducen en el modelo de la señal, haciendo que la solución de IA sea ineficiente.

### **Red de organización**

Los nodos que cooperan a través de IA no sólo deben sincronizar, sino también negociar los parámetros de la capa física, compartir CSI, y potencialmente auto-organizarse en grupos pequeños de alineación si la alineación completa de la red resulta ser demasiado costosa. En ausencia de un control centralizado, los protocolos de red distribuidos deben ser rediseñadas en torno a esta capa física más compleja y de cooperación.

## **Obtención CSI en el canal de interferencia**

El cálculo de precodificadores de IA requiere del conocimiento preciso de la interferencia generada por cada transmisor. La premisa es que si un transmisor conoce

la "geometría" de la interferencia que crea, puede mitigar su efecto. Dos métodos para obtener este conocimiento son la reciprocidad y la retroalimentación.

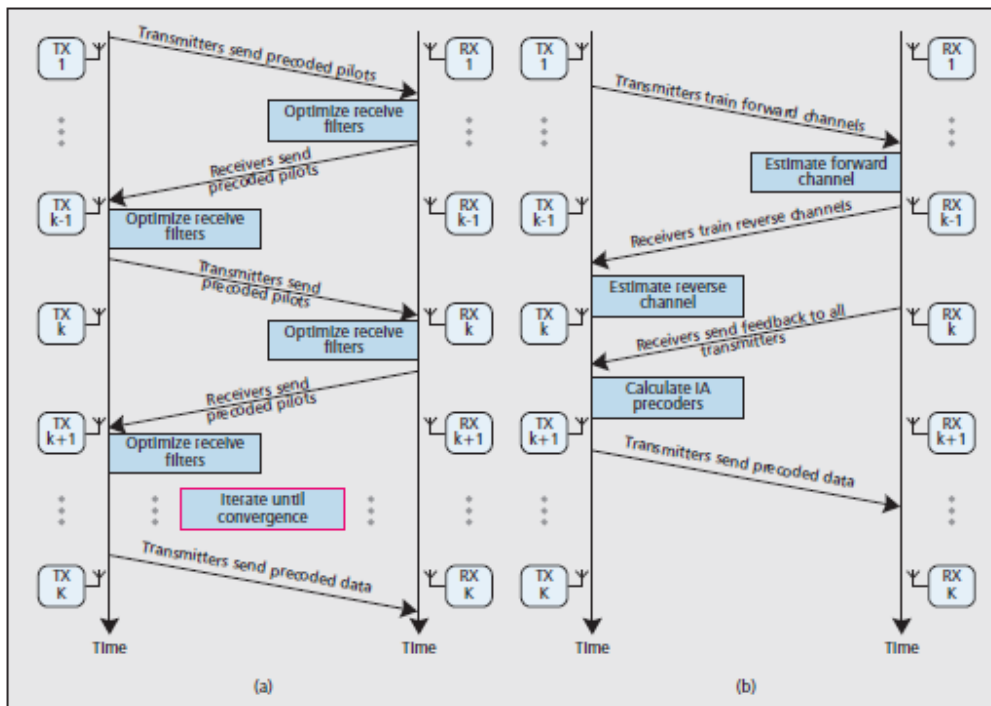
### **Alineación de Interferencia por reciprocidad**

En sistemas dúplex por división de tiempo, donde las transmisiones en los enlaces directos e inversos se superponen en frecuencia y están mínimamente separados en el tiempo, por lo que la propagación en ambos sentidos será idéntica. En tales sistemas, los canales se dice que son recíprocos. La reciprocidad permite a IA asignar transmisores para inferir en la estructura de la interferencia, que causan mediante la observación de la interferencia que reciben.

Considere, por ejemplo, la estrategia de IA, en la que los precodificadores  $F_i$  y los combinadores  $W_i$  son actualizados iterativamente para reducir la potencia de interferencia sin cancelar la interferencia  $W_i^*H_{i,l}^*F_i$  a cero. Para ello, los transmisores comienzan enviando datos pilotos utilizando un conjunto inicial de precodificadores. Los receptores luego estiman su matriz de covarianza de interferencias y construyen los combinadores que seleccionan los subespacios receptores con menos interferencias. Cuando se intercambian los papeles de transmisor y de receptor, gracias a la reciprocidad, el mismo subespacio receptor que lleva la menor interferencia se convierte en el sentido de transmisión que provoca la menor interferencia en el enlace inverso. Iterando esta selección de subespacio en los enlaces directos e inversos obtenemos un conjunto de precodificadores que cumplan las condiciones de IA.

Independientemente de la regla de selección de subespacio, el marco general de precodificación con reciprocidad se muestra en la Figura 4-2 (a) y procede de la siguiente manera:

- **La formación del enlace directo:** Los transmisores envían símbolos pilotos precodificados utilizando un conjunto de precodificadores iniciales. Los receptores estiman los parámetros del canal directo y calculan los combinadores que optimizan un objetivo predefinido.
- **La formación del enlace inverso:** Los receptores envían símbolos piloto precodificados utilizando los combinadores de la etapa anterior como transmisores precodificados. Los transmisores, a su vez optimizan sus combinadores/precodificadores e inician una segunda fase de entrenamiento con los precodificadores actualizados.
- **Iteraciones:** Comunicaciones pares iteran los pasos anteriores hasta la convergencia.
- **Transmisión de datos:** La carga de datos útiles se comunica entonces.



**Figura 4-2: Dos paradigmas de CSI considerados en IA: a) La estrategia basada en la reciprocidad que infieren en el canal directo de los pilotos de enlace inverso; b) La estrategia de realimentación que se basan en la comunicación explícita de la información del canal directo a los transmisores.**

La reciprocidad de precodificación sobre el canal de interferencia tiene una serie de inconvenientes potenciales. En primer lugar, la iteración en el aire incurre en unos gastos generales no despreciables debido a las transmisiones piloto recurrentes. En segundo lugar, la reciprocidad puede no ser suficiente para todos los algoritmos basados en IA. Además dado que la interferencia descoordinada observada por los transmisores y los receptores no es "recíproca," la reciprocidad no se puede utilizar. En tercer lugar, la reciprocidad no se sostiene en sistemas dúplex de frecuencia, y asegurar la reciprocidad con la impresión dúplex tiempo requiere un fuerte calibrado de los dispositivos de radiofrecuencia (RF).

### **✚ Alineación de Interferencia con feedback**

Un marco general de feedback se muestra en la Figura 4-2 (b). En este sistema, los transmisores envían primero secuencias de entrenamiento con las cuales los receptores estiman los canales directos. Los receptores luego retroalimentan la información sobre los canales directos estimados, posiblemente después de la formación del enlace inverso. Tras la retroalimentación, los transmisores tienen la información necesaria para calcular los precodificadores de IA. Feedback, sin embargo, presenta invariablemente la distorsión de la CSI a los transmisores e incurre en una sanción de gastos generales no insignificante. Por lo tanto, la dificultad radica en el diseño de los mecanismos de retroalimentación de baja distorsión y de bajos gastos generales para IA.

Un método establecido para proporcionar realimentación de alta calidad con bajo costo operativo es la realimentación limitada (es decir, cuantificación del estado

del canal). La realimentación limitada fue considerada por primera vez para los sistemas de antena única, donde la alineación se consigue mediante la codificación a través de subportadoras de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM). La estrategia de realimentación aprovecha el hecho de que las soluciones de IA se mantienen sin cambios si los canales se escalan o se rotan, lo que permite la cuantificación eficiente a través de lo que se conoce como libros de códigos Grassmannian.

Desafortunadamente, el mantenimiento de la alineación adecuada requiere que la precisión de cuantificación del CSI mejore con la SNR, que a su vez implica que el tamaño del libro de códigos de cuantificación debe escalarse exponencialmente con la SNR. Esta complejidad se soluciona mediante la transmisión directa de los coeficientes del canal como los símbolos modulados en amplitud y no codificados en cuadratura. Dado que no se realiza ninguna cuantificación, la única fuente de distorsión es el ruido térmico introducido durante el entrenamiento y la realimentación. Como resultado, la calidad CSI naturalmente aumenta con la SNR en el enlace inverso. Esto implica que la ganancia de multiplexación de IA se conserva siempre y cuando las SNRs del enlace directo y del inverso mejoren juntas.

La realimentación, sin embargo, plantea una serie de desafíos. No sólo la calidad requerida del CSI mejorado con SNR, sino también la calidad requerida para mejorar lineales con el tamaño de la red. En segundo lugar, IA se basa en el intercambio de CSI con transmisores interferentes: Sistemas multicelulares que comparten transmisor CSI a través de una red de retorno pueden sufrir retrasos que hacen obsoleta la llegada de CSI [16].

## ***4.2. Zero Forcing Beamforming (ZFBF)***

### **Introducción**

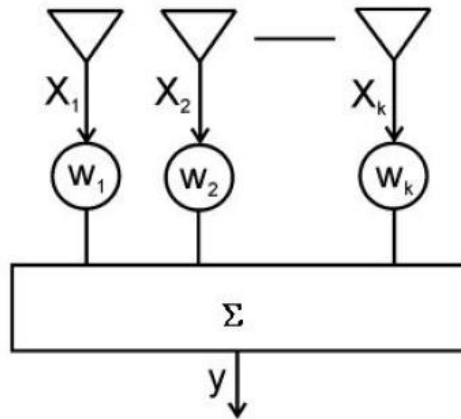
Recientes avances en los canales multiusuario de comunicación de enlace descendente muestran que en sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) con  $M_t$  antenas de transmisión y  $K \geq M_t$  usuarios de antena única, la máxima ganancia de multiplexación  $M_t$  se puede lograr mediante el uso de esquemas de acceso múltiple de división de espacio como Beamforming. Por otra parte, en un régimen de amplios usuarios  $K \gg M_t$ , la suma de capacidades crece como  $M_t \log \log K$  debido a la diversidad multiusuario.

Se han propuesto esquemas de baja complejidad basados en Zero Forcing Beamforming (ZFBF) que logran esta tasa de crecimiento óptima. Sin embargo, todos estos resultados se basan en la suposición de la información perfecta del estado del canal en el transmisor (CSIT), que puede no ser una suposición práctica [18].

## Beamforming

Beamforming es una técnica que en el transmisor, la salida de cada antena del convenio se pondera por un factor de pesos, cuyo valor es asignado mediante algún algoritmo escogido, esta técnica permite una máxima radiación de la señal deseada hacia el usuario y en las direcciones de los suscriptores interferentes el nivel de potencia transmitida se reduce, sin la necesidad de usar una señal de referencia temporal.

La Figura 4-3 representa una estructura sencilla del Beamforming.



**Figura 4-3: Estructura simple de Beamforming**

La señal que será transmitida viene dada por la siguiente expresión:

$$r = \sum_{n=0}^{K-1} w_n^* x_n = w^H x \quad (4.8)$$

Donde  $w^H = [w_0^*, w_1^*, \dots, w_{K-2}^*, w_{K-1}^*] = [w^T]^*$  es la transpuesta conjugada del vector de ponderaciones  $w$ , y  $x$  representa el vector de la señal deseada de longitud  $K$ . La señal recibida es una suma de las señales de varios usuarios, donde se designa a la señal “deseada” como:

$$x = \alpha h_0 + n \quad (4.9)$$

$$n = \sum_{m=1}^M \alpha_m h_m + z \quad (4.10)$$

Sustituyendo la ecuación de (4.9) en (4.10) obtenemos la siguiente ecuación:

$$x = \alpha h_0 + \sum_{m=1}^M \alpha_m h_m + z \quad (4.11)$$

En donde  $\alpha$  es un término relacionado con la cancelación de la interferencia y el ruido. Nuestro objetivo es estimar la amplitud de la señal y de las observaciones de  $x$

usando un conjunto de pesos de Beamforming  $w(t)$ , donde la salida del Beamforming de banda estrecha está dada por la siguiente ecuación:

$$y = \sum_{n=0}^{K-1} w_n^* x_n = w^H x \quad (4.12)$$

Reemplazamos la ecuación de (4.9) en (4.12) y obtenemos la siguiente fórmula:

$$y = w^H(\alpha h_0 + n) = w^H \left[ \alpha h_0 + \left( \sum_{m=1}^M \alpha_m h_m + z \right) \right] \quad (4.13)$$

$$y = \alpha w^H h_0 + w^H \sum_{m=1}^M \alpha_m h_m + w^H z = \alpha w_0 h_0 + \sum_{m=1}^M \alpha_m w_m h_m + z \quad (4.14)$$

Finalmente la señal transmitida viene dada por la ecuación descrita anteriormente en (4.12) en donde la matriz de los pesos  $w^H$  se la multiplica por la señal  $x$ , en donde se reemplazo la ecuación (4.11) en (4.13), que al descomponer dicha ecuación, finalmente se obtiene la ecuación final; donde se observa que la señal  $y$  está compuesta por  $\alpha w_0 h_0$  siendo estos los valores de la señal deseada, mientras que  $\sum_{m=1}^M \alpha_m w_m h_m$  son las señales interferentes no deseadas. Los pesos pueden variar dependiendo de los datos recibidos.

### ✚ Zero Forcing Beamforming (ZFBF)

Zero forcing Beamforming es una técnica muy eficaz para suprimir las interferencias, ocasionadas por la gran cantidad de usuarios, y el ISI (interferencia entre símbolo) siempre y cuando el canal del enlace descendente sea perfectamente conocido y el ángulo de separación sea lo suficientemente grande con el fin de cancelar todas las interferencias existentes y disminuir la cantidad de potencia requerida en la antena; de lo contrario el rendimiento el sistema se puede degradar considerablemente [19].

Mediante el uso de esta técnica se puede elegir los vectores de pesos para evitar las interferencias entre los usuarios, estos pesos pueden ser encontrados al invertir la matriz del canal compuesto de los usuarios. El rendimiento del Zero Forcing Beamforming se degrada cuando la información del canal en el transmisor (CSI) es inexacta.

Para eliminar la interferencia, se debe cumplir la siguiente condición:  $h_k w_j = 0$  para  $j \neq k$ . Donde  $H = [h_1^T \dots h_k^T]^T$  y  $W = [w_1 \dots w_k]$  respectivamente. El óptimo  $W$  está diseñado para obtener la máxima relación de señal a ruido (SNR). Por lo tanto para poder encontrar la matriz  $W$  que satisfaga la siguiente ecuación:  $WH = I$ . Mediante el uso de esta técnica (ZFBF) obtenemos que la matriz  $W$ , la cual satisface la condición de cero interferencias; puede ser implementada como:

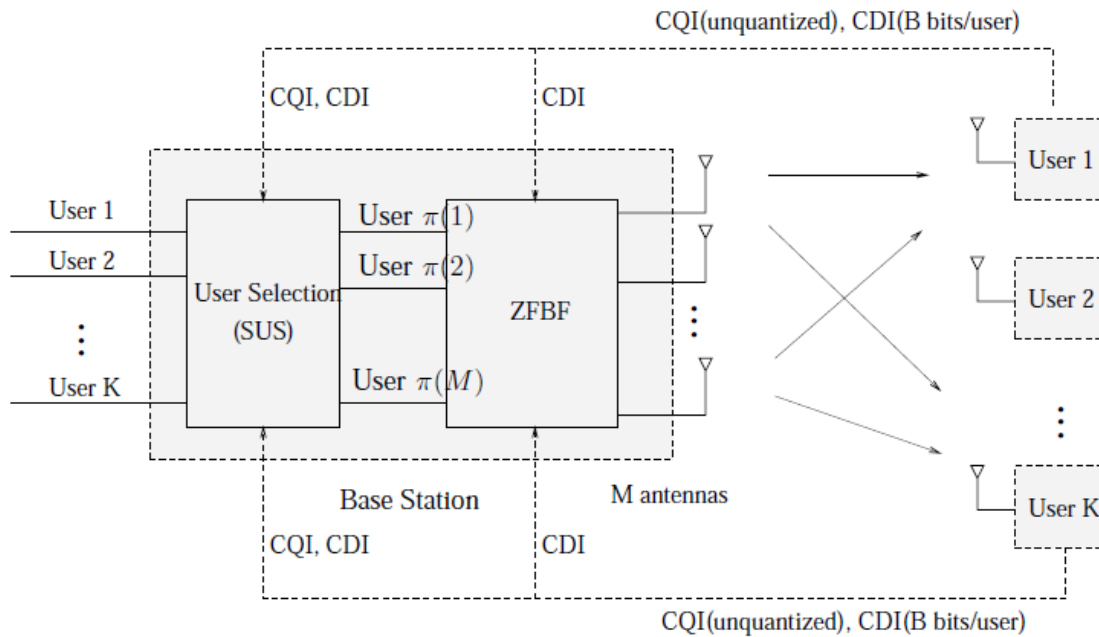
$$W(S) = H(S)^\dagger = H(S)^* (H(S)H(S)^*)^{-1} \quad (4.15)$$



Vale la pena mencionar que ZFBF no es la mejor opción entre los conformadores de haz lineales  $x = \sum_{i \in S} W_i s_i$ . En general, la búsqueda de la  $W_i$  óptima que maximiza la suma de tasa es difícil, ya que es un problema de optimización no convexo. Una forma sencilla de mejorar ZFBF es mediante la adición de un término de regularización con una constante elegida juiciosamente  $\alpha$ .

$$W(S) = H(S)^*(H(S)H(S)^* + \alpha I)^{-1} \quad (4.16)$$

En este trabajo sólo se consideran ZFBF puro por varias razones. En primer lugar, su simplicidad analítica nos permite obtener expresiones cerradas para el rendimiento. En segundo lugar, a alta SNR, ZFBF es asintóticamente óptimo. Por otra parte, si los usuarios seleccionados son semiortogonales, la ganancia de cualquier esquema de transmisión óptimo sobre ZFBF es pequeña, ya que el canal  $H(S)$  está cerca de la unidad. Por último, en ZFBF, la realimentación CDI es suficiente para la determinación de los vectores de formación de haces (como se ilustra en la Figura 4-4), por lo tanto, CQI es necesario sólo para el propósito de selección de usuario.

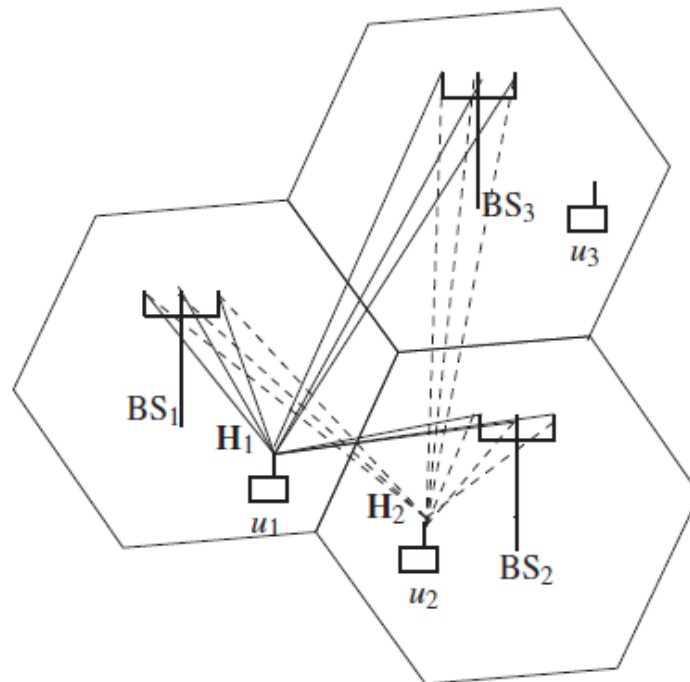


**Figura 4-4: Modelo de sistema de difusión MIMO con realimentación CQI y CDI y selección de usuario.**

En resumen para obtener los vectores de beamforming que cumplan con la condición de cero interferencia se debe de cumplir que  $h_k w_j = 0$  para  $j \neq k$ .  $S \subset \{1, \dots, K\}, |S| \leq M$ , siendo  $H(S)$  y  $W(S)$ , las submatrices correspondientes a  $H = [h_1^T \dots h_k^T]^T$  y  $W = [w_1 \dots w_k]$ . También obtienen la ganancia efectiva del canal la cual esta expresada como:  $\gamma_i = \frac{1}{\|w_i\|^2} = \frac{1}{[(H(S)H(S)^*)^{-1}]_{i,i}}$  que representa  $[A]_{i,i}$  la diagonal del elemento  $i$ th de  $A$ . El uso del Zero Forcing Beamforming (ZFBF) puede reemplazar a otros métodos cuando existen  $K$  usuarios, donde  $K \rightarrow \infty$ ; ya que es más fácil de implementar.

### 4.3. Block Diagonalization (BD)

Este algoritmo es una alternativa de precodificación lineal, el cual es una generalización del algoritmo Zero Forcing, que trabaja para sistemas MIMO multi-user downlink. Comúnmente, esta técnica es usada cuando el número de antenas receptoras es mayor a uno ( $M_r > 1$ ), ya que si el número de antenas receptoras es igual a uno, entonces BD sería equivalente a Zero Forcing, algoritmo de inversión del canal. BD hace uso de una matriz de precodificación lineal para transmitir múltiples secuencias de datos a cada usuario mientras transfiere la interferencia inter usuario al mismo tiempo. Aunque se anula la interferencia del resto de usuario, la interferencia inter simbólica (ISI) estará aún presente en el receptor [20].



**Figura 4-5: Sistema de 3 estaciones base con  $M_t=3$  antenas transmisoras,  $K$  usuarios, cada uno con una única antena receptora. Las líneas continuas se utilizan para el canal  $H_1$  experimentado por el usuario 1, y las líneas de puntos  $H_2$  para el usuario 2.**

Lo que deseamos, es eliminar esa interferencia y lo haremos, multiplicando los datos enviados por una matriz de precodificación  $W_k$ . Asignaremos  $b_k$  a la matriz de dimensión  $(M_r \times 1)$  que representa la señal transmitida al usuario  $k$ . Esta señal, será multiplicada por la matriz de precodificación  $W_k$  de dimensión  $(M_t \times M_r)$ , y luego será transmitida por las  $M_t$  antenas transmisoras. Como deseamos eliminar la interferencia inter usuario, buscaremos los valores de la matriz  $W_k$ , para que satisfaga la condición de  $H_j W_i = 0$ ,  $j \neq i$ . En el receptor  $k$ , la matriz de recepción  $y_k$  de dimensión  $(M_r \times 1)$ , será procesada por un filtro lineal  $R_k$ , con el cual se obtendrá la estimación de la señal enviada  $\tilde{b}_k$ .

$$x_k = W_k b_k \quad (4.17)$$

$$\tilde{b}_k = R_k \left( H_k \sum_{i=1}^K W_i x_i + n_k \right) \quad (4.18)$$

Por ahora, no nos fijaremos en la matriz de post codificación en el lado del receptor, por lo que la señal recibida por el usuario k será:

$$y_k = H_k W_k b_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K H_k W_i x_i + n_k \quad (4.19)$$

Y según la condición:

$$H_i W_k = 0; \forall i \neq k \quad (4.20)$$

Entonces tendremos:

$$y_k = H_k W_k b_k + n_k \quad (4.21)$$

Para lograr esto, deseamos que  $W_k$  caiga en el espacio nulo de los canales del resto de los usuarios. Con esto en mente, definiremos  $\tilde{H}_k$ , como el canal de interferencia agregada, observada por el usuario k, con dimensión  $(M_r(K-1) \times M_t)$ .

$$\tilde{H}_k = [H_1^T \dots H_{k-1}^T H_{k+1}^T \dots H_K^T]^T \quad (4.22)$$

Consideraremos que la matriz  $\tilde{H}_k$ , es de rango completo, por lo que los canales de los diferentes usuarios son independientes. Entonces tenemos que:

$$\text{rank}(\tilde{H}_k) = \min(M_r(K-1), M_t) = M_r(K-1) \quad (4.23)$$

Realizando la descomposición del valor singular (SVD) queda:

$$\tilde{H}_k = \tilde{U}_k \left[ \sum_k 0 \right] \left[ \tilde{V}_k^1 \tilde{V}_k^0 \right]^T \quad (4.24)$$

Donde las columnas de  $\tilde{V}_k^0$  contienen  $M_t - M_r(K-1)$  vectores singulares en el espacio nulo de  $\tilde{H}_k$ . Las columnas de  $\tilde{V}_k^1$  forman una base ortogonal en el espacio nulo de  $\tilde{H}_k$ , por lo que,  $H_i \tilde{V}_j = 0, i \neq j$ . Lo que significa que sus columnas son candidatas para la matriz de precodificación  $W_k$ . Ahora, definiremos  $\bar{H}_k$ , y la descompondremos usando SVD:

$$\bar{H}_k = H_k \tilde{V}_k^0 = U_k \left[ \sum_k 0 \right] [V_k^1 V_k^0]^T \quad (4.25)$$

Se puede interpretar a  $\bar{H}_k$  como la proyección del canal  $H_k$  en el espacio nulo de  $\tilde{H}_k$ , donde el usuario k puede recibir secuencias paralelas de datos en ese sub-espacio sin causar interferencia inter usuario. La matriz de precodificación  $W_k$  para el usuario k, se obtiene:

$$W_k = \tilde{V}_k^0 V_k^1 \quad (4.26)$$

La matriz  $\widetilde{V}_k^0$  la obtuvimos al descomponer  $\widetilde{H}_k$ , usando SVD, y  $V_k^1$  al descomponer  $\overline{H}_k$ , también con SVD. Este producto, representa el vector de transmisión que maximizará la tasa de información del usuario k produciendo cero interferencias. Reemplazando  $W_k$  en la señal de recepción, obtendremos:

$$y_k = H_k \widetilde{V}_k^0 V_k^1 b_k + n_k \quad (4.27)$$

Si analizamos la señal recibida, reemplazando ciertas variables que conocemos, y manipulando dicha ecuación, tendremos:

$$y_k = H_k \widetilde{V}_k^0 V_k^1 b_k + n_k = U_k \left[ \sum_k 0 \right] [V_k^1 V_k^0]^T V_k^1 b_k + n_k \quad (4.28)$$

$$y_k = U_k \sum_k [V_k^1]^T V_k^1 b_k + n_k = U_k \sum_k I_r b_k + n_k \quad (4.29)$$

$$y_k = U_k [\lambda_{k1}^{1/2} b_{k1} \dots \lambda_{kM_r}^{1/2} b_{kM_r}]^T + n_k \quad (4.30)$$

Aquí vemos claramente, que la señal enviada en el transmisor, esta multiplicada por la matriz  $U_k$ . La estación base envía la matriz unitaria de post procesamiento  $U_k^T$  al usuario k, con el fin de que el receptor pueda separar y decodificar las secuencias de datos individuales:

$$\tilde{y}_k = U_k^T y_k = U_k^T U_k [\lambda_{k1}^{1/2} b_{k1} \dots \lambda_{kM_r}^{1/2} b_{kM_r}]^T + U_k^T n_k \quad (4.31)$$

$$\tilde{y}_k = [\lambda_{k1}^{1/2} b_{k1} \dots \lambda_{kM_r}^{1/2} b_{kM_r}]^T + \tilde{n}_k \quad (4.32)$$

Donde el ruido  $\tilde{n}_k$ , se mantiene blanco con covarianza  $\sigma^2 I_{M_r}$  debido a la transformación unitaria.

## 4.4. Interference Alignment for Cellular Network

El DoF de las redes celulares es caracterizado por Suh y Tse [21]. En esta configuración tenemos N celdas, cada una contiene una estación base y M usuarios que son servidos por esa estación base. Todos los nodos están equipados con una sola antena. El resultado de DoF para esta configuración es que cada celda es capaz de acceder a una fracción  $\frac{M}{M+1}$  de la torta. Por lo tanto, para un gran número de usuarios, el DoF por celda se acerca al entorno de libre interferencia. En la figura mostrada a continuación presentamos una solución para alinear la interferencia basada en el esquema [CJ08].

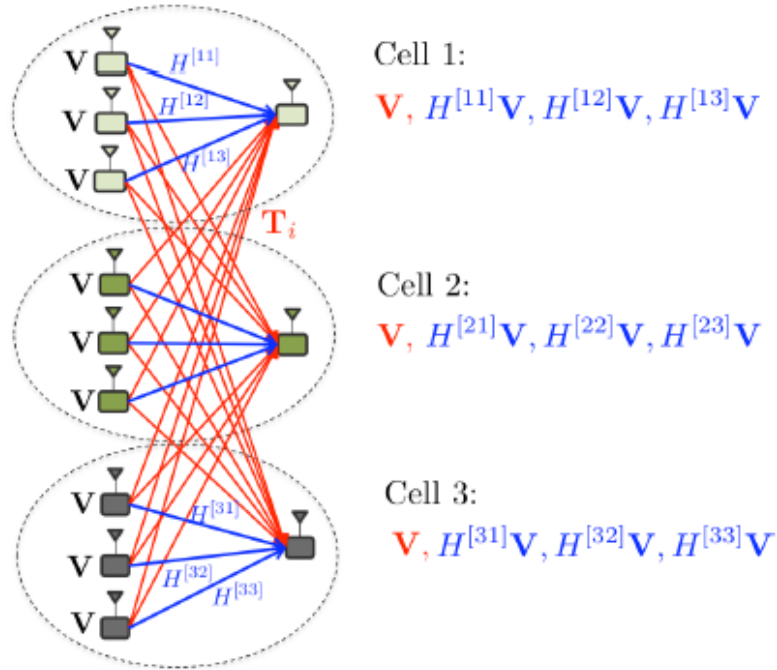


Figura 4-6: Esquema CJ08 aplicado a una red celular de enlace ascendente con tres celdas y tres usuarios en cada celda para lograr 3/4 DoF por celda.

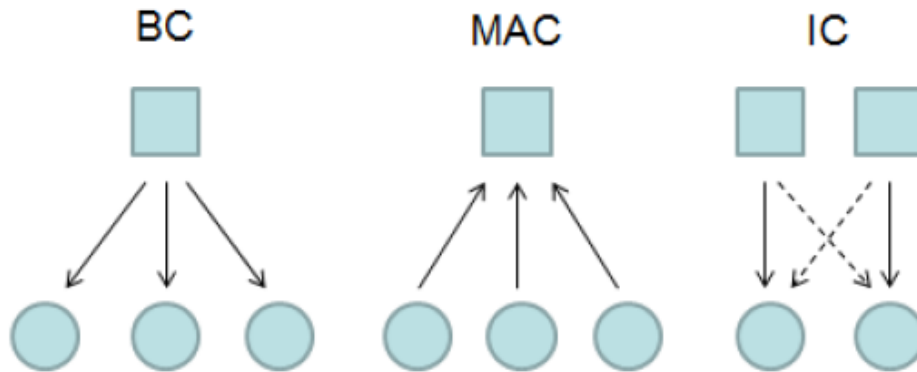
Como ejemplo, considerar la comunicación del enlace ascendente de una red de tres celdas, con tres usuarios en cada celda, ilustrados en la Figura 4-6. Como de costumbre, cada transmisor utiliza el mismo espacio de la señal  $V$ . La interferencia experimentada por una estación base, por ejemplo, la estación base 1, se compone de términos como  $T_i V$ . Recogiendo todo el conjunto de términos de interferencia, el esquema [CJ08] asume

$$V \approx T_1 V \approx \dots \approx T_K V \quad (4.33)$$

Con esta alineación, la interferencia ocupa  $|V|$  dimensiones en cada estación base. Las  $M$  señales deseadas de los usuarios deseados deben ser mutuamente separables y por lo tanto necesitan ocupar  $M|V|$  dimensiones en su estación base deseada. Las señales deseadas y de interferencia no se solapan en la estación base receptora cuando el espacio total de la señal es lo suficientemente grande como para dar cabida a ellos, es decir, que se extiende a  $(M + 1)|V|$  dimensiones y todos los canales directos (que se muestran en azul en la Figura 4-6) son genéricos. Por lo tanto, cada usuario alcanza un total de  $\frac{|V|}{(M+1)|V|} = \frac{1}{M+1}$  DoF y cada célula alcanza un total de  $\frac{M}{M+1}$  DoF.

El escenario celular de enlace descendente MISO, cuyas estaciones base están equipadas con  $M$  antenas transmisora para  $K$  usuarios de antena única en cada celda alcanzan  $\frac{MK}{M+K}$  DoF. Curiosamente, aquí también el DoF por celda se acerca al escenario libre de interferencia, es decir, cada celda alcanza cerca de  $M$  DoF cuando el número de usuarios por celda se hace grande. El escenario celular de enlace descendente MIMO con dos celdas, muestra que cada celda tiene  $K$  usuarios con  $K$  antenas por cada usuario y cada celda tiene una estación base equipada con  $K + 1$  antenas, por lo que  $2K$  DoF son

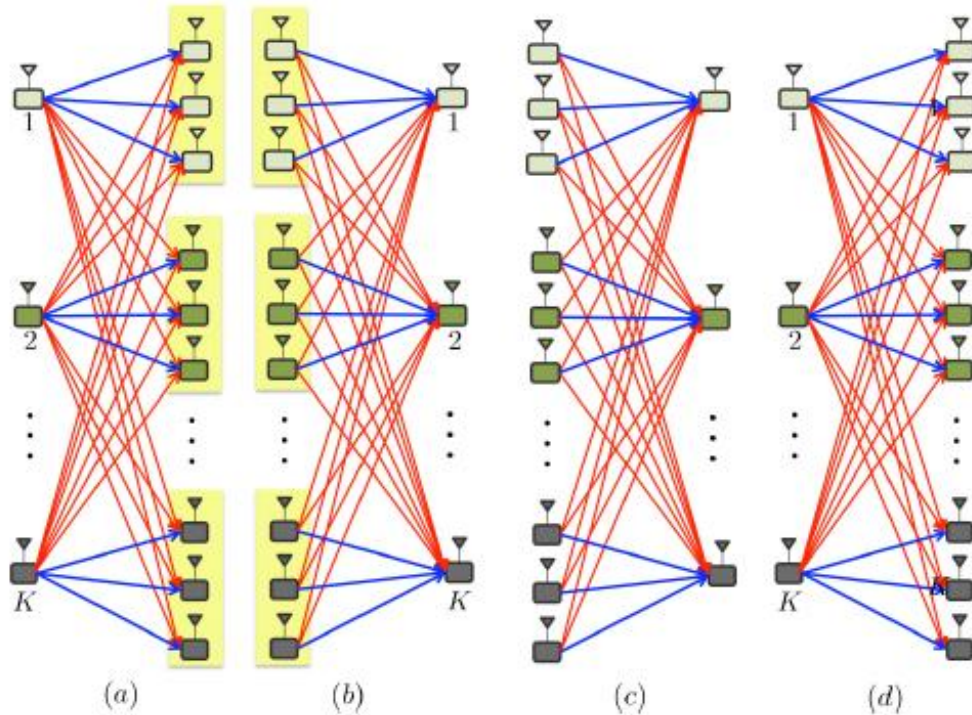
alcanzables. Una observación importante es que los beneficios de DoF en antenas con ubicación compartida desaparecen al aumentar el número de restricciones de alineación.



**Figura 4-7: Clasificación de canales: Canal de difusión, Canal de múltiples accesos y Canal interferente para K=2 usuarios. Las líneas sólidas representan la interferencia.**

La Figura 4-8 muestra cuatro redes diferentes, las cuales tienen el mismo DoF. En primer lugar, la Figura 4-8 (a) es el canal de interferencia SIMO con K usuario donde cada receptor tiene M antenas. Si  $K > M$ , entonces, esta red tiene un total de  $\frac{MK}{M+1}$  DoF. La red recíproca mostrada en la Figura 4-8 (b) es el canal de interferencia MISO con K usuarios, donde cada transmisor tiene K antenas, y tiene el mismo DoF que el canal de interferencia SIMO. Ahora, consideremos el canal de interferencia MAC mostrado en la Figura 5.5 (c), donde K móviles interfieren entre sí y cada celda tiene M usuarios. Aquí también el total de DoF =  $\frac{MK}{M+1}$ . El último escenario se muestra en la Figura 4-8 (d) y consiste en K enlaces descendentes interferentes con M usuarios en cada celda. Como se trata de la red recíproca de la red mostrada en la Figura 4-8 (c), no es de extrañar que esta red también tenga  $\frac{MK}{M+1}$  DoF.

Ahora, comparemos las redes de las Figura 4-8 (a) y 4-8 (d), es decir, el canal de interferencia SIMO y el canal de interferencia de enlace descendente. Claramente, los canales de interferencia de enlace descendente representan un entorno de red más restringido que el canal de interferencia SIMO. En particular, el canal de interferencia SIMO se convierte en el canal de interferencia de enlaces descendentes si no se permite la cooperación entre la M antenas de recepción de cada receptor.



**Figura 4-8: Redes que tienen el mismo DoF =  $\frac{M}{M+1}K$  cuando  $K > M$  - (a) El canal interferente SIMO de  $K$  usuarios con  $M$  antenas en cada receptor, (b) El canal interferente MISO de  $K$  usuarios con  $M$  antenas en cada transmisor (c) El Canal interferente MAC de  $K$  enlaces celulares ascendentes con  $M$  usuarios en cada celda, (d) El canal interferente BC de  $K$  enlaces celulares descendentes con  $M$  usuarios en cada celda.**

En general, no admitir la cooperación entre las antenas de recepción conduciría a una pérdida de DoF. Sin embargo, como sabemos estas dos redes tienen el mismo DoF cuando se satisface la condición  $K > M$ . Del mismo modo, la red de la Figura 4-8 (c) se obtiene de la red de la Figura 4-8 (b) al no permitir la cooperación entre las antenas de transmisión, que tampoco conducen a una pérdida de DoF cuando  $K > M$  [20].

Capítulo 5:  
Blind  
Interference  
Alignment  
(BIA)



## 5.1. Introducción

En esta sección se busca alinear la interferencia sin ningún conocimiento de las condiciones del canal en cualquiera de los transmisores o receptores, mediante la técnica "Blind Interference Alignment" (BIA). Además se van a describir dos nuevos avances y una extensión del análisis de BIA en entornos celulares y clúster. El primer avance es un cambio en la asignación de potencia para las secuencias transmitidas. Esto puede mejorar significativamente el rango operativo de la SNR en BIA. El segundo avance es la aplicación de transmisiones BIA a un escenario de clústeres solapados de celdas transmitidas como un medio para aumentar aún más la SINR de los usuarios.

Sin embargo, BIA tiene algunos problemas inherentes. El primero es que a menudo requiere de una alta SNR o señal de interferencia más ruido (SINR) para operar con eficacia, por ejemplo, el esquema original de BIA puede requerir SNRs del orden de 20 dB. Esto es debido a la amplificación del ruido aditivo en el proceso de alineación.

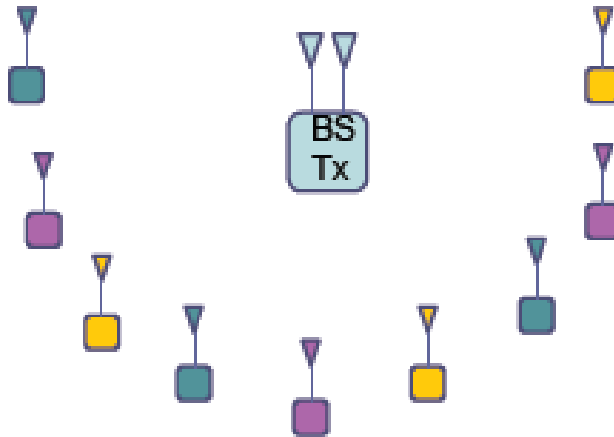


Figura 5-1: Canal de difusión con  $M_t=2$  antenas en la estación base y  $K=3$  grupos multicast de receptores (colores) con una única antena, conteniendo cada grupo  $M_r=3$  receptores.

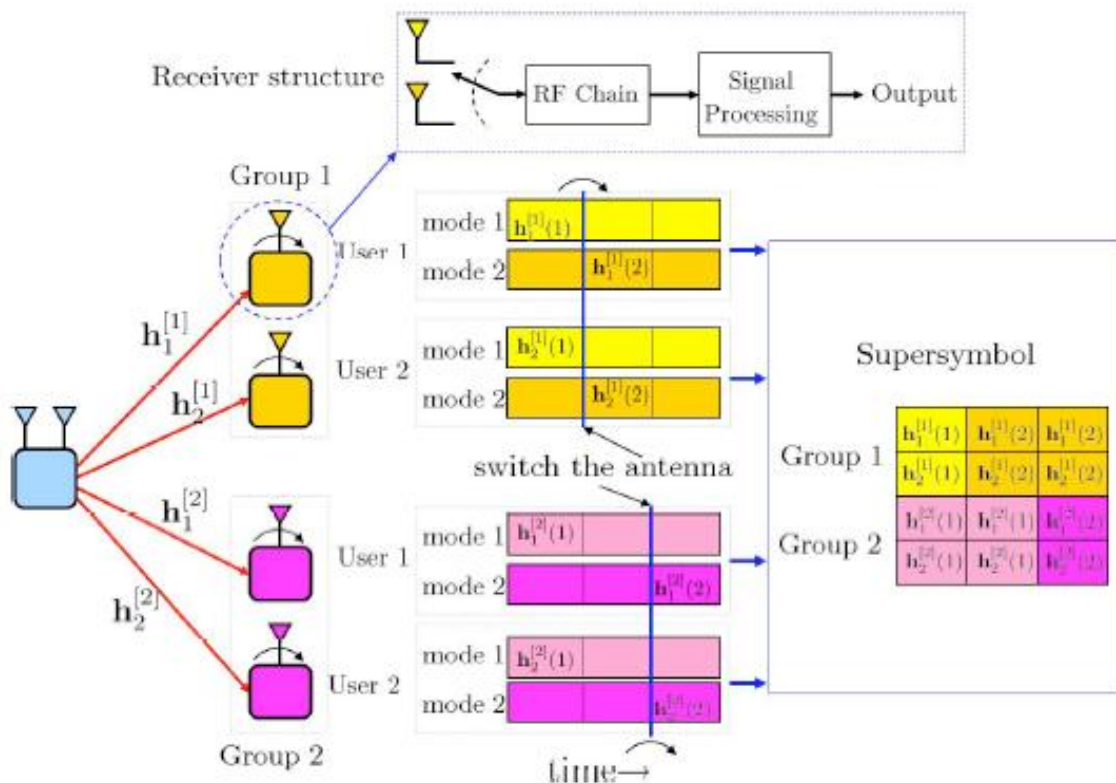
Un canal de difusión MISO es aquel en el cual el transmisor de la estación base está equipado con  $M_t$  antenas de transmisión y cada receptor está equipado con una única antena de recepción. Hay  $K$  mensajes independientes destinados a  $K$  grupos de receptores, cada grupo formado por  $M_r$  receptores distintos que quieren el mismo mensaje. En este tipo de compuesto la alineación de interferencia es factible de modo que una ganancia máxima de multiplexación de  $\frac{M_t K}{M_t + K - 1}$  es alcanzable independientemente del número de usuarios  $M_r$  en cada grupo, a condición de que  $M_r$  sea finito.

**Demostración:** Para un canal MISO con  $M_t$  antenas transmisora y  $K$  grupos de receptores una ganancia máxima de multiplexación de  $\frac{M_t K}{M_t + K - 1}$  es alcanzable. Como  $(M_t - 1)^{K-1}$  son los bloques con  $M_t$  símbolos para cada usuario y tenemos  $K$  usuarios, entonces el número de símbolos totales para  $K$  usuarios es  $K \cdot M_t \cdot (M_t - 1)^{K-1}$ . Además sabemos que la longitud de la trama es  $L = (M_t - 1)^K + K(M_t - 1)^{K-1}$  y que

$$DoF = \frac{\#S\u00edmbolos}{\#Longitud\ trama} = \frac{K \cdot M_t \cdot (M_t - 1)^{K-1}}{(M_t - 1)^K + K(M_t - 1)^{K-1}}$$

$$DoF = \frac{K \cdot M_t \cdot (M_t - 1)^{K-1}}{(M_t - 1) \cdot (M_t - 1)^{K-1} + K(M_t - 1)^{K-1}} = \frac{K \cdot M_t}{(M_t - 1) + K} = \frac{M_t K}{M_t + K - 1}$$

El objetivo de Blind Interference Alignment puede parecer imposible, sin embargo, no s\u00f3lo es posible, sino que tambi\u00e9n puede ser muy simple. Por ejemplo, en MISO BC con  $M_t = 2$  antenas en la estaci\u00f3n base y  $K = 2$  usuarios, incluso cuando el transmisor no tiene CSIT (informaci\u00f3n de estado del canal en el transmisor) y los coeficientes del canal se pueden extraer de forma continua, se demuestra que si los bloques de coherencia de los dos usuarios est\u00e1n alternados adecuadamente el valor  $4/3$  DoF es alcanzable. Si el transmisor transmite a un usuario a la vez y usa la divisi\u00f3n de tiempo ortogonal a trav\u00e9s de los usuarios, el total de DoF es la unidad.



**Figura 5-2: MISO BC con conmutaci\u00f3n de antenas alternadas ciegamente y la resultante estructura Supersymbol.**

La siguiente reflexi\u00f3n constituye la base de este cap\u00edtulo: "Si los receptores cambian ciegamente las antenas de acuerdo con un patr\u00f3n de firma predeterminado pueden crear las estructuras de bloques de coherencia alternadas para Blind Interference Alignment".

El canal de un usuario en BIA cambia en  $M_t - 1$  modos mientras el resto de usuarios permanece constante. Esto implica en el ejemplo  $M_t = K = 2$  que todos los receptores del grupo 1 conmutan en intervalos de tiempo impares y los receptores del grupo 2 conmutan en intervalos de tiempo pares. Esto crea la estructura Supersymbol

mostrada en la Figura 5-2, que es la clave para el esquema de Blind Interference Alignment. Cada Supersymbol consta de 3 símbolos. El estado del canal de todos los usuarios del grupo 1 (etiquetado como group 1 en la figura) cambia después del primer símbolo y se mantiene fijo en los últimos 2 símbolos, mientras que el estado del canal de todos los usuarios en el otro grupo (group 2 en la figura) es fijo para los 2 primeros símbolos y cambia en el último símbolo. Esta estructura Supersymbol permite alcanzar 4/3 DoF, independientemente del número de receptores en cada grupo [21].

Resumimos las características más destacadas del sistema de Blind Interference Alignment de la siguiente manera:

1. No se requiere CSIT para alinear la interferencia.
2. No se necesita la cooperación entre las antenas de transmisión. Por lo tanto los resultados BC se extienden a la configuración del canal X.
3. La ganancia de multiplexación alcanzada sin CSIT para el MISO BC con múltiples ( $M_t$ ) multidifusiones es la misma que la máxima ganancia de multiplexación posible con plena CSIT para grandes  $M_t$ .
4. La ganancia de multiplexación alcanzada sin CSIT para el canal X, es la misma que la máxima ganancia de multiplexación posible con plena CSIT.
5. La alineación se consigue mediante la codificación de más de un sólo número finito de símbolos. Esto está en contraste con las extensiones de símbolos infinitos que son necesarias para alcanzar el límite exterior del canal X incluso con CSIT perfecta.
6. No se necesita CSIR para el patrón de conmutación de la antena utilizada por cada receptor.
7. No se requiere CSIR para anular la interferencia (sin perder las dimensiones deseadas de la señal).
8. No se necesitan supuestos especiales sobre la estructura de coherencia del canal. De hecho, excepto para los patrones de antena de conmutación, los receptores pueden incluso ser estadísticamente equivalente, es decir, indistinguibles al transmisor.

## ***5.2. BIA para canales MISO BC de $M_t$ antenas transmisoras y $K$ usuarios***

**Teorema 1:** Para un canal MISO BC de  $M$  antenas transmisoras y  $K$  usuarios con una única antena, un total de  $\frac{M_t K}{M_t + K - 1}$  DoF son alcanzables, como se ha demostrado con anterioridad.

El objetivo es lograr la alineación de interferencia de aquellas señales que proyectan sombras superpuestas en los receptores no deseados a través de dos bloques.

- Bloque 1: Transmisión simultánea (Alineación de la Interferencia).
- Bloque 2: Transmisión ortogonal (Elimina la Interferencia del Bloque 1).

### Clave de Blind Interference Alignment -Bloque de alineación

Considere un canal MISO BC de  $M_t$  antenas transmisoras y  $K$  usuarios con una única antena. Por sencillez, consideramos la transmisión del mensaje para el usuario 1. Supongamos que múltiples símbolos son transmitidos para el usuario 1. Estos símbolos transmitidos para el usuario 1 causarían interferencia a todos los demás usuarios. La alineación de interferencia significa que nos gustaría mantener estos símbolos distintos en el receptor 1, pero consolidados en un subespacio más pequeño en todos los demás receptores. Lo más importante, tenemos que lograr esto sin ningún conocimiento de los coeficientes del canal.

- 1) **Patrones de conmutación de la antena alternada:** Considerar  $M_t$  intervalos de tiempo. El receptor 1 cambia su modo de antena reconfigurable en cada intervalo de tiempo para ir a través de todos los  $M_t$  modos. Todos los demás receptores, 2, 3,...,  $K$  permanecen constantes, es decir, que escuchan todas las  $M_t$  transmisiones a través del mismo canal. La estructura Supersymbol se muestra en la Figura 5-3.

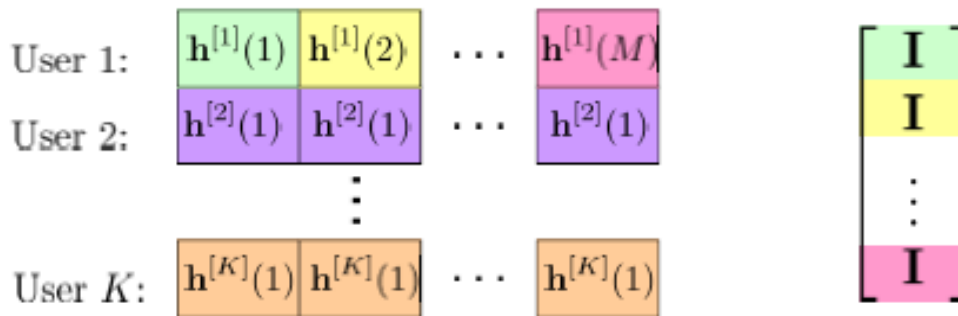


Figura 5-3: Bloque de alineación y la correspondiente matriz de formación de haz para MISO BC con  $M$  antenas transmisoras y  $K$  usuarios.

- 2) **Formación de haces:** Durante el intervalo de tiempo 1, la antena transmisora  $m$  repite el mismo símbolo  $u_m^{[1]}$  un total de  $M_t$  veces,  $\forall m \in M_t$ . Por lo que:

$$X = \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(M_t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix}}_{\text{Matriz de formación de haces de } M_t^2 \times M_t} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \\ \vdots \\ u_{M_t}^{[1]} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

donde  $I$  es la matriz identidad de  $M_t \times M_t$ . Con este esquema (ignorando AWGN), la señal recibida en el usuario 1 es:

$$\begin{aligned}
Y = \begin{bmatrix} y^{[1]}(1) \\ y^{[1]}(2) \\ \vdots \\ y^{[1]}(M_t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h^{[1]}(1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h^{[1]}(2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h^{[1]}(M_t) \end{bmatrix}_{M_t \times M_t^2} \begin{bmatrix} I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix}_{M_t^2 \times M_t} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \\ \vdots \\ u_{M_t}^{[1]} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} h^{[1]}(1) \\ h^{[1]}(2) \\ \vdots \\ h^{[1]}(M_t) \end{bmatrix}_{M_t \times M_t} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \\ \vdots \\ u_{M_t}^{[1]} \end{bmatrix} \quad (5.4)
\end{aligned}$$

*Matriz del canal de  $M_t \times M_t$  con  $\text{rank}=M_t$*

donde  $h^{[1]}(m)$ ,  $m=1, \dots, M_t$ , es el vector del canal de  $1 \times M_t$  asociado al modo predefinido  $m^{\text{th}}$  del usuario **1** y  $\mathbf{0}$  es un vector de ceros de  $1 \times M_t$ . Como podemos observar el usuario 1 accede a un rango completo, por lo tanto, las  $M_t$  secuencias de datos emiten interferencia de  $M_t$  dimensiones en el receptor 1, para lograr  $M_t$  DoF. Consideremos ahora la interferencia de los usuarios no deseados  $k = 2, \dots, K$ .

$$\begin{bmatrix} h^{[k]}(1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h^{[k]}(1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h^{[k]}(1) \end{bmatrix}_{M_t \times M_t^2} \begin{bmatrix} I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix}_{M_t^2 \times M_t} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \\ \vdots \\ u_{M_t}^{[1]} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h^{[k]}(1) \\ h^{[k]}(1) \\ \vdots \\ h^{[k]}(1) \end{bmatrix}}_{\text{rank}=1} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \\ \vdots \\ u_{M_t}^{[1]} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Como podemos observar en la ecuación (5.5) el rango de la matriz de canal efectivo es igual a 1. Por lo tanto, los  $M_t$  símbolos destinados para el usuario 1 se alinean en una sola dimensión. Por otra parte, notar que se alinean a lo largo del vector  $[1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$  de  $M_t \times 1$ , independientemente de los valores de canal. Por lo tanto, incluso si el receptor no conoce los coeficientes del canal, se puede proyectar la señal recibida en el espacio nulo del vector todos unos forzando a cero la interferencia. Esta es la clave para la cancelación de la interferencia ciega en el receptor mencionado anteriormente.

Resumiendo, la clave para BIA: Si el canal del usuario deseado cambia mientras que el de todos los usuarios no deseados sigue siendo fijo durante los  $M_t$  símbolos, entonces el transmisor puede enviar  $M_t$  secuencias de datos para el receptor deseado sin conocer todos los valores del canal de tal manera que estos haces permanecen distinguibles en el usuario deseado mientras se alinea en una dimensión a todos los demás usuarios.

La estructura Supersymbol mostrada en la Figura 5-3 servirá como bloque de construcción para el diseño de la Supersymbol. Nuestro objetivo es construir el bloque de alineación para cada usuario ya que con ello el diseño de los vectores de formación de haz se vuelve más sencillo. Como se muestra en la Figura 5-3 la matriz de formación de haz se obtiene mediante el apilamiento de la matriz identidad de  $M_t \times M_t$   $M_t$  veces. Por último, los  $M_t$  símbolos que constituyen el bloque de alineación pueden no ser necesariamente consecutivos.

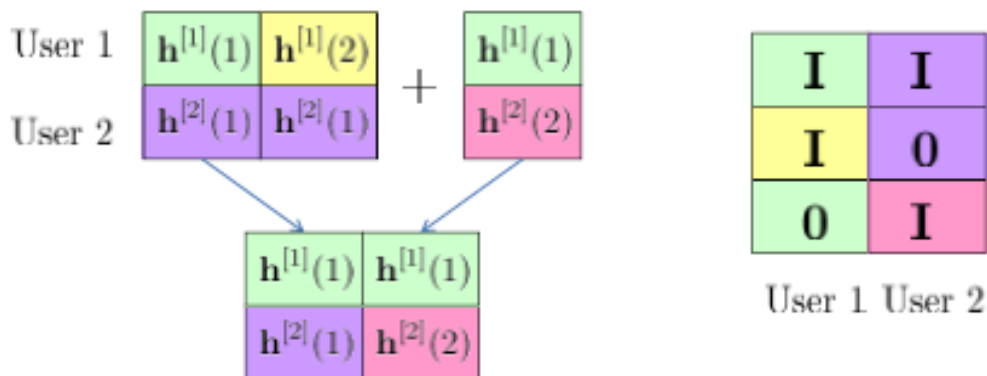
## Canal de difusión MISO de 2 antenas transmisoras y K usuarios

En esta sección, se considera un canal MISO BC de 2 antenas transmisoras y K usuarios con una única antena reconfigurable capaz de conmutar entre 2 modos predefinidos. Vamos a demostrar que un total de  $\frac{2K}{K+1}$  DoF se puede lograr.

### **✚ Canal MISO BC con 2 antenas transmisoras y 2 usuarios**

Para un canal MISO BC de 2 antenas transmisoras y 2 usuarios, nuestra meta es alcanzar  $4/3$  DoF. Esto se puede hacer mediante el envío de dos secuencias de datos a cada usuario a través de tres extensiones de símbolos. Con esta intuición, diseñamos la Supersymbol como se muestra en la Figura 5-4. Los dos primeros símbolos constituyen un bloque de alineación para el usuario 1. Para el usuario 2, diseñamos el tercer símbolo de tal manera que a través de una intercalación del primer y tercer símbolo, se convierta en un bloque de alineación.

Una vez obtenida la Supersymbol, podemos diseñar la matriz de formación de haz de  $6 \times 2$  para cada usuario de la siguiente manera. La matriz de formación de haz se construye por el apilamiento de tres matrices de  $2 \times 2$ , que es igual al número de símbolos en la Supersymbol. El  $j^{\text{th}}$ ,  $j = 1, 2, 3$ , bloque en la matriz de formación de haz para cada usuario corresponde al  $j^{\text{th}}$  símbolo en la Supersymbol. Para cada usuario, si el símbolo pertenece a su bloque de alineación, entonces el bloque correspondiente a su matriz de formación de haz es una matriz identidad de  $2 \times 2$ . De lo contrario, es una matriz de ceros de  $2 \times 2$ . Esto se ilustra en la Figura 5-4.



**Figura 5-4: Estructura Supersymbol de MISO BC con 2 antenas transmisoras y 2 usuarios.**

Puesto que los dos primeros símbolos constituyen el bloque de alineación para el usuario 1, colocamos la matriz identidad en el primer y segundo bloque, pero una matriz de ceros en el tercer bloque. Para el usuario 2, el primer y tercer símbolo constituye un bloque de alineación, por lo que colocamos la matriz identidad en el primer y tercer bloque, mientras que una matriz de ceros en el segundo bloque.

Este esquema de señalización ya garantiza la independencia lineal entre las señales deseadas y las de interferencia en los receptores. Observe que en el segundo intervalo de tiempo, el transmisor sólo transmite al usuario 1 y en el tercer intervalo de tiempo únicamente al usuario 2. Por lo tanto, como se puede observar en la Figura 5-4 la interferencia es linealmente independiente a las señales deseadas. Un argumento similar puede aplicarse al usuario 2. A continuación, debemos formalizar estas ideas a través de las matemáticas.

La señal transmitida es

$$X = \begin{bmatrix} I \\ I \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^{[2]} \\ u_2^{[2]} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

donde  $I$  es la matriz identidad de  $2 \times 2$ .  $u_1^{[i]}$ ;  $u_2^{[i]}$ ;  $i = 1, 2$  son dos secuencias de datos codificadas de forma independiente destinadas al usuario  $i$ , cada una con una DoF. Con este esquema, la señal recibida en el usuario 1 es

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y^{[1]}(1) \\ y^{[1]}(2) \\ y^{[1]}(3) \end{bmatrix}}_{y^{[1]}} = \underbrace{\begin{bmatrix} h^{[1]}(1) \\ h^{[1]}(2) \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{rank}=2} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} h^{[2]}(1) \\ 0 \\ h^{[2]}(1) \end{bmatrix}}_{\text{rank}=1} \begin{bmatrix} u_1^{[2]} \\ u_2^{[2]} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} z^{[1]}(1) \\ z^{[1]}(2) \\ z^{[1]}(3) \end{bmatrix}}_{z^{[1]}} \quad (5.7)$$

donde  $\mathbf{0}$  es un vector de ceros de  $1 \times 2$ . De la ecuación (5.7) se puede ver fácilmente que la interferencia está alineada en una dimensión a lo largo del vector  $[1 \ 0 \ 1]^T$ , mientras que las señales deseadas aparecen a través de una matriz de rango completo, y por lo tanto se pueden resolver. Además, observe que la tercera fila de las señales deseadas es cero, mientras que la del vector de interferencia es 1. Por lo tanto, cualquier combinación lineal de las señales deseadas conduce a cero la tercera fila, asegurando la independencia lineal entre ellas. Un argumento similar puede aplicarse al usuario 2, por lo que él es capaz de lograr también 2 DoF. Por lo tanto, 4 DoF se puede lograr sobre 3 extensiones de símbolos, de modo que se consiguen 4/3 DoF (normalizado).

**Observación 1:** De la ecuación (5.7) se observa que el usuario 1 puede cancelar la interferencia debido al usuario 2 simplemente restando el tercer símbolo recibido del primero. Esta operación no requiere ningún conocimiento de los valores de los coeficientes del canal en el receptor y produce una señal libre de interferencia, dejando que no afecte a la señal deseada, aunque el ruido se duplica en el primer símbolo como podemos ver en (5.8).

$$\begin{bmatrix} y^{[1]}(1) - y^{[1]}(3) \\ y^{[1]}(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h^{[1]}(1) \\ h^{[1]}(2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z^{[1]}(1) - z^{[1]}(3) \\ z^{[1]}(2) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

## ✚ Canal MISO BC con 2 antenas transmisoras y 3 usuarios

Consideremos ahora el caso de un canal MISO BC con 2 antenas transmisoras y 3 usuarios. Para este caso, tenemos que demostrar que  $\frac{3 \times 2}{3+2-1}$  DoF se pueden lograr. Tras un análisis similar al caso de dos usuarios, podemos diseñar la Supersymbol que consta de 4 símbolos de tal manera que se crean tres bloques de alineación, uno para cada usuario. La estructura Supersymbol se muestra en la Figura 5-5.

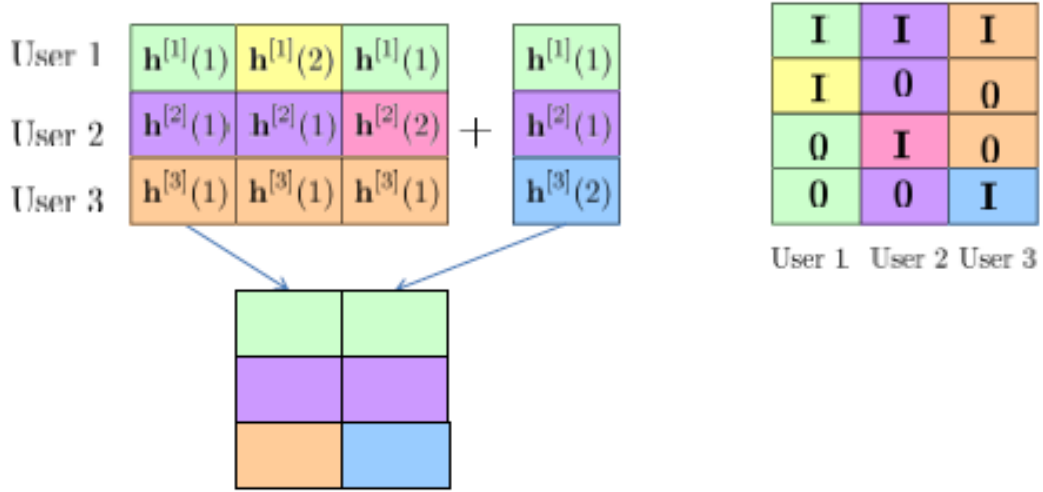


Figura 5-5: Estructura Supersymbol de MISO BC con 2 antenas transmisoras y 3 usuarios.

Tenga en cuenta que para los 3 primeros símbolos es lo mismo que para el caso de 2 usuarios. El cuarto símbolo está diseñado de tal manera que cuando se combina con el primer símbolo, se crea un bloque de alineación para el usuario 3. La matriz de formación de haz es

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

donde  $\mathbf{I}$  es la matriz identidad  $2 \times 2$  y  $\mathbf{0}$  es la matriz de ceros  $2 \times 2$ . La  $k^{\text{th}}$ ,  $k = 1, 2, 3$ , columna del bloque es para el usuario  $k$ . Queda por comprobar que las señales deseadas no se solapan con la interferencia en cada receptor, esto está garantizado por la ortogonalidad entre las señales a través de los tres últimos intervalos de tiempo, lo que lleva a la independencia lineal. Para ver esto, consideremos el usuario 1. La interferencia de usuario 2 está alineada a lo largo del vector  $[1 \ 0 \ 1 \ 0]^T$  y la interferencia de usuario 3 está alineada a lo largo del vector de  $[1 \ 0 \ 0 \ 1]^T$ . Por lo tanto, tenemos que demostrar que la siguiente matriz es de rango completo.

$$\begin{bmatrix} h^{[1]}(1) & 1 & 1 \\ h^{[1]}(2) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

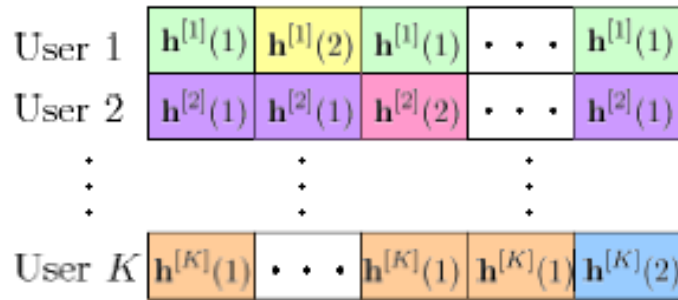


**Observación 2:** Una vez más, es de fácil verificar que cada usuario puede cancelar toda la interferencia sin necesidad de CSIR. Esto se hace, por ejemplo, en el usuario 1, restando el tercer símbolo del primero (para eliminar la interferencia del usuario 2) y restando el cuarto símbolo del primero (para eliminar la interferencia del usuario 3), dejando así únicamente la señal deseada libre de interferencia a través de los símbolos 1 y 2, aunque el coste del ruido es ahora 3 veces más fuerte para el símbolo 1.

$$\begin{bmatrix} y^{[1]}(1) - y^{[1]}(3) - y^{[1]}(4) \\ y^{[1]}(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h^{[1]}(1) \\ h^{[1]}(2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z^{[1]}(1) - z^{[1]}(3) - z^{[1]}(4) \\ z^{[1]}(2) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

### ✚ Canal MISO BC con 2 antenas transmisoras y K usuarios

Comprendido el caso para 2 y 3 usuarios, consideramos ahora el caso general para un canal MISO BC con 2 antenas receptoras y K usuarios. En general, la estructura Supersymbol se muestra en la Figura 5-6. La longitud de la trama Supersymbol consta de K + 1 símbolos. Para el usuario k, k ∈ K, el estado del canal durante los primeros k símbolos mantiene el primer valor, cambia a otro valor en el (k + 1)<sup>th</sup> símbolo y cambia de nuevo al primer valor en el (k + 2)<sup>th</sup> símbolo y permanece fijo hasta el final de la Supersymbol.



**Figura 5-6: Estructura Supersymbol de MISO BC con 2 antenas transmisoras y K usuarios.**

De acuerdo con la estructura Supersymbol, la matriz de formación de haz se puede conseguir de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} I & I & \cdots & I \\ I & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & I & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & I \end{bmatrix}_{2(K+1) \times 2K} \quad (5.12)$$

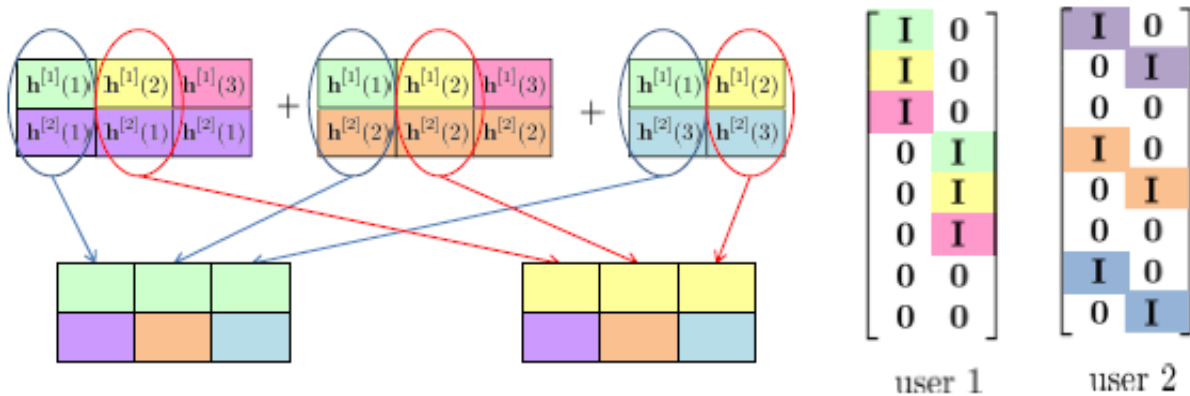
Con este esquema las señales deseadas ocupan 2 dimensiones en el espacio de las señales de K+1 dimensiones mientras toda la interferencia ocupa K - 1 dimensiones, una por cada fuente de interferencia. Queda por demostrar que para cada usuario, las señales deseadas y la interferencia son linealmente independientes. Esto está garantizado por la ortogonalidad entre las señales de los últimos K símbolos. Como resultado, cada usuario puede alcanzar 2 DoF, para un total de 2K DoF. De este modo, se consiguen  $\frac{2K}{K+1}$  DoF.

## Canal de difusión MISO de 3 antenas transmisoras y K usuarios

Cuando el número de antenas en el transmisor incrementa a 3, el problema de alineación es más difícil. Sin embargo, la idea clave, como antes, es la construcción de bloques de alineación para cada usuario. Tenga en cuenta que el bloque de alineación ahora se compone de tres símbolos. Por lo tanto, sobre el bloque de alineación, tres secuencias de datos se pueden separar en el usuario deseado sin dejar de ser alineados en una dimensión a todos los demás usuarios.

### **+** *Canal MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios*

Necesitamos demostrar que  $\frac{2 \cdot 3}{2+3-1}$  DoF son alcanzables. La Supersymbol consta de 8 símbolos como se muestra en la Figura 5-7. Como podemos ver, los 6 primeros símbolos constituyen dos bloques de alineación para el usuario 1. Por otra parte, dos bloques de alineación para el usuario 2 se pueden obtener mediante la adición de 2 símbolos adicionales y a través de una intercalación de símbolos, como se muestra en la Figura 5-7. Es importante tener en cuenta que para cada usuario los dos bloques de alineación no se superponen uno con otro, es decir, son ortogonales en el tiempo. Como resultado, 3 haces enviados a través de un bloque de alineación son ortogonales a los otros 3 haces enviados a través del otro bloque de alineación, asegurando que 6 haces se pueden separar en el usuario deseado.



**Figura 5-7: Estructura Supersymbol de MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios.**

Con la estructura Supersymbol, podemos diseñar las matrices de conformación de haz. En este caso, la matriz de formación de haz de cada usuario consta de dos columnas de bloques, cada una correspondiente a un bloque de alineación. Con estos vectores de formación de haz, la señal transmitida es

$$X = \underbrace{\begin{bmatrix} I & 0 \\ I & 0 \\ I & 0 \\ 0 & I \\ 0 & I \\ 0 & I \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\text{Usuario 1}} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \\ \vdots \\ u_6^{[1]} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \\ 0 & 0 \\ I & 0 \\ 0 & I \\ 0 & 0 \\ I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}}_{\text{Usuario 2}} \begin{bmatrix} u_1^{[2]} \\ u_2^{[2]} \\ \vdots \\ u_6^{[2]} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

donde  $\mathbf{I}$  es la matriz identidad  $3 \times 3$  y  $\mathbf{0}$  es una matriz de ceros de  $3 \times 3$ .  $u_j^{[k]}$ ,  $k = 1, 2$ ,  $j = 1, \dots, 6$ , es la  $j^{\text{th}}$  secuencia de datos codificada independientemente, que lleva una DoF, para el usuario  $k$ . La matriz de canal es una matriz diagonal por bloques con el bloque de la diagonal  $i^{\text{th}}$  correspondiente al símbolo  $i^{\text{th}}$  en la Supersymbol. Por lo tanto, la matriz de canal de usuario 1 es

$$H^{[1]} = \begin{bmatrix} h^{[1]}(1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h^{[1]}(2) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h^{[1]}(3) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h^{[1]}(1) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h^{[1]}(2) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h^{[1]}(3) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h^{[1]}(1) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h^{[1]}(2) \end{bmatrix}_{8 \times 24} \quad (5.14)$$

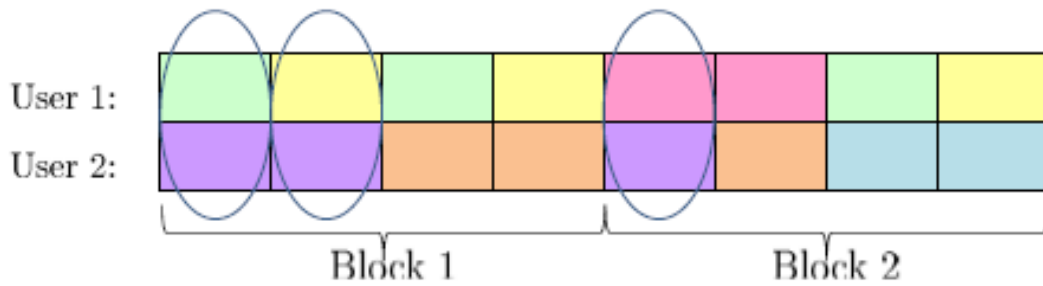
Luego, la señal recibida en el usuario 1 es

$$Y^{[1]} = \underbrace{\begin{bmatrix} h^{[1]}(1) & 0 \\ h^{[1]}(2) & 0 \\ h^{[1]}(3) & 0 \\ 0 & h^{[1]}(1) \\ 0 & h^{[1]}(2) \\ 0 & h^{[1]}(3) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\text{rank}=6} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \\ \vdots \\ u_6^{[1]} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} h^{[1]}(1) & 0 \\ 0 & h^{[1]}(2) \\ 0 & 0 \\ h^{[1]}(1) & 0 \\ 0 & h^{[1]}(2) \\ 0 & 0 \\ h^{[1]}(1) & 0 \\ 0 & h^{[1]}(2) \end{bmatrix}}_{\text{rank}=2} \begin{bmatrix} u_1^{[2]} \\ u_2^{[2]} \\ \vdots \\ u_6^{[2]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z^{[1]}(1) \\ z^{[1]}(2) \\ \vdots \\ z^{[1]}(8) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Se puede ver fácilmente que la interferencia está alineada en dos dimensiones, abarcada por dos columnas  $[1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$  y  $[0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]^T$ . Queda por comprobar que las 6 dimensiones ocupadas por la señal deseada son linealmente independientes de las dos dimensiones de interferencia. Esto es así debido a la ortogonalidad entre las señales en la séptima y octava dimensión. Por lo tanto, el usuario 1 es capaz de lograr 6 DoF. Argumentos similares se pueden utilizar para el usuario 2, de manera que se consiguen 6 DoF para él también.

Hasta ahora, hemos visto dos problemas que debemos tener en cuenta y las ideas utilizadas para resolverlos. Uno de ellos es el problema de alineación y el otro es los problemas de independencia lineal. El problema de alineación puede ser resuelto mediante la construcción de bloques de alineación que no se superponen para cada

usuario. Problemas de independencia lineal incluyen la independencia lineal de las señales deseadas en el receptor deseado y su independencia con la interferencia. Para las señales deseadas, ya hemos visto que las señales transmitidas a través de un bloque de alineación son linealmente independientes. La independencia lineal de las secuencias de datos transmitidos a través de diferentes bloques de alineación está garantizada por la ortogonalidad entre los bloques de alineación en el tiempo. La independencia lineal entre las señales deseadas y la interferencia, se asegura por la ortogonalidad de las señales en el último símbolo de cada bloque de alineación. Observe que en el último símbolo de cada bloque de alineación, sólo la señal enviada a través de este bloque de alineación está activa. Por lo tanto, después de haber sido alineado en una dimensión, el vector de interferencia es linealmente independiente con todas las demás señales.



**Figura 5-8: Estructura Supersymbol después de la reordenación de MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios.**

Para hacer las cosas sistemáticamente, podemos cambiar el orden de los símbolos en la Supersymbol y sus correspondientes filas en la matriz de formación de haz. El objetivo es separar el problema de alineación y las cuestiones de independencia lineal. En particular, agrupar los últimos símbolos de todos los bloques de alineación en un bloque al cual nos referimos como Bloque 2 como se ilustra en la Figura 5-8. La parte restante se llama Bloque 1.

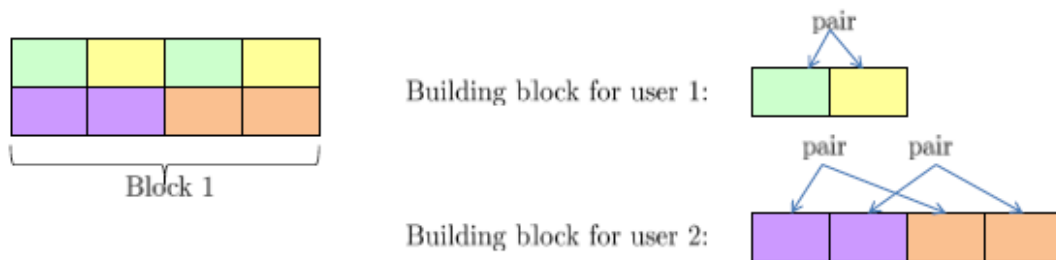
Básicamente, el Bloque 1 asegura la alineación, mientras que el Bloque 2 garantiza que las señales deseadas no se solapen con la interferencia. Tras la reordenación, la matriz de formación de haz correspondiente para el caso del canal MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios es como sigue:

$$\begin{bmatrix} I & 0 & I & 0 \\ I & 0 & 0 & I \\ 0 & I & I & 0 \\ 0 & I & 0 & I \\ I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Podemos argumentar que una vez que el Bloque 1 está diseñado, el Bloque 2 se puede determinar de forma automática.

## ✚ Estructura del Bloque 1 y diseño de los vectores de formación de haz

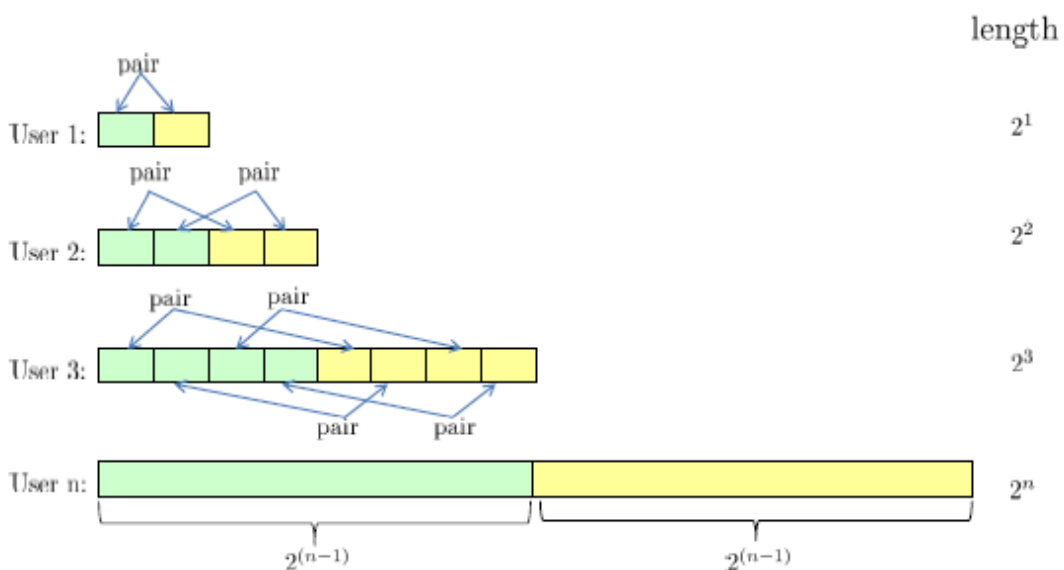
En esta sección, mostraremos cómo diseñar el Bloque 1 de la Supersymbol de un canal MISO BC con 3 antenas transmisoras y K usuarios y cómo diseñar los vectores de conformación de haz en el transmisor basado en el Bloque 1. Para entender la estructura del Bloque 1, primero consideramos un canal MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios. Primeramente notar que en el Bloque 1, ya que no hay tercer símbolo del bloque de alineación, sólo se necesitan dos valores de canal diferentes para cada usuario. Además, los símbolos en el Bloque 1 son periódicos según los bloques de construcción ilustrados en la Figura 5-9.



**Figura 5-9: Bloque 1 para MISO BC con 3 antenas transmisoras y 2 usuarios.**

Como podemos ver, la construcción del bloque del usuario 1 consta de  $2^1$  símbolos, mientras que el del usuario 2 consta de  $2^2$  símbolos. Dado que el Bloque 1 se compone de 4 símbolos, el usuario 1 tiene dos bloques de construcción, mientras que el usuario 2 tiene sólo un bloque de construcción.

En general, si existen K usuarios, entonces el Bloque 1 consta de  $2^K$  símbolos. Los estados de canal de cada usuario son periódicos en el Bloque 1 a través del bloque de construcción que se muestra en la Figura 5-10.



**Figura 5-10: Construcción de los bloques para MISO BC con 3 antenas transmisoras y K usuarios.**

Como podemos ver, el bloque de construcción del usuario  $n$  se compone de dos sub-bloques, cada uno con una longitud  $2^{n-1}$ , para un total de  $2^n$  símbolos. El estado del canal permanece fijo dentro de cada sub-bloque, mientras que cambia a través de diferentes sub-bloque. Hay  $2^{K-n}$  bloques de construcción para el usuario  $n$  en el Bloque 1 y por lo tanto, un total de  $2^{K-1}$  grupos pueden ser creados.

Por lo tanto, según la **Demostración** obtenida anteriormente el DoF normalizado es:  $DoF = \frac{3K}{K+2}$ .

### ✚ Ejemplo de un canal MISO BC con 3 antenas transmisoras y 3 usuarios

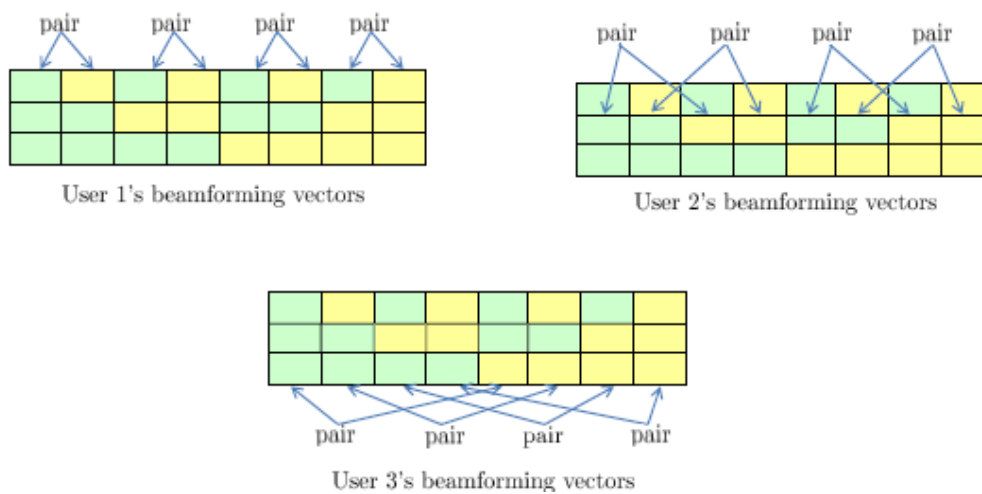


Figura 5-11: Bloque 1 para MISO BC con 3 antenas transmisoras y 3 usuarios.

Consideremos primeramente el Bloque 1. Para tres usuarios, el Bloque 1 consta de  $2^3$  símbolos. Los bloques de construcción para el usuario 1, 2 y 3 se muestran en la Figura 5-10. Por lo tanto, hay 4, 2 y 1 bloques de construcción para el usuario 1, 2 y 3, respectivamente. El Bloque 1 se ilustra en la Figura 5-11, en la que también se muestra el agrupamiento para cada usuario. Después de añadir el Bloque 2, la estructura Supersymbol completa para el caso de 3 usuarios y 3 antenas transmisoras se muestra en la Figura 5-12.

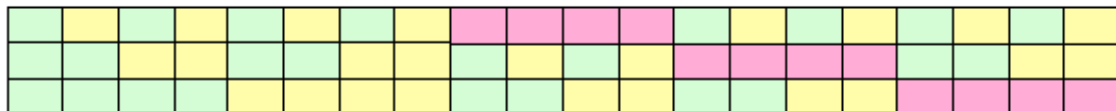


Figura 5-12: Estructura Supersymbol de MISO BC con 3 antenas transmisoras y 3 usuarios.

Las matrices de formación de haz para los usuarios 1, 2 y 3 se pueden obtener fácilmente a través de la estructura Supersymbol como:

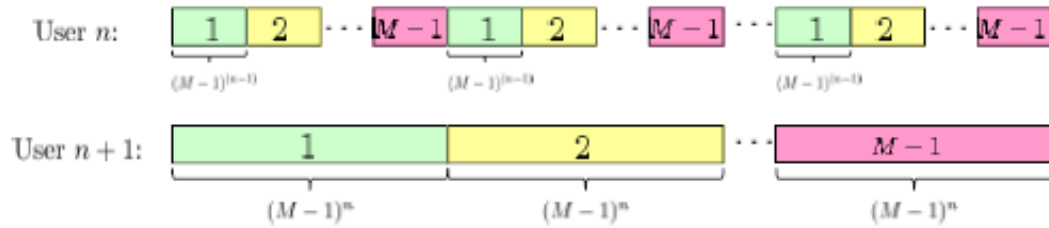


$$f_n(t) = \begin{cases} h^{[n]}(1) & t \equiv 1, 2, \dots, (M_t - 1)^{n-1} \pmod{(M_t - 1)^n} \\ h^{[n]}(2) & t \equiv (M_t - 1)^{n-1} + 1, \dots, 2(M_t - 1)^{n-1} \pmod{(M_t - 1)^n} \\ \vdots \\ h^{[n]}(j) & t \equiv (j - 1)(M_t - 1)^{n-1} + 1, \dots, j(M_t - 1)^{n-1} \pmod{(M_t - 1)^n} \\ \vdots \\ h^{[n]}(M_t - 1) & t \equiv (M_t - 2)(M_t - 1)^{n-1} + 1, \dots, (M_t - 1)^n \pmod{(M_t - 1)^n} \end{cases} \quad (5.19)$$

Tenga en cuenta que para el Bloque 1,  $t = 1, 2, \dots, (M_t - 1)^K$ , ya que la longitud del Bloque 1 es  $(M_t - 1)^K$ .

- **Paso 2: Diseño de las matrices de formación de haz:** Con el Bloque 1 diseñado, ahora podemos diseñar los vectores de conformación de haz. Cada bloque de alineación corresponde a una columna de bloques en la matriz de formación de haz, que se obtiene mediante el apilamiento de la matriz de identidad de  $M_t \times M_t$  en las filas correspondientes a los instantes de símbolos del bloque de alineación [21-22].

Tenga en cuenta que en el Bloque 1, hay  $M_t - 1$  símbolos diferentes para cada usuario. Por lo tanto, vamos a construir los primeros  $M_t - 1$  símbolos del bloque de alineación. El último símbolo para cada bloque de alineación se proporciona en el Bloque 2.



**Figura 5-14: Construcción de los bloques de los usuarios  $n$  y  $n+1$  de MISO BC con  $M$  antenas transmisoras y  $K$  usuarios.**

Tenga en cuenta que  $(M_t - 1)^n$  es la longitud de un bloque de construcción. Tenemos que comprobar que cada grupo satisface los requisitos del bloque de alineación, es decir, el estado del canal de los usuarios deseados cambia, mientras que la de todos los demás usuarios se mantiene constante en cada grupo. Ahora calculamos los valores del canal en estos intervalos de tiempo por (5.19). Se puede observar fácilmente que los restos de estos intervalos de tiempo divididos por  $(M_t - 1)^n$  son como sigue:

$$i, i + (M_t - 1)^{n-1}, \dots, i + (M_t - 2)(M_t - 1)^{n-1} \quad i = 1, 2, \dots, (M_t - 1)^{n-1} \quad (5.20)$$

Por lo tanto, de acuerdo con (5.19), los valores de los canales en estos intervalos de tiempo son  $h^{[n]}(1), h^{[n]}(2), \dots, h^{[n]}(M_t - 1)$ . Como resultado, todos los grupos satisfacen el requisito de la estructura de bloque de alineación.

- **Paso 3: Diseño del Bloque 2:** Una vez que el Bloque 1 está diseñado, el Bloque 2 se puede determinar fácilmente. Recordemos que en el Bloque 1, creamos los primeros  $M_t - 1$  símbolos del bloque de alineación. Por lo tanto, en el Bloque 2, cada símbolo se sirve como el último símbolo para cada grupo en el Bloque 1 para crear un bloque



de alineación. Dado que para cada usuario, hay  $(M_t - 1)^{K-1}$  grupos, un total de  $K(M_t - 1)^{K-1}$  símbolos son necesarios para los  $K$  usuarios del Bloque 2. Ahora podemos determinar los valores de los canales en el Bloque 2. Dividimos el Bloque 2 en  $K$  sub-bloques, uno con longitud  $(M_t - 1)^{K-1}$ . En el sub-bloque  $n$ , ofrecemos el último símbolo para el usuario  $n$ . Por lo tanto, los canales del usuario  $n$  son iguales a  $h^{[n]}(M_t)$  en el sub-bloque  $n$ . Para el resto de los usuarios, cada uno de los  $(M_t - 1)^{K-1}$  símbolos en el sub-bloque  $n$  se fija para ser igual al valor de su grupo correspondiente. Como hemos demostrado antes, el canal de cada grupo se mantiene fijo en el usuario deseado. Por lo tanto, para determinar cada símbolo en el sub-bloque  $n$  para el usuario  $j = 1, \dots, N - 1, n + 1, \dots, K$ , podemos encontrar el primer instante de tiempo de su grupo correspondiente en el Bloque 1, y luego lo ponemos para que sea igual al valor del canal en ese instante de tiempo.

Cada usuario obtiene  $M_t(M_t - 1)^{K-1}$  DoF sobre  $(M_t - 1)^K + K(M_t - 1)^{K-1}$  extensiones de símbolos con este esquema. Por lo tanto, el total de DoF normalizado es igual a  $\frac{KM_t(M_t-1)^{K-1}}{(M_t-1)^K + K(M_t-1)^{K-1}} = \frac{M_t K}{M_t + K - 1}$ .

### 5.3. Tasa alcanzable para canales MISO BC $(M_t \times 1)$ de $K$ usuarios a través de forzando a cero la interferencia en el receptor

En esta sección, se deduce una expresión para la tasa alcanzable mediante el esquema BIA y a través de forzando a cero la interferencia en el receptor. El resultado se presenta en el siguiente teorema.

**Teorema 2:** Para un canal MISO BC de  $M_t$  antenas transmisoras y  $K$  usuarios, la tasa de suma alcanzable a través de forzando a cero la interferencia en cada usuario, es

$$R = \sum_{k=1}^K \frac{1}{M_t + K - 1} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{(M_t + K - 1)P}{M_t^2 K} H^{[k]} H^{[k]\dagger} \right) \right] \quad (5.21)$$

donde

$$H^{[k]} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[k]}(1) \\ \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[k]}(2) \\ \vdots \\ \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[k]}(M_t - 1) \\ \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[k]}(M_t) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

El error de aproximación está limitado por la SNR cuando tiende a infinito. Podemos aproximar la tasa alcanzable a una SNR alta de la siguiente manera.

$$\begin{aligned}
R &\approx \sum_{k=1}^K \frac{1}{M_t + K - 1} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{(M_t + K - 1)P}{M_t^2 K} H^{[k]} H^{[k]\dagger} \right) \right] \\
&= \frac{1}{M_t + K - 1} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( \frac{(M_t + K - 1)P}{M_t^2 K} \bar{H}^{[k]} \bar{H}^{[k]\dagger} \right) \right] - \frac{(M_t - 1) \log K}{M_t + K - 1} \quad (5.23)
\end{aligned}$$

donde

$$\bar{H}^{[k]} = \begin{bmatrix} h^{[k]}(1) \\ h^{[k]}(2) \\ \vdots \\ h^{[k]}(M_t - 1) \\ h^{[k]}(M_t) \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

**Demostración:** Partimos del caso de 2 antenas transmisoras y 2 usuarios. Debido a la simetría, consideremos el usuario 1. La señal recibida en el usuario 1 está dada por (5.7). La interferencia está alineada a lo largo de  $[1 \ 0 \ 1]^T$ . Para forzar a cero la interferencia, tenemos que proyectar la señal recibida sobre un subespacio de dimensión 2 que sea ortogonal a  $[1 \ 0 \ 1]^T$ . Se puede observar que las filas de la siguiente matriz forman una base ortonormal de este subespacio.

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Por lo tanto, después de la proyección, la señal es

$$P y^{[1]} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} h^{[1]}(1) \\ h^{[1]}(2) \end{bmatrix}}_{H^{[1]}} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \end{bmatrix} + \tilde{z} \quad (5.26)$$

donde  $\tilde{z} = Pz$  es el ruido, todavía blanco, después de la proyección. De este modo, el receptor 1 tiene acceso a un rango completo del canal MIMO de  $2 \times 2$ . En esencia, el forzar a cero hace que el receptor utilice la interferencia recibida sobre el último intervalo de tiempo de cada bloque de alineación para cancelar la interferencia recibida en los intervalos de tiempo anteriores a aquel bloque de alineación. Puesto que no hay CSIT, asignamos igual potencia a cada secuencia de datos, es decir,  $3P/8$  por secuencia de datos de tal manera que la limitación de potencia media de tres intervalos de tiempo es satisfactoria. Por lo tanto, la tasa alcanzable para el usuario 1 por intervalo de tiempo es

$$R^{[1]} = \frac{1}{3} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{3P}{8} H^{[1]} H^{[1]\dagger} \right) \right] \quad (5.27)$$

Debido a la simetría, el usuario 2 es capaz de lograr

$$R^{[2]} = \frac{1}{3} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{3P}{8} H^{[2]} H^{[2]\dagger} \right) \right] \quad (5.28)$$

donde

$$H^{[2]} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} h^{[2]}(1) \\ h^{[2]}(2) \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Para un canal MISO BC de 2 antenas transmisoras y K usuarios, a partir de (5.12), se puede observar que los subespacios del usuario 1 ocupados por la señal deseada y la interferencia son abarcados por las dos primeras columnas y las últimas K -1 columnas de la siguiente matriz, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} h^{[1]}(1) & 1 & \dots & 1 \\ h^{[1]}(2) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{(K+1) \times (K+1)} \quad (5.30)$$

Se puede observar que las filas de la siguiente matriz forman una base ortonormal del subespacio ortogonal al subespacio generado por la interferencia.

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{K}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{K}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{K}} \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{2 \times (K+1)} \quad (5.31)$$

Después de la proyección, la señal es

$$y^{[1]'} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[1]}(1) \\ h^{[1]}(2) \end{bmatrix}}_{H^{[1]}} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \end{bmatrix} + \tilde{z} \quad (5.32)$$

Con la asignación de la misma potencia a cada secuencia de datos y con la restricción de potencia media, la tasa del usuario de 1 es

$$R^{[1]} = \frac{1}{K+1} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{(K+1)P}{4K} H^{[1]} H^{[1]\dagger} \right) \right] \quad (5.33)$$

Debido a la simetría, el usuario k es capaz de lograr

$$R^{[k]} = \frac{1}{K+1} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{(K+1)P}{4K} H^{[k]} H^{[k]\dagger} \right) \right] \quad (5.34)$$

donde

$$H^{[k]} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[k]}(1) \\ h^{[k]}(2) \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Ahora consideremos el caso 3 antenas transmisoras y 2 usuarios. La diferencia con el caso de 2 antenas transmisoras y  $K$  usuarios, es que cada usuario tiene más de un bloque de alineación. Considere la señal recibida en el usuario 1 que viene dada por (5.15). Puesto que dos columnas del bloque son ortogonales, podemos primero decodificar las señales a lo largo de la columna del primer bloque para descartar tres dimensiones ocupadas por la señal deseada a lo largo de la columna del segundo bloque en el espacio de la señal recibida. Por lo tanto, en los 5 subespacio restantes del espacio de la señal de 8 dimensiones, las señales deseadas son a lo largo de las tres primeras columnas y la interferencia son a lo largo de las dos últimas columnas de la siguiente matriz.

$$\begin{bmatrix} h^{[1]}(1) & 1 & 0 \\ h^{[1]}(2) & 0 & 1 \\ h^{[1]}(3) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{5 \times 5} \quad (5.36)$$

La matriz de proyección es

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

Después de la proyección, la señal es

$$y^{[1]'} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} h^{[1]}(1) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} h^{[1]}(2) \\ h^{[1]}(3) \end{bmatrix}}_{H^{[1]}} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \\ u_3^{[1]} \end{bmatrix} + \tilde{z} \quad (5.38)$$

Por lo tanto, la tasa para tres secuencias de datos a través de 8 extensiones de símbolos es

$$R^{[1]'} = \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{2P}{9} H^{[1]} H^{[1]\dagger} \right) \right] \quad (5.39)$$

Debido a la simetría, la tasa para las otras tres secuencias de datos transmitidos a través de otro bloque de alineación es la misma. Por lo tanto,  $2R^{[1]'}$  se puede lograr a través de 8 extensiones de símbolos. Por lo tanto, la tasa normalizada es

$$R^{[1]} = \frac{1}{4} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{2P}{9} H^{[1]} H^{[1]\dagger} \right) \right] \quad (5.40)$$

Con un argumento similar, podemos obtener la tasa del usuario 2 al cambiar el índice de usuario 1 a 2.

En el caso general de  $M_t$  antenas transmisoras y  $K$  usuarios, para decodificar  $M_t$  secuencias de datos a través de un bloque de alineación, podemos descartar dimensiones ocupadas por todas las señales deseadas transmitidas a través de todos los demás bloques de alineación, ya que son ortogonales en el tiempo [23]. Para minimizar las interferencias, podemos utilizar la señal de interferencia recibida durante el último símbolo de cada bloque de alineación para cancelar la interferencia recibida sobre los símbolos anteriores del bloque de alineación. Debido a que la interferencia es la misma sobre todos los símbolos de cada bloque de alineación debido a la codificación de repetición y a que la interferencia es ortogonal en el último símbolo de todos los bloques de alineación.

$$\begin{bmatrix} H_{1:M_t-1}^{[k]} & I & I & \cdots & I \\ 0_{(M_t-1) \times M_t} & I & 0 & \cdots & 0 \\ 0_{(M_t-1) \times M_t} & 0 & I & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{(M_t-1) \times M_t} & 0 & 0 & \cdots & I \\ h^{[k]}(M_t) & 0_{1 \times (M_t-1)} & 0_{1 \times (M_t-1)} & 0_{1 \times (M_t-1)} & 0_{1 \times (M_t-1)} \end{bmatrix}_{(KM_t-K+1) \times (M_t+(K-1)(M_t-1))} \quad (5.41)$$

donde  $I$  es la matriz identidad de  $(M_t - 1) \times (M_t - 1)$  y  $0$  es la matriz de ceros de  $(M_t - 1) \times (M_t - 1)$ .

$$H_{1:M_t-1}^{[k]} = \begin{bmatrix} h^{[k]}(1) \\ h^{[k]}(2) \\ \vdots \\ h^{[k]}(M_t - 1) \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

Por lo tanto la matriz proyectada es

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{K}} I & -\frac{1}{\sqrt{K}} I & -\frac{1}{\sqrt{K}} I & \cdots & -\frac{1}{\sqrt{K}} I & 0 \\ 0_{1 \times (M_t-1)} & 0_{1 \times (M_t-1)} & 0_{1 \times (M_t-1)} & 0_{1 \times (M_t-1)} & 0_{1 \times (M_t-1)} & 1 \end{bmatrix}_{M_t \times (KM_t-K+1)} \quad (5.43)$$

A continuación, la señal recibida después del forzamiento a cero es

$$y^{[k]'} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[k]}(1) \\ \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[k]}(2) \\ \vdots \\ \frac{1}{\sqrt{K}} h^{[k]}(M_t - 1) \\ h^{[k]}(M_t) \end{bmatrix}}_{H^{[k]}} \begin{bmatrix} u_1^{[k]} \\ u_2^{[k]} \\ \vdots \\ u_{M_t}^{[k]} \end{bmatrix} + \tilde{z} \quad (5.44)$$

Con la asignación de igual potencia a cada secuencia de datos, la tasa alcanzada para  $M_t$  secuencias de datos en un bloque de alineación es

$$R^{[k]'} = \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{(K + M_t - 1)P}{M_t^2 K} H^{[k]} H^{[k]\dagger} \right) \right] \quad (5.45)$$

Puesto que hay un total de  $(M_t - 1)^{K-1}$  bloques de alineación, y un total de  $(M_t - 1)^K + K(M_t - 1)^{K-1}$  intervalos de tiempo, la tasa normalizada para el usuario  $k$  es

$$\begin{aligned} R^{[k]} &= \frac{(M_t - 1)^{K-1}}{(M_t - 1)^K + K(M_t - 1)^{K-1}} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{(K + M_t - 1)P}{M_t^2 K} H^{[k]} H^{[k]\dagger} \right) \right] \\ &= \frac{1}{M_t + K - 1} \mathbb{E} \left[ \log \det \left( I + \frac{(K + M_t - 1)P}{M_t^2 K} H^{[k]} H^{[k]\dagger} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.46)$$

## 5.4. Gastos generales CSIT y CSIR

Una ventaja clave de BIA es que no tiene gastos generales de CSIT. Al contrario que en sistemas tales como LZFB en que cada usuario tiene primero que estimar la CSI basada en la estimación de los pilotos (EPs) del enlace descendente transmitidos por la estación base (BS). Los pilotos proporcionan la CSIR para apoyar la detección coherente (CD) por los usuarios.

Según LZFB permitir que  $\theta_{csi}$  y  $\theta_{cd}$  denoten la fracción del recurso total del enlace descendente transmitido utilizado en la EPs por la antena transmisora, y utilizado en los pilotos de la CD por usuario, respectivamente. Los gastos generales de la realimentación (FB), en una banda de frecuencia diferente en un sistema de Frequency Division Duplex (FDD), es un costo para el sistema que debe tenerse en cuenta. Dejamos que  $\theta_{fb}$  sea la fracción por usuario por antena transmisora del total de recursos transmitidos en el enlace descendente que tiene que ser reasignado en el enlace ascendente para apoyar la realimentación [24].

Dado que BIA no requiere CSIT,  $\theta_{csi} = \theta_{fb} = 0$ . Dejamos que  $\theta_{cd}$  denote los gastos generales de pilotos en la CD por antena transmisora en BIA. Tenga en cuenta que para CD cada usuario tiene que estimar el canal entre cada antena de transmisión y cada uno de sus modos de antena de recepción. Así, en el mejor caso los gastos generales de piloto en la CD crece como  $M\theta_{cd}$ , y en el peor de los casos se escala como  $M^2\theta_{cd}$ . Por lo tanto, los gastos generales de la CSIR en la CD de BIA de hecho, pueden ser más grandes que la de LZFB. La Tabla 5-1 resume los gastos generales de un sistema celular con  $M$  antenas por BS sirviendo a  $K$  usuarios, y un sistema de clúster en grupos de  $C = 2$  BS adyacente, cada uno con  $M$  antenas, sirven a  $K$  usuarios utilizando  $M' = 2M$  antenas. Los valores exactos de  $\theta_{csi}$ ,  $\theta_{fb}$ ,  $\theta_{cd}$  y  $\theta_{cd}'$ , y la escala de cada uno, depende del diseño del sistema, SNR y SINR, los tiempos de coherencia y anchos de banda de los canales.

Tipo	Entornos	Celulares	Clúster	C=2
	LZFB	BIA	LZFB	BIA
EPs	$M\theta_{csi}$	0	$2M\theta_{csi}$	0
FB	$K\theta_{fb}$ para $KM\theta_{fb}$	0	$K\theta_{fb}$ para $2KM\theta_{fb}$	0
CD	$K\theta_{cd}$	$M\theta_{cd}$ para $M^2\theta_{cd}$	$K\theta_{cd}$	$2M\theta_{cd}$ para $4M^2\theta_{cd}$

Tabla 5-1: Resumen de los gastos generales para sistemas celulares y clúster.

## 5.5. Entornos celulares y clúster basado en BIA

Como se podrá observar BIA puede eliminar la interferencia Intra-celda, es decir, la interferencia entre los usuarios de una misma celda en un canal MISO BC. Pero a la hora de aplicarlo a un entorno celular genera interferencia entre las celdas (Inter-celda) de las diferentes BS. A pesar de ello es un esquema muy atractivo para un entorno celular, ya que no necesita CSIT ni coordinación. Por todo ello vamos a realizar una serie de simulaciones con sus respectivos comentarios en el Capítulo siguiente.

Consideramos una topología bidimensional (2D) como se muestra en la Figura 5-16 con  $B = 14$  celdas de radio celular  $R$ . En cada celda, hay una BS de  $M$  antenas situada en el centro. Asumimos un modelo de pérdida de trayectoria genérica  $g(d)$  que en nuestras simulaciones de 3 y 21 celdas del Capítulo siguiente se ha obtenido por un modelo de pérdidas log-normal para entornos urbanos.

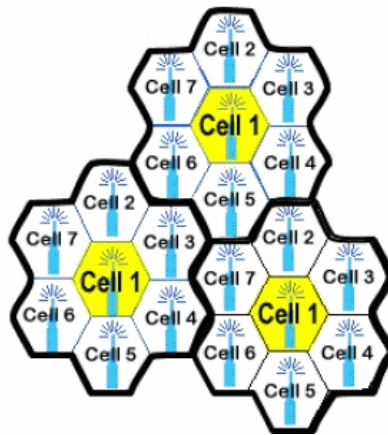
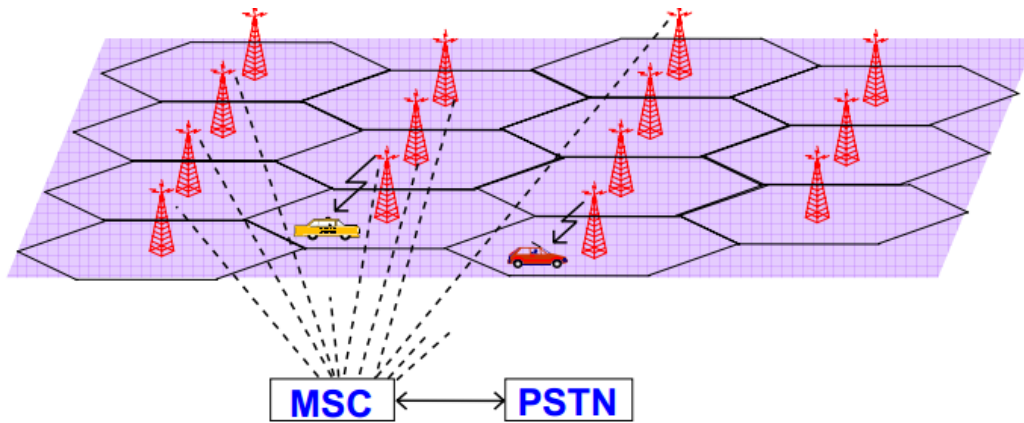


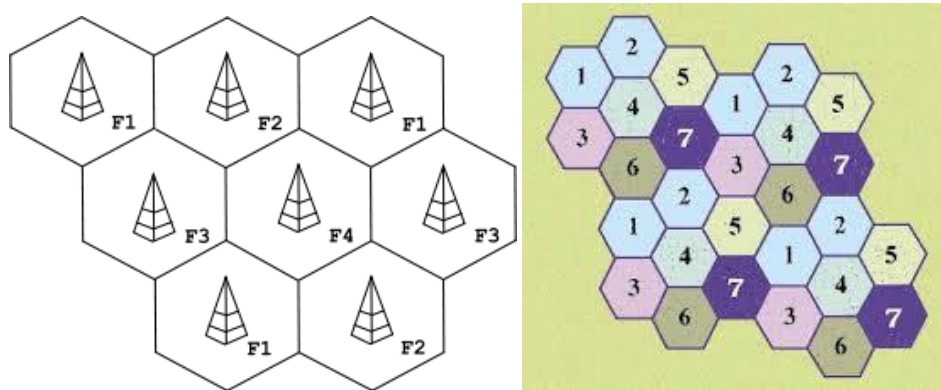
Figura 5-15: Modelo de un entorno celular de 7 celdas con tres clúster.

La Figura 5-16 muestra un ejemplo de entorno celular, donde las BSs sirven a grupos de usuarios al mismo tiempo que se encuentran a una distancia  $d$  de su BS.



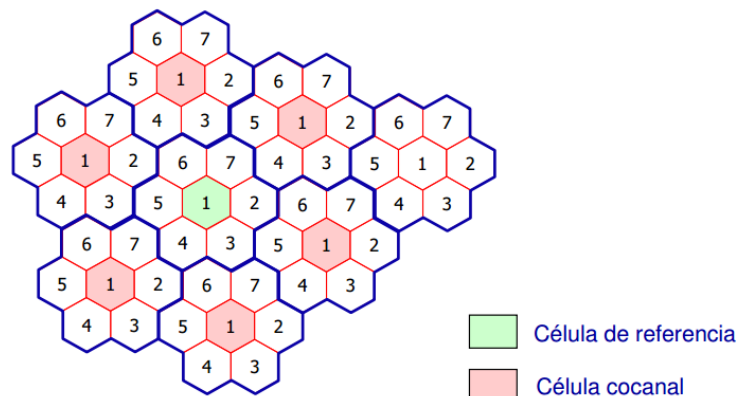
**Figura 5-16: Red celular bidimensional.**

Una forma de aumentar la SNR (SINR) para usuarios de teléfonos móviles de última generación es usar reutilización de frecuencia (FR) como se muestra en la Figura 5-17. La reutilización de frecuencias sin embargo reduce el número de recursos de transmisión disponibles para cada estación, y puede perjudicar el rendimiento. Dichas redes celulares son las primeras redes bidimensionales que se han realizado.



**Figura 5-17: Patrón de reutilización de frecuencia en clúster de 4 y 7 celdas.**

Ahora pasamos al diseño del propio escenario, que será implementado con celdas hexagonales quedando las estaciones bases en su centro como se muestra en la Figura 5-18.



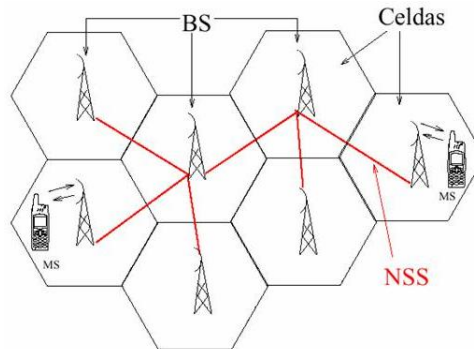
**Figura 5-18: Diseño del escenario de la Red celular para agrupaciones de 7 celdas.**



En esta sección vamos a considerar el desempeño de los sistemas de LZFB y BIA en cada uno de los siguientes dos escenarios arquitectónicos:

- **Escenario 1:** (telefonía móvil, reutilización de frecuencias 1) Las celdas transmiten simultáneamente con factor de reutilización de frecuencias 1. Todas las celdas funcionan de la misma manera, de forma independiente, sirviendo en cada intervalo a un subconjunto de todos los usuarios que residen en el mismo lugar relativo dentro de su celda.
- **Escenario 2:** (telefonía móvil, reutilización de frecuencias 2) una BS transmite sólo en la mitad de la banda total, con el doble de potencia de transmisión. Las celdas indexadas impares (pares) emplean transmisiones simultáneas en las bandas impares (pares), y son silenciosas en bandas pares (impares). Como en la reutilización de frecuencias 1 de telefonía móvil, las celdas transmiten de forma independiente y sirven en un intervalo dado a los usuarios que residen en el mismo lugar relativo dentro de su celda.

Para cada escenario, se examinan las tasas de transmisión de los esquemas LZFB y BIA, asumiendo igual asignación de potencia para cada secuencia de datos e igual potencia transmitida en cada intervalo de tiempo [24-25].



**Figura 5-19: Funcionamiento del sistema móvil.**

Para LZFB  $K(d) \leq \min(M, K_{\max})$  donde  $K_{\max}$  denota el número de usuarios en el mismo lugar. A continuación, la señal recibida  $y^{[k]}$  para el usuario  $k$  en la celda 0 está dada por:

$$y^{[k]} = \underbrace{\sqrt{g(|d|)}h_0^{[k]}x_0^{[k]}}_{\text{Señal deseada}} + \underbrace{\sum_{b \neq 0} \sum_{i=1}^K \sqrt{g(|d-b|)}h_b^{[k]}x_b^{[i]}}_{\text{Interferencia}} + \underbrace{z^{[k]}}_{\text{Ruido}} \quad (5.47)$$

donde  $x_b^{[i]} = w_b^{[i]}u_b^{[i]} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  es el vector de señal transmitida propuesto para el usuario  $i$  en  $c_b$ , y  $w_b^{[i]}$  y  $u_b^{[i]}$  son los vectores de norma unitaria de la formación de haz y la secuencia que lleva el mensaje del usuario  $i$  en  $c_b$  respectivamente, y debido a la precodificación de LZFB  $h_0^{[k]}w_0^{[i]} = 0$  para  $i \neq k$ . Además,  $h_b^{[k]} \in \mathbb{CN}(0, I)$  denota la potencia normalizada del vector de canales de  $1 \times M_t$  entre el usuario  $k$  en la celda 0 y la

BS en la celda b,  $|d - b|$  denota la distancia entre la BS en la celda b y los usuarios en la celda 0. La tasa ergódica de usuarios por celda por banda para LZFB es:

$$R_{FR-1}^{ZF}(d) = \max_{1 \leq K \leq \min(M_t, K_{max})} R_1^{ZF}(d; K) \quad (5.48)$$

mediante el cual  $R_1^{ZF}(d; K)$  indica la tasa máxima alcanzable a largo plazo proporcionada en la ubicación relativa  $d$  cuando cada BS sirve a  $K$  usuarios en la ubicación relativa  $d$  de su celda, y viene dada por

$$R_1^{ZF}(d; K) = \sum_{k=1}^K \mathbb{E} \left[ \log \left( 1 + \frac{g(|d|) |h_0^{[k]} w_0^{[k]}|^2 \frac{1}{K}}{1 + \sum_{b \neq 0} \frac{g(|d-b|)}{K} \sum_{i=1}^K |h_b^{[k]} w_b^{[i]}|^2} \right) \right] \quad (5.49)$$

Para ilustrar la operación BIA en el escenario 1, consideramos en primer lugar el caso de que dos usuarios se sirven de forma simultánea en cada celda con  $M_t = 2$  antenas. Nosotros usamos la misma estructura de la matriz de Beamforming en cada celda, por lo que la BS en cada celda envía 2 símbolos para cada usuario servido en su celda sobre tres intervalos de tiempo. Denotando mediante  $y^{[k]}$  el vector  $3 \times 1$  recibido del usuario  $k$  en la celda 0, tenemos

$$y^{[1]} = \underbrace{H_0^{[1]} x_0}_{\text{Para } c_0} + \sum_{b \neq 0} \underbrace{H_b^{[1]} x_b}_{\text{Para } c_b} + z^{[1]} \quad (5.50)$$

donde

$$H_b^{[1]} = \sqrt{g(|d-b|)} \left[ \text{diag}(h_b^{[1]}(1), h_b^{[1]}(2), h_b^{[1]}(1)) \right] \quad (5.51)$$

y  $x_b$  está dado por  $x$

$$x = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} I \\ I \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^{[1]} \\ u_2^{[1]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} I \\ 0 \\ I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^{[2]} \\ u_2^{[2]} \end{bmatrix} \quad (5.52)$$

con las dos secuencias de datos del usuario  $k$  reemplazadas por  $u_b^{[k]} = [u_{b,1}^{[k]}, u_{b,2}^{[k]}]^T$ .  $h_b^{[k]}(n)$  denota el vector del canal entre el modo  $n^{\text{th}}$  de la antena del usuario  $k$  en la celda 0 y la BS en la celda b. El usuario 1 puede eliminar la interferencia causada por el usuario 2 restando  $1/\sqrt{3}$  veces la tercera entrada de  $y^{[1]}$  a  $\sqrt{2/3}$  veces la primera entrada de  $y^{[1]}$ . Donde  $I$  es la matriz identidad de  $2 \times 2$  y  $0$  es la matriz de ceros de  $2 \times 2$ . En general en el usuario  $k$ , obtenemos un canal efectivo MIMO de  $2 \times 2$  de la forma:

$$\bar{y}^{[k]} = \bar{H}_0^{[k]} u_0^{[k]} + \sum_{b \neq 0} \bar{H}_b^{[k]} u_b^{[k]} + \bar{z}^{[k]} \quad (5.53)$$

donde

$$\bar{H}_b^{[k]} = \sqrt{g(|d-b|)} \left[ \frac{1}{\sqrt{3}} h_b^{[k]T}(1) \quad h_b^{[k]T}(2) \right]^T \quad (5.54)$$

y el vector de ruido  $\bar{z}^{[k]} \sim CN(0, I)$ . Tenga en cuenta que además de haber eliminado la interferencia del usuario 2 en la celda 0, el esquema de BIA en el receptor 1 también ha eliminado la interferencia de las transmisiones del usuario 2 para todas las demás celdas. La idea consiste en sincronizar la SuperSymbol de tal modo que la parte del Bloque 2 actúe como un sumidero de interferencia, donde se recibe la interferencia Intra-celda y la Inter-celda. Para el caso

$$\bar{H}_b^{[k]} = \sqrt{g(|d-b|)} \left[ \frac{h_b^{[k]T}(1)}{\sqrt{2K-1}}, \dots, \frac{h_b^{[k]T}(M_t-1)}{\sqrt{2K-1}}, h_b^{[k]T}(M_t) \right]^T \quad (5.55)$$

Comparando la expresión de BIA (5.53 y 5.54) y la expresión LZFB asociada a (5.47), vemos una importante ventaja de BIA para eliminar la interferencia. Explotando (5.53 y 5.54) mediante el tratamiento de la interferencia restante como el ruido, la tasa de ergódica de los usuarios por celda por banda puede ser expresada como:

$$R_{FR-1}^{BIA}(d) = \max_{2 \leq K \leq \min(M_t, K_{max})} \frac{K}{M_t + K - 1} R_1^{BIA}(d; K) \quad (5.56)$$

donde

$$R_1^{BIA}(d; K) = \mathbb{E} \log \left| I + \frac{\bar{H}_0^{[k]} \bar{H}_0^{[k]H}}{M_t} \left( \underbrace{\mathbb{E} \left[ I + \sum_{b \neq 0} \frac{\bar{H}_b^{[k]} \bar{H}_b^{[k]H}}{M_t} \right]}_{\text{Interferencia Inter-celda}} \right)^{-1} \right| \quad (5.57)$$

Donde  $H_b$  es el término de interferencia Inter-celda, por lo que la expresión 5.57 es similar al caso sin interferencia de la ecuación 5.46 suprimiendo la interferencia Inter-celda, que la señalada en la ecuación 5.57.

Expresiones de la tasa alcanzable para LZFB y BIA se pueden derivar de manera similar para el escenario 2.

## 5.6. Asignación óptima de recursos para BIA en SNR finita

Hasta ahora el planteamiento de BIA ha estado centrado en el caso de que la SNR tienda a infinito, como hemos visto anteriormente en su aplicación a entornos celulares. Además hemos comprobado que BIA obtiene los DoF óptimos para un sistema de  $M_t$  antenas transmisoras y  $K$  usuarios sin CSIT. Por lo tanto para SNR's que tienden a infinito está demostrado que cuantos más usuarios se sumen sobre el mismo recurso, mejor. Sin embargo, a SNR finita, conforme aumenta el número de usuarios, hay un punto donde el incremento de ruido debido a la resta de interferencia supera la

ventaja de añadir un usuario más. Esto es muy parecido al problema de un depósito de agua (SNR), en el cual tienes que ir repartiendo el agua entre los usuarios que tienen sed y hay un momento en el que después de tanto dividir acabas penalizando el beneficio global.

Por lo mencionado anteriormente, procedemos a estudiar una combinación de un esquema ortogonal junto con BIA donde la propia interferencia Intra-celda puede utilizar un esquema de reutilización de frecuencias (FR). Es decir, que además de la reutilización de frecuencia interna en la propia celda puede haber una reutilización de frecuencias externa con el resto de las celdas. Por ejemplo, Si el ancho de banda total es  $BW_{\text{total}}$  y lo divides en  $BW_1$  y  $BW_2$ , repartido en 4 celdas y dentro de cada  $BW_i$  siendo  $i = 1, 2$ , asignado a una celda cualquiera, se divide en tres partes  $BW_{i_1}$ ,  $BW_{i_2}$  y  $BW_{i_3}$ .

### Planteamiento del problema

Supongamos un sistema MISO donde el transmisor está equipado con  $M_t$  antenas que sirven a una cantidad total de  $K$  usuarios. Si BIA estándar se aplica a un esquema de reutilización de frecuencia completa (FF), la tasa alcanzada por el usuario  $k$ -ésimo viene dado por:

$$R_{FF}^{[k]} = \frac{1}{M_t + K - 1} \mathbb{E} \log \left| I + \frac{M_t + K - 1}{KM_t^2} H^{[k]} H^{[k]H} R_z^{-1} \right| \quad (5.62)$$

donde

$$R_z = \begin{bmatrix} KI_{M-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.63)$$

Sin embargo, se sabe que BIA implica una amplificación del ruido debido a la resta de interferencia y esto a su vez implica a una SNR alta. Supongamos ahora que una estrategia de reutilización de frecuencia (FR) se lleva a cabo con el objetivo de reducir al mínimo la amplificación del ruido, lo que implica dividir el ancho de banda disponible. Si el ancho de banda se divide en  $\alpha$  porciones que sirven a  $\frac{K}{\alpha}$  usuarios cada una, la tasa alcanzada por el usuario  $k$ -ésimo se puede escribir como

$$R_{FR}^{[k]} = \left( \frac{1}{\alpha} \right) \times \left( \frac{1}{M_t + \frac{K}{\alpha} - 1} \right) \mathbb{E} \log \left| I + \frac{M_t + \frac{K}{\alpha} - 1}{\frac{K}{\alpha} M_t^2} H^{[k]} H^{[k]H} R_z^{-1} \right| \quad (5.64)$$

donde

$$R_z = \begin{bmatrix} \frac{K}{\alpha} I_{M-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.65)$$

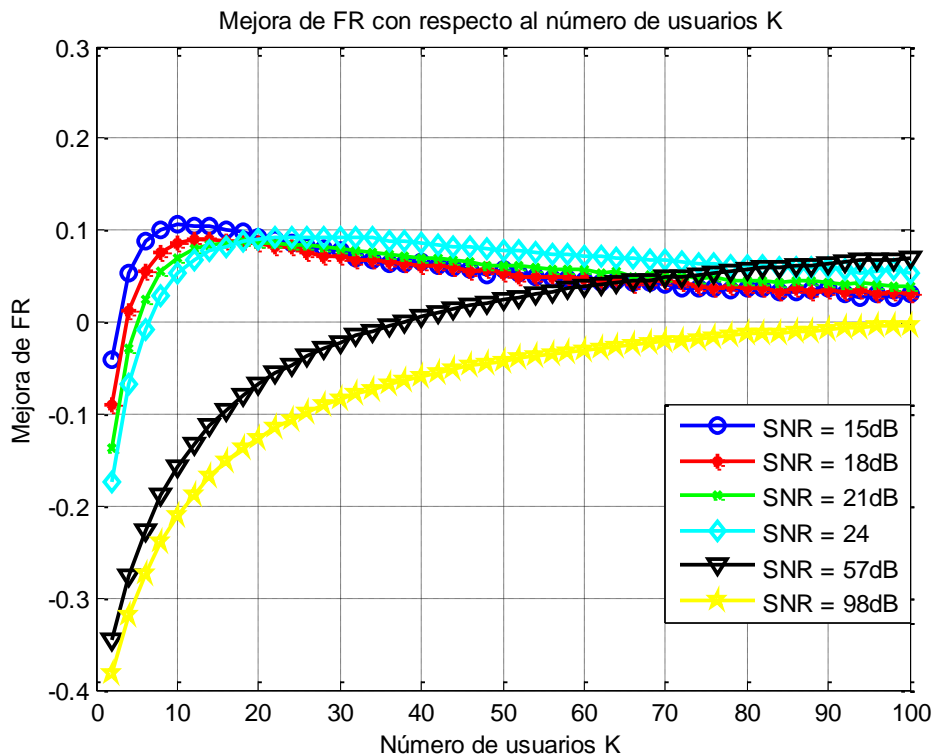
Por lo tanto, es posible definir la mejora de la estrategia de FR como

$$\eta = \frac{R_{FR}^{[k]} - R_{FF}^{[k]}}{R_{FF}^{[k]}} \quad (5.67)$$

# Capítulo 6: Simulaciones

## 6.1. Simulaciones de la mejora de la estrategia $\eta$

En primer lugar haremos la simulación de la combinación de un esquema ortogonal junto con BIA. La gráfica 6-1 muestra la mejora de la estrategia de FR = 2 con respecto a BIA sobre la reutilización de frecuencias completa cuando el transmisor está equipado con  $M_t = 6$  antenas. Se puede ver fácilmente que la aplicación FR conduce a un problema de optimización no convexo como se ha comentado en el Capítulo 5 en la sección 5.6.



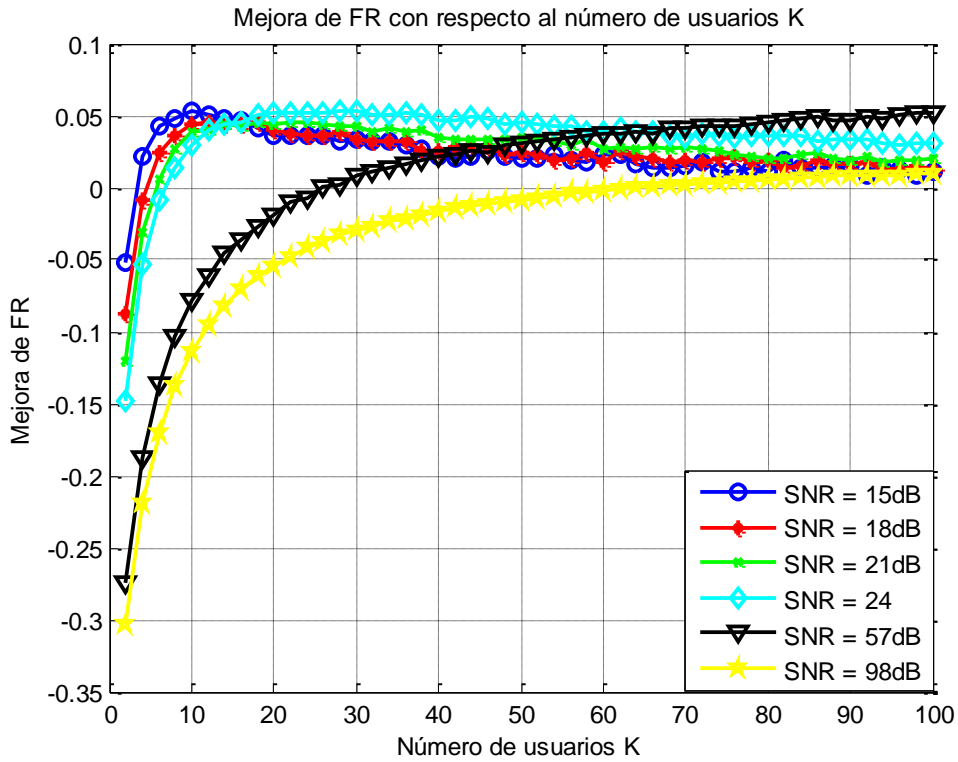
Gráfica 6-2: Mejora de FR ( $\eta$ ) con respecto al número de usuarios  $K$  para  $M_t = 6$ .

Por lo que para resolver dicho problema de optimización hay que maximizar  $\eta$  (maximizar la mejora de la estrategia de FR) cuando la SNR es fija.

La gráfica 6-1 muestra la mejora de la estrategia de FR = 2 con respecto a BIA sobre la reutilización de frecuencias completa cuando el transmisor está equipado con  $M_t = 6$  antenas.

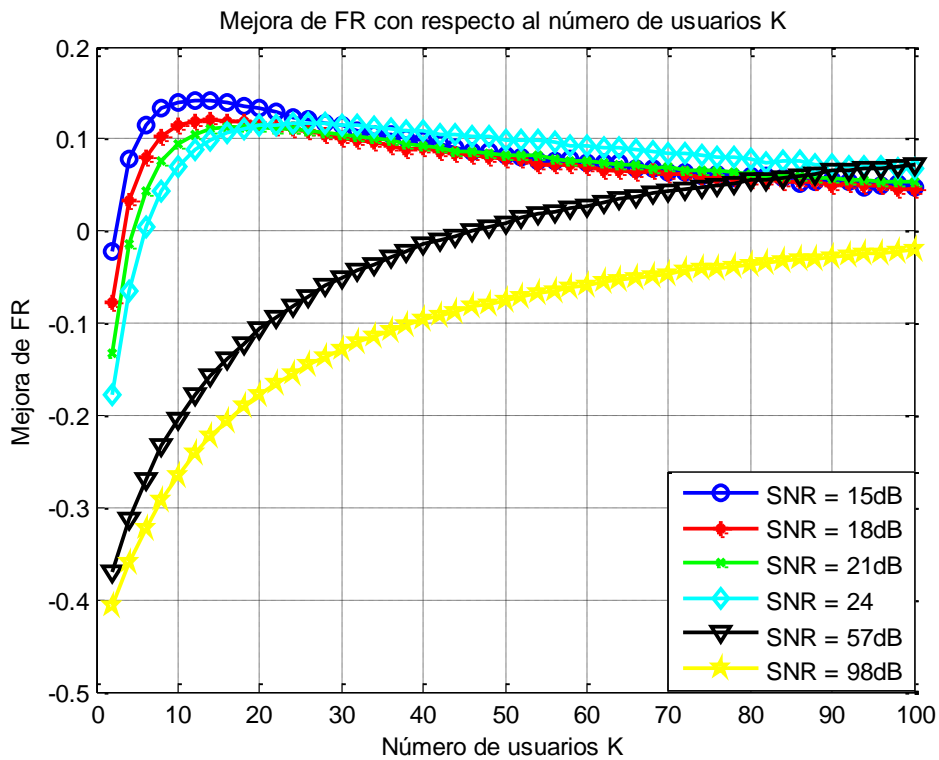
Como podemos observar en la gráfica superior a medida que la SNR tiende a infinito, FR va a ser mejor que BIA debido a que la mejora de la estrategia de FR  $\eta$  es negativo. Mientras que para el caso contrario en el que la SNR es baja, lo mejor es un esquema combinado de FR y BIA, ya que  $\eta$  es positivo.

A parte de eso si prestamos atención al número de usuarios, podemos comprobar que a medida que aumenta  $K$  el valor de  $\eta$  se mantienen constante.



Gráfica 6-3: Mejora de FR ( $\eta$ ) con respecto al número de usuarios K para  $M_t=3$ .

La gráfica 6-2 muestra la mejora de la estrategia de FR = 2 con respecto a BIA sobre la reutilización de frecuencias completa cuando el transmisor está equipado con  $M_t = 3$  antenas.



Gráfica 6-3: Mejora de FR ( $\eta$ ) con respecto al número de usuarios K para  $M_t=9$ .

La gráfica 6-3 muestra la mejora de la estrategia de FR = 2 con respecto a BIA sobre la reutilización de frecuencias completa cuando el transmisor está equipado con  $M_t = 9$  antenas.

Como podemos observar en la gráfica 6-2 a medida que la SNR tiende a infinito, lo mejor es un esquema combinado de FR y BIA, ya que  $\eta$  es positivo. Mientras que para el caso contrario en el que la SNR es baja, sucede lo que en la gráfica 6-1. El resto de comportamientos es similar al caso anterior. En cambio en la gráfica 6-3 ocurre lo mismo que para el caso de  $M_t = 6$ .

Por lo que llegamos a la conclusión de que a medida que aumenta  $M_t$  y en el caso de la SNR tiende a infinito lo mejor es un esquema FF, ya que va a ser mejor que BIA. En cambio para SNR finita, como dijimos anteriormente, conforme aumenta el número de usuarios, hay un punto donde el incremento de ruido debido a la resta de interferencia supera la ventaja de añadir un usuario más y por lo tanto lo mejor es un esquema ortogonal (FR) combinado con BIA.

## 6.2. Simulaciones Entornos Celulares

En esta sección vamos a comparar el funcionamiento del sistema BIA en distintos escenarios celulares, como por ejemplo, entornos celulares basados en un clúster de 3 celdas y entornos celulares basados en siete clúster de 3 celdas, es decir, 21 celdas.

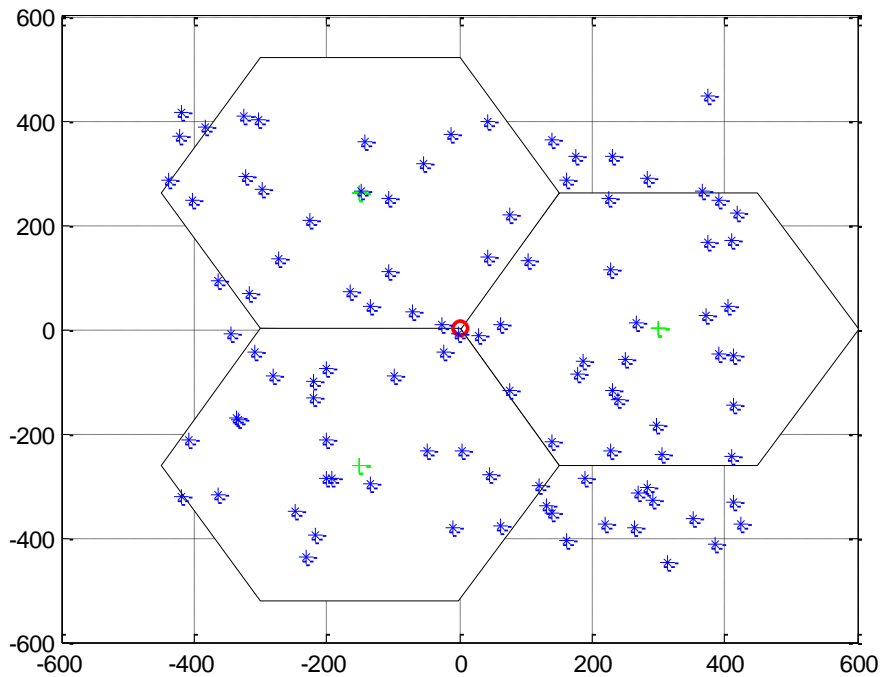
En entornos celulares basados en clúster de 3 celdas, cada antena da cobertura a 3 celdas, siendo el radio de cada una de estas celdas  $rad = 300$ . Esto significa que la distancia entre antenas de macro-celda es  $R=900$ . Consideramos que los usuarios se distribuyen aleatoriamente de acuerdo a una distribución uniforme, por otro lado en nuestras simulaciones nos hemos decidido por un modelo de pérdidas log-normal, cuya ganancia receptora es 2dBi y donde las pérdidas debidas a factores de construcción como conectores o circuitería equivalen a 1dB. Otros parámetros utilizados en este modelo de pérdidas es la figura de ruido en cada usuario que es de 8 dB y la potencia de transmisión de la estación base de 38 dBm. La componente de espacio libre (pérdidas de propagación) para espacios micro-urbanos empleada viene dada por:

$$PL_{fs,micro}(dB) = 28 + 38 \log_{10} d(m)$$

### Escenario con 3 celdas

En la Gráfica 6-4 mostramos un ejemplo del escenario utilizado a la hora de realizar las simulaciones. Destacar que los usuarios fuera del área de cobertura no se han tenido en cuenta a la hora del cálculo del Rate (tasa de usuario).

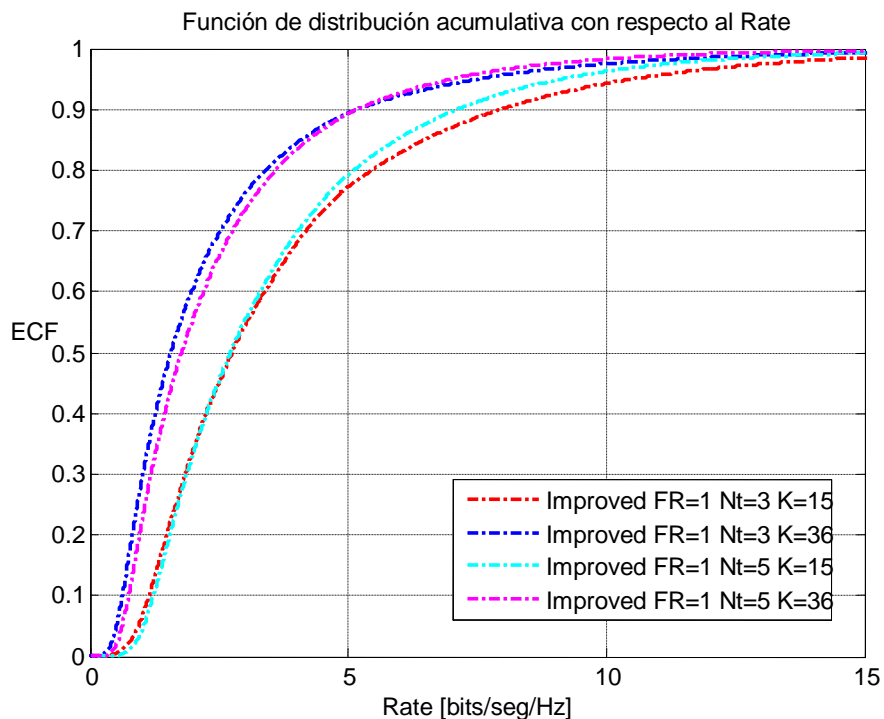




Gráfica 6-4: Entorno celular basado en un clúster de 3 celdas.

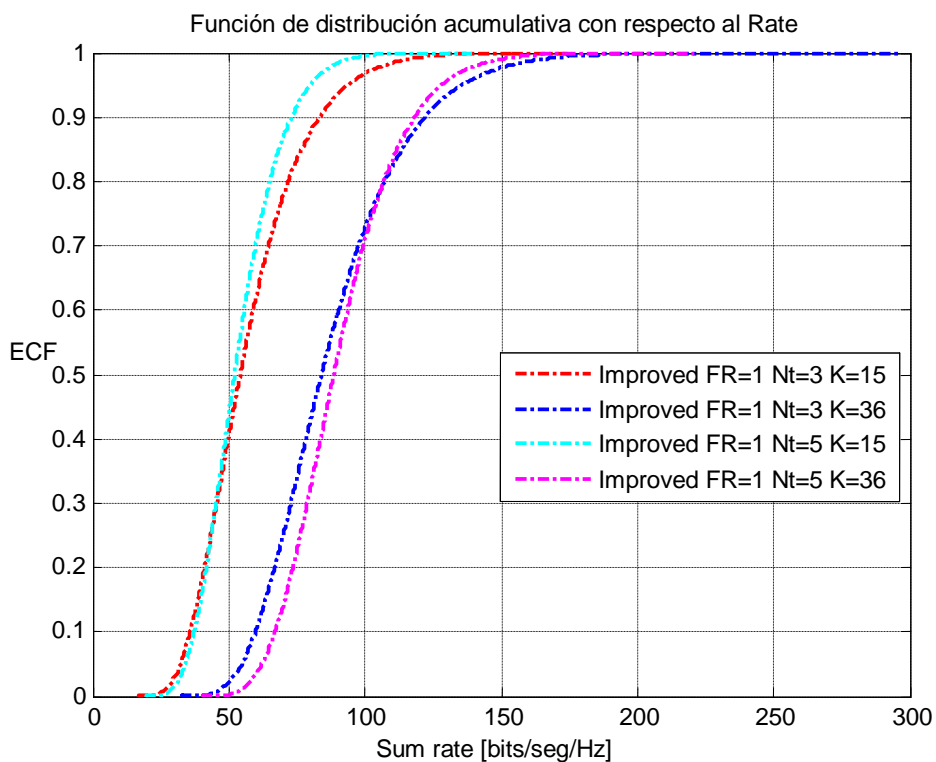
### ✚ *Reutilización de frecuencias universal "Full frequency reuse"*

En esta sección vamos a estudiar el rendimiento del esquema BIA cuando todas las celdas transmiten sobre el mismo ancho de banda, es decir, no hay ningún tipo de gestión de la interferencia entre celdas. Cuando no existe un control de interferencia, hay por lo tanto interferencia Intra-celda.



Gráfica 6-5: CDF del Rate por usuario ( $FR = 1$ ). Asignación de potencia óptima.

En la gráfica anterior podemos observar que el 10% de los usuarios alcanzan tasas por encima de 5 bits/seg/Hz para un número de usuarios  $K = 36$ . Mientras que para  $K = 15$  aproximadamente el 20% de los usuarios alcanzan tasas por encima de 5 bits/seg/Hz. Por lo que llegamos a la conclusión que para  $K = 15$  hay más usuarios que alcanzan el mismo valor de tasa de usuario que para  $K = 36$ . Adicionalmente, el esquema propuesto garantiza tasas por encima de 2 bits/seg/Hz para la gran mayoría de usuarios. Cabe destacar el deterioro de la eficiencia espectral cuando las estaciones base sirven a un número mayor de usuarios independientemente del número de antenas en transmisión. Este efecto resulta lógico, ya que un mismo recurso se encuentra repartido entre una cantidad mayor de usuarios. En otras palabras, supongamos que el ancho de banda fuese un pastel, cuanto mayor sea el número de invitados, menor será el tamaño de la porción.



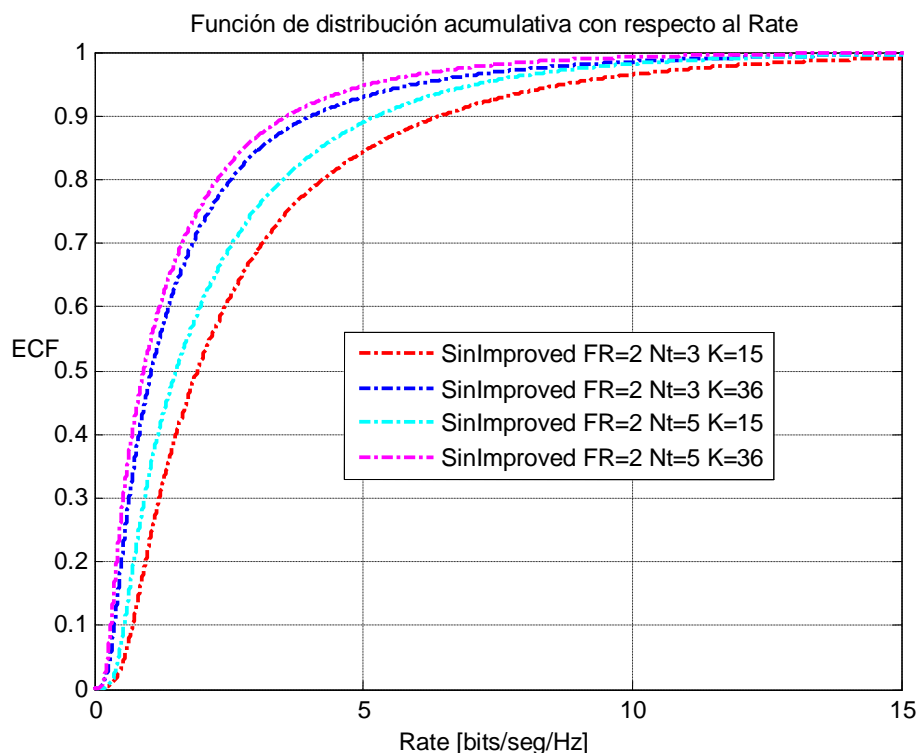
Gráfica 6-6: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima ( $FR = 1$ ).

Observamos en la gráfica 6-6 que el 30% de los usuarios alcanzan tasas por encima de 100 bits/seg/Hz para  $K = 36$ . Mientras que para  $K = 15$  aproximadamente el 80% de los usuarios alcanzan tasas por encima de aproximadamente 40 bits/seg/Hz. Por lo que como hemos comentado anteriormente para  $K = 15$  hay más porcentaje de usuarios que alcanzan el mismo valor suma de tasa de usuario que para  $K = 36$ . Al margen del número de usuarios para  $N_t = 3$  hay más porcentaje de usuarios que alcanzan la misma tasa de usuario en tasas por encima a 40 bits/seg/Hz y 100 bits/seg/Hz para un número de usuario  $K = 15$  y  $K = 36$  respectivamente, por lo contrario para  $N_t = 5$  hay más porcentaje de suma de usuarios que alcanzan la misma tasa de usuario en tasas por debajo de 40 bits/seg/Hz y 100 bits/seg/Hz para un número de usuario  $K = 15$  y  $K = 36$  respectivamente.

## Reutilización de frecuencias $FR=2$

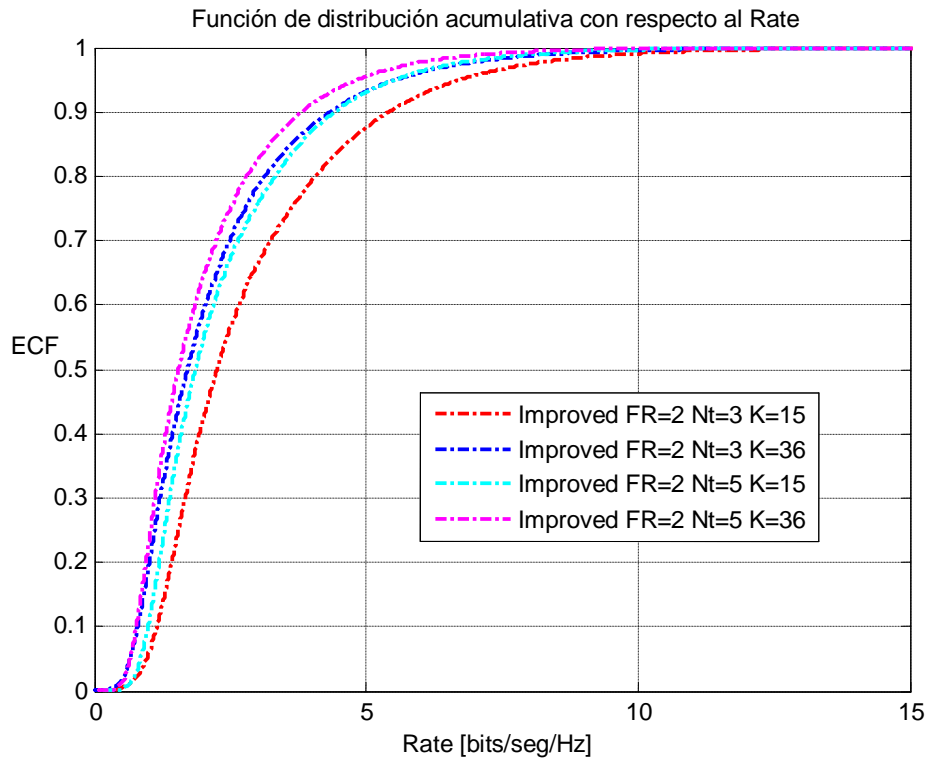
A continuación mostramos los resultados obtenidos cuando el ancho de banda disponible se divide en dos partes equitativas. De este modo, dado que solo existen tres celdas, una de ellas se encuentra libre de interferencia mientras las otras dos se interfieren entre sí. La reutilización de frecuencias permite un incremento en la capacidad de una red celular, ya que viene con el hecho de que la misma radiofrecuencia puede ser usada en un área diferente para una transmisión completamente distinta. Desafortunadamente es inevitable cierto nivel de interferencia en la señal producida por las otras celdas que usan la misma frecuencia, en nuestro caso, al tener tres celdas y dos partes equitativa del ancho de banda, llegamos a la conclusión de que dos celdas usan la misma frecuencia. De ahí que se produzca la interferencia entre las dos celdas con la misma frecuencia como hemos explicado anteriormente. Este caso resulta útil para comparar el compromiso entre división de recursos en transmisión y gestión de la interferencia entre celdas.

En la gráfica 6-7 observamos que el esquema analizado garantiza tasas por encima de 2 bits/seg/Hz para la gran mayoría de usuarios. Por ello, hacemos hincapié en el deterioro de la eficiencia espectral cuando las estaciones base sirven a un número mayor de usuarios independientemente del número de antenas en transmisión. Este efecto resulta lógico, ya que un mismo recurso se encuentra repartido entre una cantidad mayor de usuarios, por lo que, cuanto mayor sea el número de usuarios, menor será el ancho de banda de cada uno de ellos.



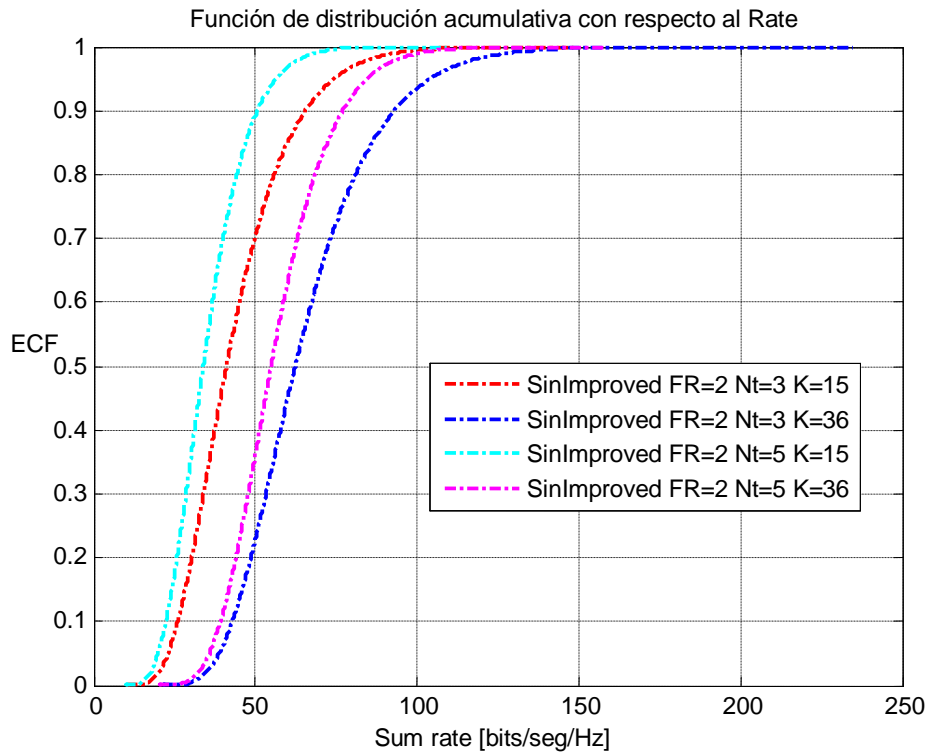
Gráfica 6-7: CDF del Rate por usuario ( $FR = 2$ ). Asignación de potencia uniforme.

En la Gráfica 6-8 mostramos el rendimiento de BIA en el mismo esquema anterior cuando la asignación de potencia es óptima. Se puede comprobar cómo los resultados son levemente mejores. Por lo que llegamos a la conclusión que el caso donde la asignación de potencia es uniforme, Figura 6-7, obtiene peores resultados para un mismo consumo de potencia.

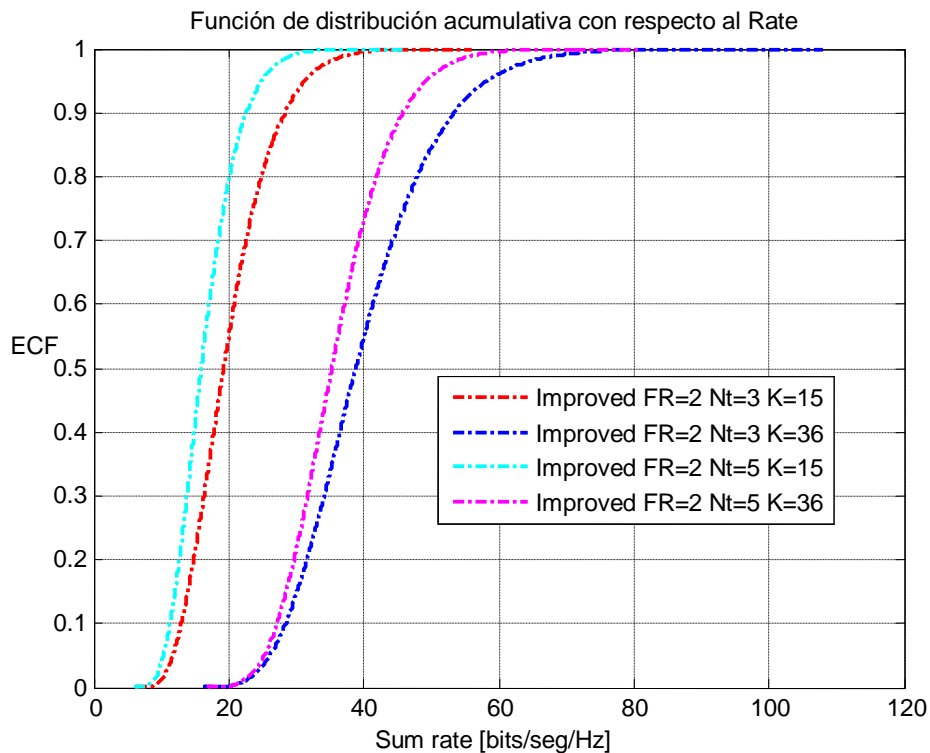


**Gráfica 6-8: CDF del Rate por usuario (FR = 2). Asignación de potencia óptima.**

A continuación mostramos la función acumulativa del sum Rate del sistema. En la Gráfica 6-9 se muestran los resultados cuando la asignación de potencia no es óptima. El esquema estudiado garantiza tasas por encima de aproximadamente 10 bits/seg/Hz y 20 bits/seg/Hz para la gran mayoría de usuarios, cuando  $K = 15$  y  $K = 36$  respectivamente. Cabe destacar como el sum Rate crece con el número de usuarios, sin embargo, esta no crece proporcionalmente. Lo que explica porque la tasa obtenida por usuario es menor en el caso en el que  $K = 36$ .



Gráfica 6-9: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia uniforme (FR = 2).



Gráfica 6-10: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 2).

La Gráfica 6-10 muestra los resultados obtenidos para una asignación de potencias óptima. De nuevo, BIA garantiza tasas por encima de aproximadamente 10 bits/seg/Hz y 20 bits/seg/Hz para la gran mayoría de usuarios, cuando  $K = 15$  y  $K = 36$

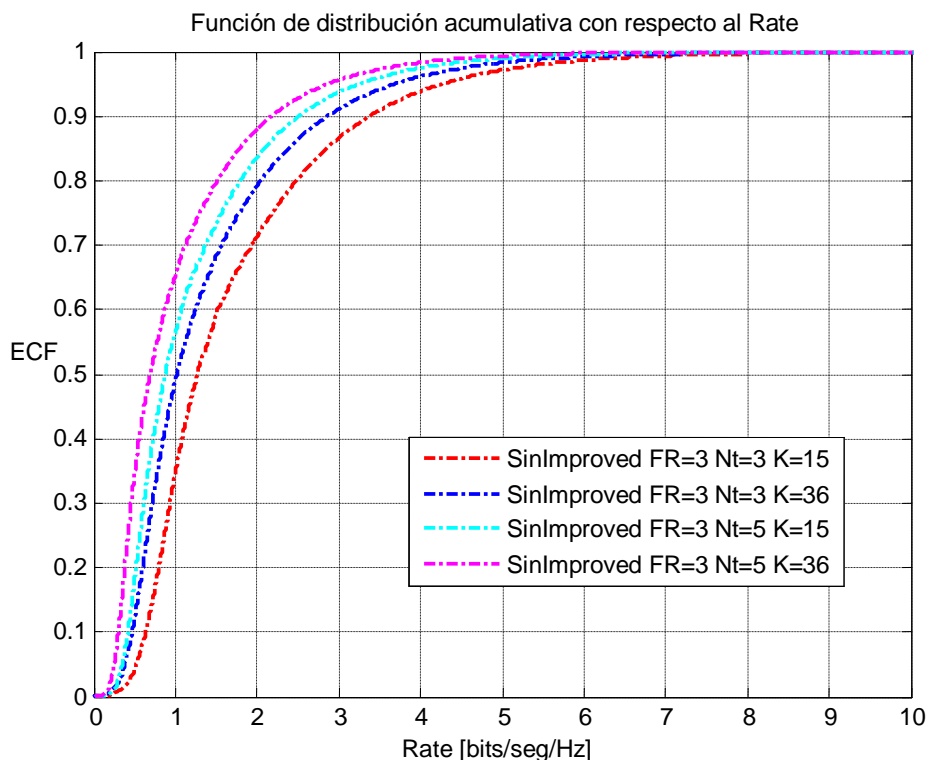
respectivamente. Como era de esperar, la tasa obtenida es mayor para una asignación de potencia óptima.

En ambos casos puede comprobarse como el número de antenas resulta más efectivo si poseen el mismo número de usuarios para alcanzar Rates elevados. Por ejemplo, para  $K = 36$ , la separación entre 3 y 5 antenas es mucho mayor en el percentil 80°, en torno a los 45 bits/seg/Hz de Sum Rate, en comparación con el percentil 20°, en torno a los 30 bits/seg/Hz.

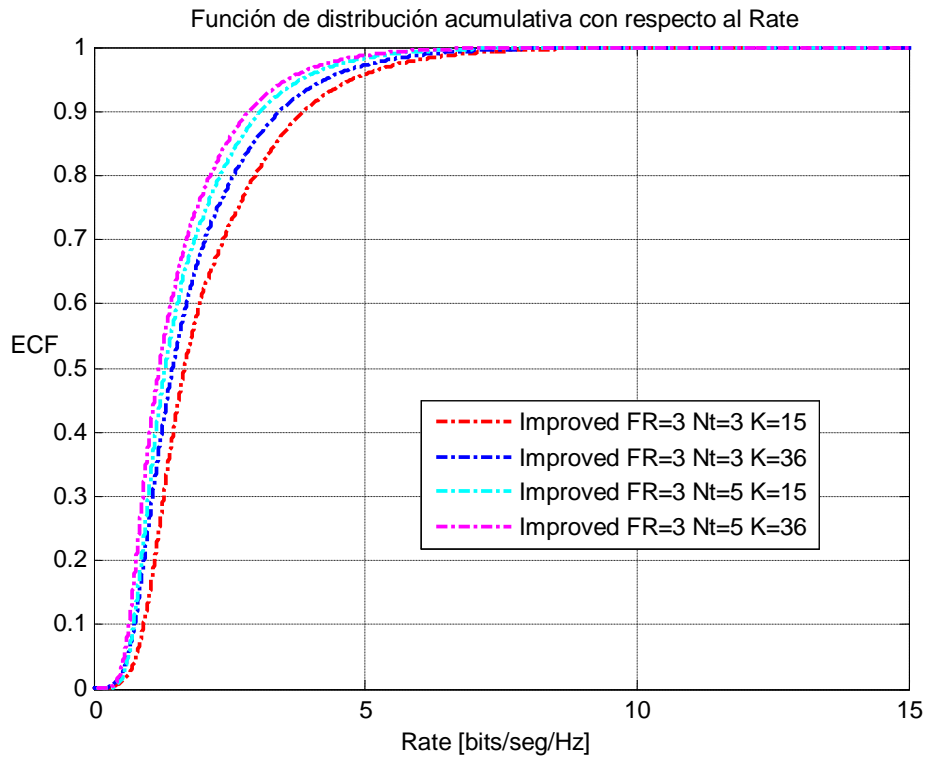
### **Reutilización de frecuencias FR=3**

Finalmente mostramos el rendimiento de BIA cuando la interferencia entre celdas se elimina totalmente a costa de utilizar un esquema ortogonal, es decir, dividir el ancho de banda disponible en tres partes.

En las Gráficas 6-11 y 6-12 mostramos los resultados para los dos esquemas de potencia considerados en este trabajo. Como era de esperar la asignación de potencia uniforme obtiene unos resultados ligeramente peores a los resultados obtenidos con la asignación de potencia óptima. Comparando con los resultados obtenidos para transmisiones sobre el mismo ancho de banda ( $FR = 1$ ) y reutilización de frecuencias  $FR = 2$  comprobamos como los usuarios obtienen peores tasas de transmisión.

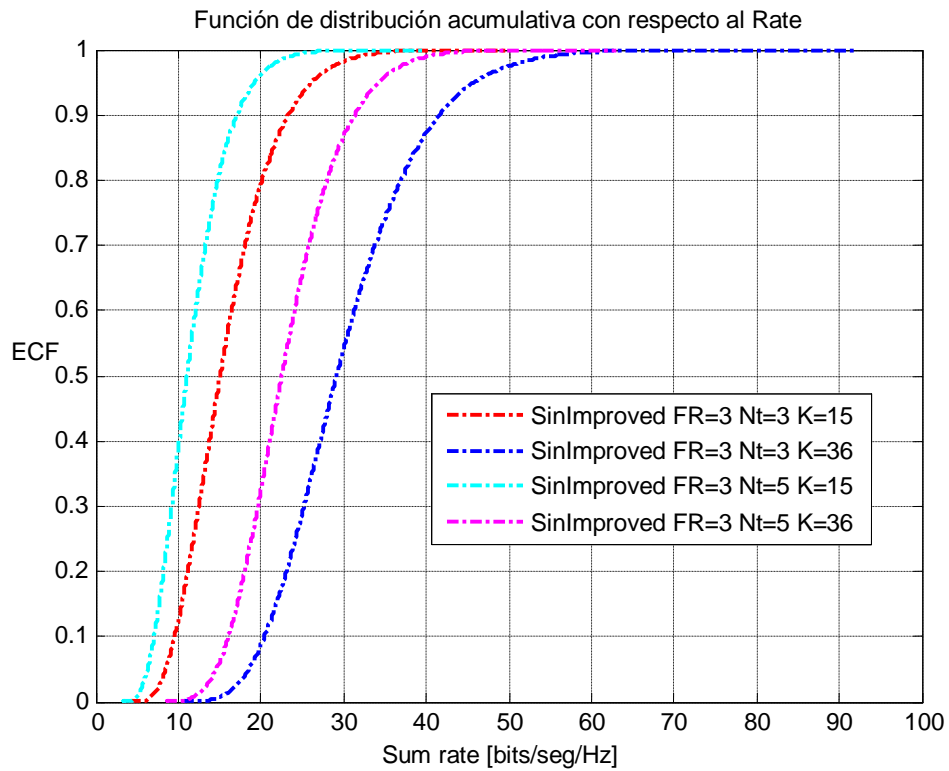


Gráfica 6-11: CDF de Rate por usuario ( $FR = 3$ ). Asignación de potencia uniforme.

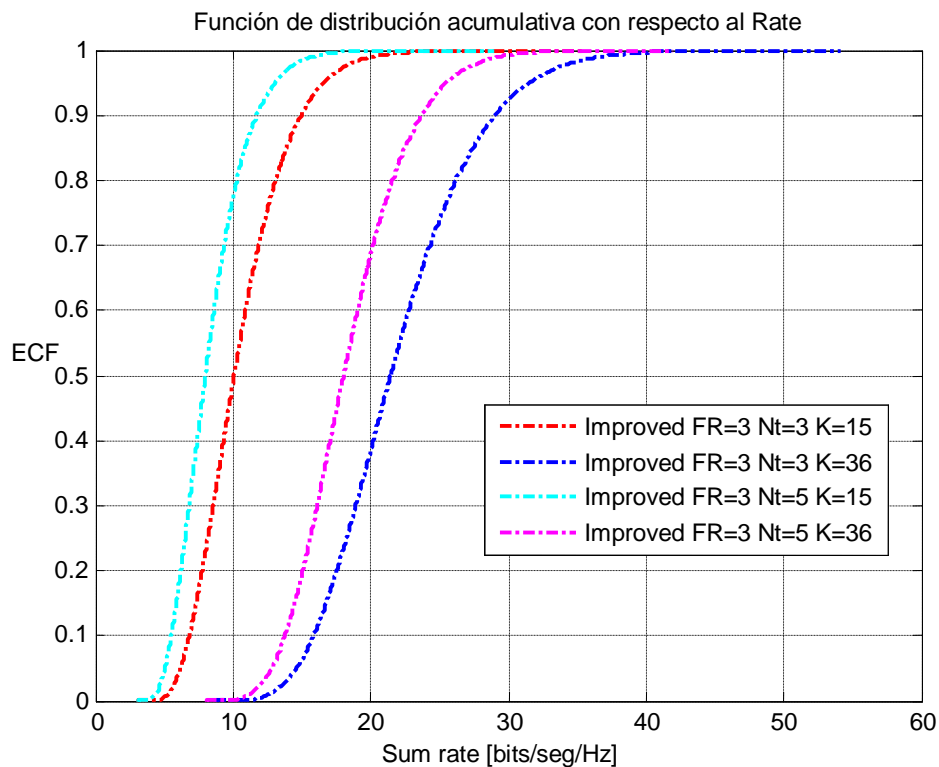


**Gráfica 6-12: CDF de Rate por usuario (FR = 3). Asignación de potencia óptima.**

La función acumulativa de la suma de los Rates de todos los usuarios se muestra en las Gráficas 6-13 y 6-14 para la asignación de potencia uniforme y óptima, respectivamente. De nuevo podemos comprobar cómo el rendimiento obtenido es menor que en el caso de reutilización de frecuencia total (FR = 1), ya que un percentil de 80° en K = 36 para el caso de reutilización de frecuencia FR = 1 se encuentra en 100 bits/seg/Hz, mientras que para los casos de reutilización de frecuencia FR = 2 y FR = 3 se encuentra en 45 bits/seg/Hz y 25 bits/seg/Hz respectivamente. Por lo que como hemos mencionado anteriormente a medida que aumenta el valor de FR peor es la tasa de transmisión de los usuarios.



Gráfica 6-13: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia uniforme (FR = 3).

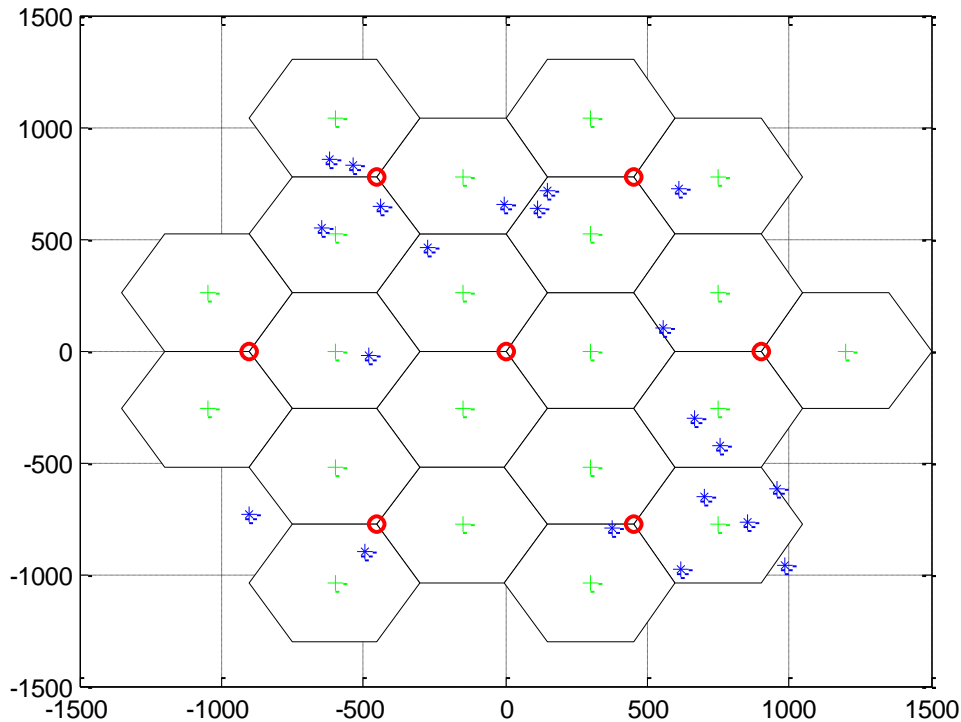


Gráfica 6-14: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 3).



## Escenario con 21 celdas

En la Gráfica 6-15 mostramos otro ejemplo del escenario utilizado a la hora de realizar las simulaciones, que consiste en siete clúster de 3 celdas. Al igual que en el escenario anterior los usuarios fuera del área de cobertura no se han tenido en cuenta a la hora del cálculo del Rate (tasa de usuario).



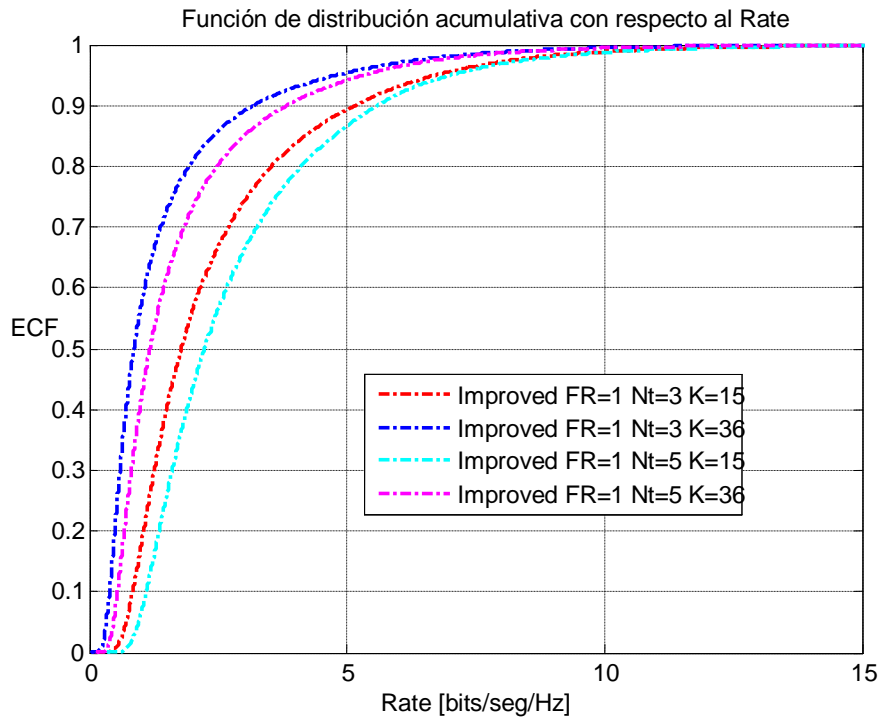
Gráfica 6-15: Entorno celular basado en siete clúster de 3 celdas.

Para este entorno celular basado en siete clúster de 3 celdas, no vamos a considerar el caso de asignación de potencia uniforme. El motivo de ello es que como se ha visto en el entorno celular basado en un clúster de 3 celdas, el caso de asignación de potencia uniforme es claramente peor que el caso de asignación de potencia óptima, por lo que por simplicidad, para este entorno solo mostraremos el caso de asignación de potencia óptima.

## Reutilización de frecuencias universal "Full frequency reuse"

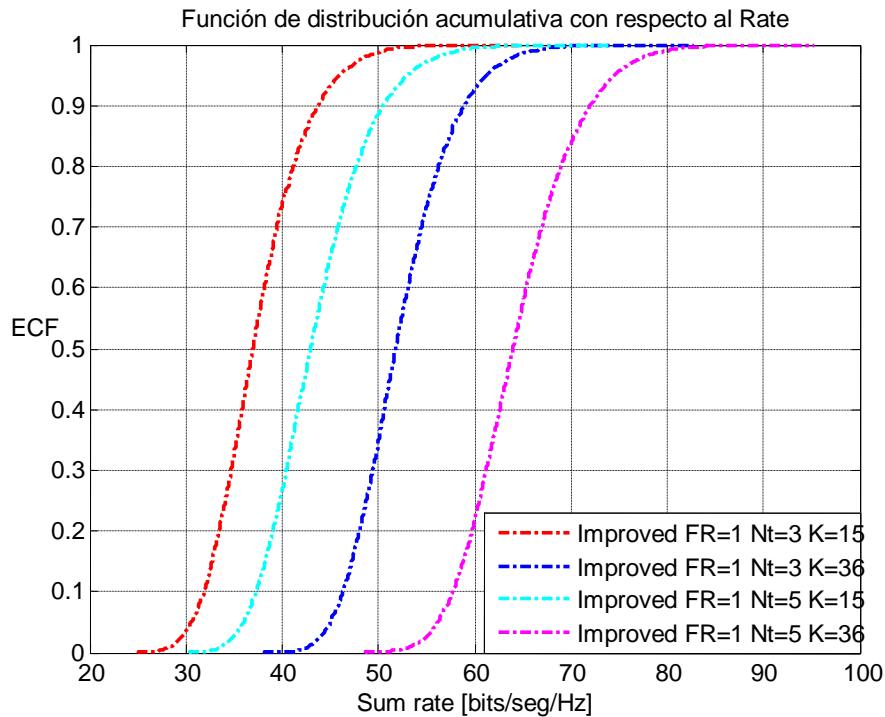
En esta sección vamos a estudiar el rendimiento del esquema BIA cuando todas las celdas transmiten sobre el mismo ancho de banda como en el escenario anterior.

En la siguiente gráfica, el esquema propuesto garantiza tasas por encima de 2 bits/seg/Hz para la gran mayoría de usuarios. Cabe destacar el deterioro de la eficiencia espectral cuando las estaciones base sirven a un número mayor de usuarios independientemente del número de antenas en transmisión, debido a que el ancho de banda se divide en más partes.



**Gráfica 6-16: CDF del Rate por usuario (FR = 1). Asignación de potencia óptima.**

A continuación mostramos la función acumulativa del sum Rate del sistema. Observando en la gráfica 6-17 que las líneas para un mismo número de usuarios  $K$  pero diferente número de antenas  $N_t$  son paralelas. De ahí que el esquema garantice tasas por encima de 25 bits/seg/Hz, 35 bits/seg/Hz, 45 bits/seg/Hz y 55 bits/seg/Hz para la gran mayoría de usuarios, cuando  $K = 15$  y  $N_t = 3$ ,  $K = 15$  y  $N_t = 5$ ,  $K = 36$  y  $N_t = 3$  y  $K = 36$  y  $N_t = 5$ , respectivamente.

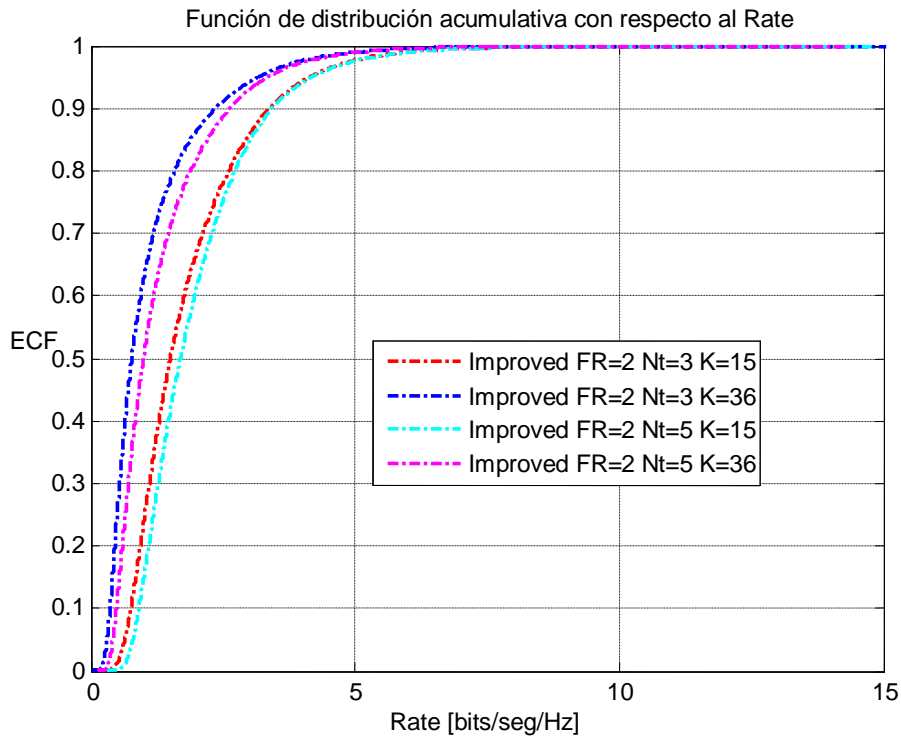


Gráfica 6-17: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 1).

### ✚ Reutilización de frecuencias FR=2

A continuación mostramos los resultados obtenidos cuando el ancho de banda disponible se divide en dos partes equitativas. En este escenario existen veintiuna celdas, pero los clúster están formados por tres celdas. Por lo que al igual que antes una celda se encuentra libre de interferencia mientras las otras dos se interfieren entre sí (interferencia Intra-celda), pero como los diferentes clúster también comparten las mismas frecuencias, entonces existe interferencia entre las celdas de los distintos clúster (interferencia Inter-celda).

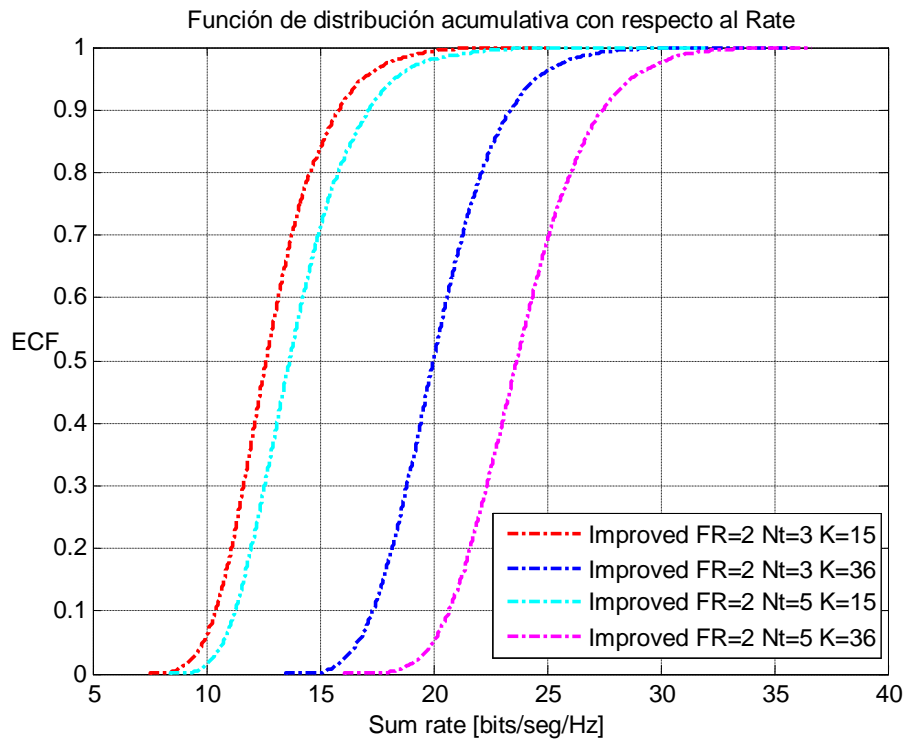
En la gráfica 6-18 observamos que el esquema propuesto garantiza tasas por encima de 2 bits/seg/Hz para la gran mayoría de usuarios. Además que para  $K = 36$  el espacio entre 3 y 5 antenas es mucho mayor que para  $K = 15$ , cuyo espacio es casi inapreciable.



**Gráfica 6-18: CDF del Rate por usuario (FR = 2). Asignación de potencia óptima.**

La gráfica 6-19 muestra la función acumulativa del sum Rate para una asignación de potencia óptima. El esquema propuesto garantiza tasas por encima de 7 bits/seg/Hz, 8 bits/seg/Hz, 15 bits/seg/Hz y 18 bits/seg/Hz para la gran mayoría de usuarios, cuando  $K = 15$  y  $N_t = 3$ ,  $K = 15$  y  $N_t = 5$ ,  $K = 36$  y  $N_t = 3$  y  $K = 36$  y  $N_t = 5$ , respectivamente. Por otro lado el sum Rate es mejor para  $K = 36$ , como podemos observar en la gráfica. Pero sin tener en cuenta el número de usuarios  $K$  vemos que la función acumulativa mejora para un número de antenas mayor.

Contrastando los resultados obtenidos para transmisiones sobre el mismo ancho de banda ( $FR = 1$ ) y reutilización de frecuencias  $FR = 2$  comprobamos como los usuarios obtienen peores tasas de transmisión cuanto mayor es el valor de  $FR$ . Asumiendo  $K = 36$  y un percentil de  $70^\circ$ , vemos que la tasa está en torno a 23 bits/seg/Hz para  $FR = 2$  y 60 bits/seg/Hz para  $FR = 1$ , de ahí lo comentado anteriormente. Lo mismo ocurriría para el caso de que  $K$  sea 15.

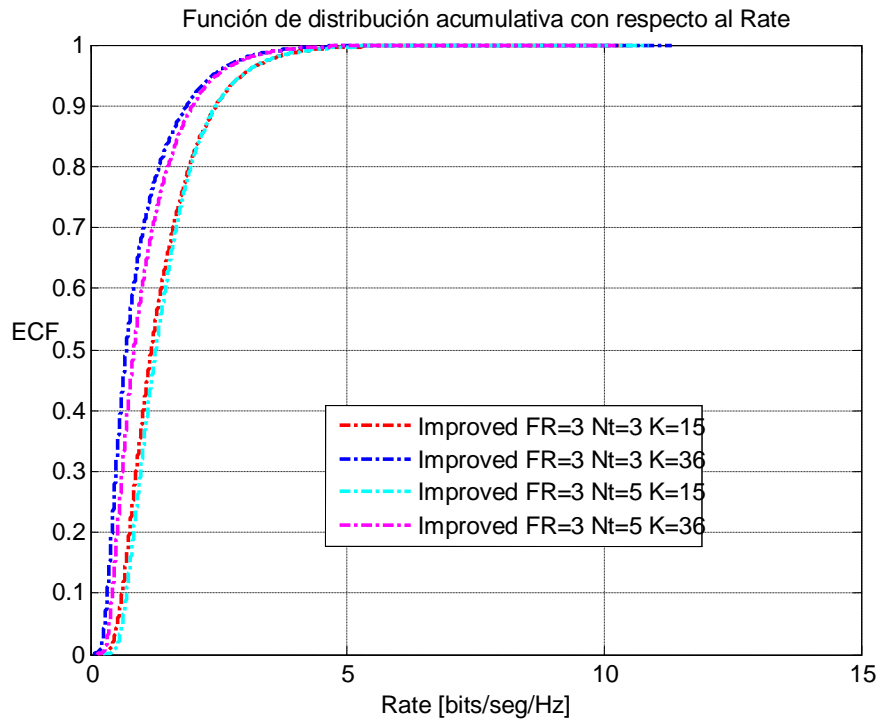


Gráfica 6-19: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 2).

### ✚ Reutilización de frecuencias FR=3

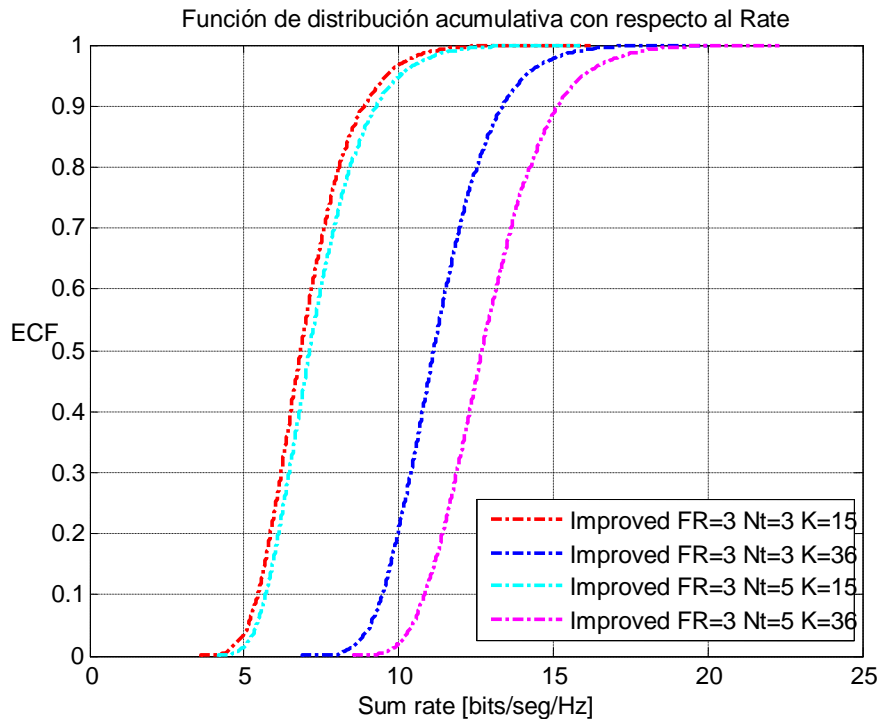
Finalmente mostramos el rendimiento de BIA cuando la interferencia entre celdas (interferencia Intra-celda) se elimina totalmente a costa de utilizar un esquema ortogonal pero como los distintos clúster también comparten las mismas frecuencias, entonces existe interferencia entre las celdas de los distintos clúster (interferencia Inter-celda).

En las Gráficas 6-20 mostramos los resultados para el caso de asignación de potencia óptima por los motivos ya explicados. Comparando con los resultados obtenidos hasta el momento en este escenario los usuarios adquieren peores tasas de transmisión que en transmisiones sobre el mismo ancho de banda (FR = 1) y reutilización de frecuencias FR = 2 como hemos mencionado anteriormente.



**Gráfica 6-20 CDF del Rate por usuario (FR = 3). Asignación de potencia óptima.**

La función acumulativa de la suma del Rate de todos los usuarios se muestra en las Gráficas 6-21 para la asignación de potencia óptima. De nuevo podemos comprobar cómo el rendimiento obtenido es menor que en el caso de reutilización de frecuencia total (FR = 1) y como hemos mencionado anteriormente a medida que aumenta el valor por el cual hay que dividir el ancho de banda dado peor es la tasa de transmisión de los usuarios.



Gráfica 6-21: CDF del Sum Rate (bits/seg/Hz) con asignación de potencia óptima (FR = 3).

### Conclusiones de las simulaciones:

Como hemos podido observar a lo largo de las simulaciones para un entorno celular, para un número de usuarios menor  $K = 15$  hay más porcentaje de usuarios que alcanzan el mismo valor de tasa de usuario que para  $K = 36$ , tanto para la tasa de usuario como para la suma de tasa de usuario. Por otro lado independientemente del número de usuarios para un menor número de antenas transmisoras  $N_t = 3$  hay más porcentaje de usuarios que alcanzan la misma tasa de usuario en tasas por encima del punto de cruce de los casos con el mismo número de usuarios al margen del número de antenas transmisoras, por lo contrario para  $N_t = 5$  hay más porcentaje de usuarios que alcanzan la misma tasa de usuario en tasas por debajo a dicho punto de cruce.

Adicionalmente, cabe destacar el deterioro de la eficiencia espectral cuando las estaciones base sirven a un número mayor de usuarios independientemente del número de antenas en transmisión. Este efecto resulta lógico, ya que un mismo recurso se encuentra repartido entre una cantidad mayor de usuarios. En otras palabras, supongamos que el ancho de banda fuese un pastel, cuanto mayor sea el número de invitados, menor será el tamaño de la porción.

A través de las simulaciones y comparando todos los resultados obtenidos para transmisiones sobre el mismo ancho de banda (FR = 1) y reutilización de frecuencias FR = 2 y FR = 3 comprobamos como los usuarios obtienen peores tasas de transmisión para transmisiones sobre reutilización de frecuencias FR = 3, seguidas de FR = 2. Obteniendo las mejores tasas de transmisión con la opción FR = 1.

# Capítulo 7: Conclusiones



## 7.1. Conclusiones

Esquemas de Blind Interference Alignment (BIA) son de interés en los sistemas inalámbricos MIMO, debido a su capacidad para aumentar DoFs con reducidos gastos generales CSIT y para simplificar el funcionamiento de la transmisión basada en clúster a la vez que la alineación de la interferencia entre los grupos sectoriales. A pesar de esta ventaja, BIA tiene desafíos en entornos celulares dado que requiere de una alta relación señal a ruido (SNR) para operar de manera eficiente.

La clave para Blind Interference Alignment es que varios símbolos que siguen el mismo código de repetición se alinean automáticamente en una dimensión y sólo pueden separarse a través de las fluctuaciones del canal de corto plazo. Por lo tanto la clave es la introducción de estas fluctuaciones del canal de corto plazo en los instantes de tiempo correcto para un alineamiento de los símbolos deseados sin alterar la alineación de los símbolos de interferencia.

Blind Interference Alignment, sin ningún conocimiento de los valores de los coeficientes del canal en los transmisores y con sólo leves supuestos sobre la estructura coherente del canal, demuestra que  $\frac{M_t K}{M_t + K - 1}$  grados de libertad son alcanzables. La clave de este esquema es la capacidad de los receptores en cambiar entre los modos reconfigurables de la antena para crear patrones de fluctuaciones del canal de corto plazo que son explotados por el transmisor. El esquema alcanzable no requiere la cooperación entre antenas de transmisión. Se utilizan extensiones de símbolo finito, y no se requiere del conocimiento del canal en los receptores para anular la interferencia.

# Capítulo 8: Presupuesto

## ***8.1. Introducción***

En este capítulo trataremos en detalle los costes derivados de la realización de este proyecto de fin de carrera, en dichos costes se tendrá en cuenta tanto los gastos en material como en personal. Con el fin de definir estos costes, vamos a especificar las distintas fases por las que ha pasado la elaboración del proyecto, contabilizando su duración y el “esfuerzo” dedicado en ese tiempo. Para definir “esfuerzo”, utilizaremos como medida el parámetro horas/hombre. Un día laborable habitual consta de 9 horas/hombre, y el número de días laborables al mes es aproximadamente 22. A continuación mostraremos las distintas fases de las que consta el proyecto.

### ***Estudio Tecnológico***

Consiste en el estudio de la evolución de las tecnologías en las redes celulares y las características básicas de un sistema móvil. Se trata de un periodo de formación en el que se conoce la realidad y los objetivos de estos tipos de tecnologías. El esfuerzo empleado fue de 80 horas/hombre, divididas en 4 horas/hombre durante 4 semanas laborales.

### ***Estado del Arte***

Consiste en señalar la motivación y el objetivo que nos ha conllevado a la realización de este proyecto. También se especifica la estructura del proyecto y su contenido por capítulos. El esfuerzo empleado fue de 4 horas/hombre durante un día laboral.

### ***Canales MIMO***

Búsqueda de distintos tipos de modelos del sistema MIMO. A parte de esto, se tiene en cuenta los DoF y se analiza la forma de conseguirlos para dicho sistema. El esfuerzo empleado fue de 4 días laborales, divididos bajo una media de 4 horas/hombre.

### ***Análisis de técnicas de resolución de interferencia***

Se trata de la búsqueda y el análisis de las diferentes técnicas que eliminan la interferencia en sistemas de telefonía, teniendo en cuenta las ventajas y desventajas que conllevan. El esfuerzo y la duración empleada en esta fase fueron 8 días a una media de 8 horas/hombre por día.

### ***Estudio de Blind Interference Alignment (BIA)***

En esta sección se busca alinear la interferencia sin ningún conocimiento de las condiciones del canal en cualquiera de los transmisores o receptores, mediante la técnica "Blind Interference Alignment" (BIA). Además se describen dos nuevos avances y una extensión del análisis de BIA en entornos celulares y clúster. Además se

tienen en cuenta las ventajas y desventajas de esta técnica en entornos celulares basados en clúster. La duración de esta fase fue de 27 días a una media de 5 horas/hombre por día.

### *Realización de las distintas simulaciones de BIA en distintos entornos celulares y mejora de la estrategia de FR*

Durante esta etapa hemos llevado a cabo las diferentes simulaciones que nos han permitido ofrecer una visión más realista de la técnica de eliminación de interferencia BIA, a través de la mejora de FR. Por otro lado, se realizan múltiples simulaciones de distintos entornos celulares con diferentes parámetros. Esfuerzo de 5 meses, 110 días laborables, con un esfuerzo medio de 4 horas/hombre.

### *Escritura de la Memoria*

Redacción de la memoria respecto a los resultados finales de las simulaciones y estudios realizados. Esfuerzo dedicado de dos meses, 44 días laborables, a una media de 6 horas/hombre.

### *Estructuración y desarrollo de la presentación del proyecto al cliente, en este caso el tribunal*

Implementación de la presentación orientada al cliente incluyendo el tiempo dedicado a la realización de la misma, su revisión y realización de la presentación al tribunal. Duración de esta fase 5 días laborables a una media de 4 horas/hombre al día.

## ***8.2. Cálculo del presupuesto total***

### *Costes de material*

En esta sección se desglosan los costes correspondientes al material utilizado en durante la creación del proyecto.

- Ordenador portátil con un coste de adquisición de 1450€. Estimando un periodo de amortización de cinco años, el coste asociado sería de 290 €.
- Gasto en licencias de software de simulación, en este caso *Matlab*. El coste de la licencia para la versión estudiante es de 68 €.
- Los gastos en material de oficina debido a impresiones y reproducciones, incluyendo las memorias de entrega del proyecto ascienden a 170 €.
- Finalmente el coste en materiales asciende a 1688 €.

## Costes de personal

Los gastos en personal son relativos a los recursos humanos asociados a la realización del proyecto. De acuerdo con las fases de desarrollo presentada anteriormente, los costes del aspirante a ingeniero, M<sup>a</sup> del Rocío Casco Muga, fueron de 1023 horas.

De acuerdo con los baremos del Colegio de Ingenieros de Telecomunicaciones, el coste por hora para el ingeniero sería de 67 €, a este valor tenemos que añadir el correspondiente 21% de acuerdo al IVA, por lo que el coste por hora sería de 81 €.

Calculando el coste del ingeniero proyectista es 82.863 €. Además se estima que un 25% del tiempo empleado se debe a las diferentes revisiones realizadas por el tutor del proyecto, por lo que según estos datos, el coste del tutor sería de 20.715 €

Finalmente el coste total en personal ascendería a 103.578 €.

## Costes totales

Finalmente, en la Tabla 8-1 mostraremos el cálculo de los costes totales:

<b>Coste de material</b>	528 €
<b>Coste de personal</b>	103.578 €
<b>Coste total</b>	104.106 €

**Tabla 8-1: Coste total del proyecto**

# Referencias

- [1] Vikram Chandrasekhar and Jeffrey G. Andrews, The University of Texas at Austin Alan Gatherer, Texas Instruments. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “Femtocell Networks: A Survey”. Septiembre 2008.
- [2] Ingmar Ramirez. “Sistemas Móviles GSM CDMA TDMA”. 2002.
- [3] Leonardo Barreto Flórez. “Telefonía Móvil 2G”.
- [4] Juan S. Talavera O. “FDMA TDMA”.
- [5] Flavio Omar Everardo. “Tecnología 3G”.
- [6] “Sistemas de Comunicaciones Móviles”. <http://infotelecommil.webcindario.com/>
- [7] Ramón Ferrús Ferré. “Contribución a la Caracterización de los Mecanismos de Acceso y Traspaso en Sistemas Móviles Celulares Basados en Transmisión de Paquetes”.
- [8] Aleksandar Damnjanovic, Juan Montojo, Yongbin Wei, Tingfang Ji, Tao Luo, Madhavan Vajapeyam, Taesang Yoo, Osok Song, and Durga Malladi, Qualcomm Inc. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “A Survey on 3GPP Heterogeneous Networks”. Junio 2011.
- [9] D. Faouzi Bader. “Nuevas Técnicas de Procesado de Señal Aplicadas al Sistema MC-CDMA en el Enlace Ascendente”.
- [10] Héctor Kaschel, Pamela Carvallo. “Estrategia de Control de Acceso de Femtoceldas”.
- [11] “LTE Technical Overview”- <https://www.worldwirelessacademy.com/>
- [12] M.F.L Abdullah, Jiwa Abdullah, A. Z. Yonis and M. F. Ghanim. “Comparison Study on 3.9G and 4G Evolution”.
- [13] Ziaul Hasan, Hamidreza Boostanimehr and Vijay K. Bhargava. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “Green Cellular Networks: A Survey, Some Research Issues and Challenges”.
- [14] Andrea Goldsmith, Stanford University. “Wireless Communications”.
- [15] Syed A. Jafar. “Interference Alignment – A New Look at Signal Dimensions in a Communication Network”. Foundations and Trends® in Communications and Information Theory Vol. 7, No. 1 (2010).
- [16] Omar El Ayach, The University of Texas at Austin Steven W. Peters, Kuma Signals, LLC, Robert W. Heath Jr., University of Texas at Austin. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “The Practical Challenges of Interference Alignment”. Febrero 2013.

- [17] Syed A. Jafar. “Interference Alignment – A New Look at Signal Dimensions in a Communication Network”, Capítulo 5. Foundations and Trends® in Communications and Information Theory Vol. 7, No. 1 (2010).
- [18] Taesang Yoo, Nihar Jindal, and Andrea Goldsmith. “Multi-Antenna Broadcast Channels with Limited Feedback and User Selection”. Junio 2006.
- [19] Viviane Emily y Molineros Guevara. “Estudio, Modelamiento y Simulaciones de Sistemas MIMO”.
- [20] Ana García Armada, Matilde Sánchez Fernández, Roberto Corvaja. “Constrained Power Allocation Schemes for Coordinated Base Station Transmission using Block Diagonalization”. Marzo 2011.
- [21] C. Suh and D. Tse. “Interference Alignment for Cellular Networks”. Proceedings of 40<sup>th</sup> Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing. September 2008.
- [22] Tiangao Gou, Chenwei Wang and Syed A. Jafar. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “Aiming Perfectly in the Dark-Blind Interference Alignment Through Staggered Antenna Switching”. Junio 2013.
- [23] Máximo Morales Céspedes, Jorge Plata Chaves, Dimitris Toumpakaris, Syed A. Jafar and Ana García Armada. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “Blind Interference Alignment for Cellular Networks”. Noviembre 2013.
- [24] Chenwei Wang, Haralabos C. Papadopoulos, Sean A. Ramprashad and Giuseppe Caire. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “Design and Operation of Blind Interference Alignment in Cellular and Cluster-Based Systems”.
- [25] Chenwei Wang, Haralabos C. Papadopoulos, Sean A. Ramprashad and Giuseppe Caire. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “Improved Blind Interference Alignment in a Cellular Environment using Power Allocation and Cell Based Clusters”.
- [26] Haralabos C. Papadopoulos, Sean A. Ramprashad and Giuseppe Caire. Artículo de la revista IEEE Communications Magazine - “Cellular and Network MIMO Architectures: MU-MIMO Spectral Efficiency and Costs of Channel State Information”.