

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo fin de Grado
**ANÁLISIS EXPERIMENTAL DEL
RENDIMIENTO EN DOWNLINK DE
FLEXIBLE DUPLEXING EN REDES
HETEROGÉNEAS INALÁMBRICAS**
(Experimental Analysis of Downlink Rate
Performance in Flexible Duplexing Wireless
Heterogeneous Networks)

Para acceder al Título de

**GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

Autor: Renzo Daniel Fernández Díaz
Octubre - 2018



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Renzo Daniel Fernández Díaz

Director del TFG: Jacobo Fanjul Fernández

Título: “Análisis experimental del rendimiento en downlink de flexible duplexing en Redes Heterogéneas Inalámbricas”

Title: “Experimental analysis of downlink rate performance in flexible duplexing wireless heterogeneous networks”

Presentado a examen el día: 26/10/2018

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Luis Antonio Vielva Martínez

Secretario (Apellidos, Nombre): Jesús Ibáñez Díaz

Vocal (Apellidos, Nombre): Jesús Pérez Arriaga

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº
(a asignar por Secretaría)

Palabras clave

Flexible duplexing, comunicaciones inalámbricas, MIMO, redes heterogéneas
alineado de interferencia

Keywords

Flexible duplexing, wireless communications, MIMO, heterogeneous net-
works, interference alignment,

Agradecimientos

En primer lugar, agradecer tanto a mi director de proyecto, Jacobo Fanjul Fernández, por brindarme la oportunidad de realizar mi trabajo fin de grado con él y compartir conmigo su experiencia en el campo de las telecomunicaciones y en la realización de proyectos, como a mi profesor ponente, Jesús María Ibáñez Díaz, por apoyarme a realizar este proyecto y posibilitar el desarrollo de este. Además, agradecer la docencia que han desarrollado a lo largo de la asignatura Comunicaciones Digitales, tanto en la parte teórica como en la práctica, lo que permitió obtener los fundamentos teóricos y prácticos para llevar a cabo este documento. Me gustaría agradecer también al Grupo de Tratamiento Avanzado de la Señal (GTAS), por hacerme sentir como un miembro más de dicho grupo y posibilitarme hacer uso de las instalaciones del departamento, así como los instrumentos y equipos necesarios para el desarrollo del proyecto. También agradecer al Grupo de Tecnología Electrónica y Comunicaciones de la Universidade da Coruña, y en especial a José Antonio García-Naya, por el soporte y las herramientas de control de los dispositivos empleados durante la campaña de medidas. Por otra parte, me gustaría agradecer a la Universidad de Cantabria por aceptarme como alumno de intercambio a nivel nacional y permitirme llevar a cabo este Trabajo Fin de Grado y por consiguiente, finalizar mis estudios a nivel de grado en dicha Universidad. A su vez, me gustaría agradecer a todos los profesores que han formado parte de mi formación a lo largo de estos años académicos, tanto en la Universidad de Cantabria como en la Universidad de Oviedo. No quiero olvidarme tampoco de todos los compañeros con los que he podido compartir conocimiento y experiencias a lo largo de estos, muchos de los cuales me han hecho crecer tanto profesionalmente como personalmente. Por último y mas importante, agradecer a mi familia por todo el apoyo brindado de forma constante e incondicional, el cual ha sido siempre un verdadera fuente de ánimo de superación personal.

Resumen

En este trabajo se presenta una serie de medidas realizadas en un entorno experimental, en el cual, se compara el rendimiento que otorga el uso de *flexible duplexing* en relación con el que presentan técnicas convencionales.

Se ha hecho una revisión sobre el *state of the art* de las comunicaciones inalámbricas, haciendo énfasis en los sistemas MIMO, que están, hoy en día, entre las tecnologías que presentan mejores prestaciones en este tipo de comunicaciones.

Además, se describen diferentes técnicas de comunicaciones que serán empleadas en este experimento, prestando principal atención a *interference alignment*. Dicha técnica, se centra exclusivamente en cancelación de interferencias, siendo una de las que mejor rendimiento presentan.

A continuación, se describen los aspectos relacionados con el contexto en el que se desarrollará este experimento. Dicha descripción abarca las principales prestaciones de los dispositivos que serán empleados, distribución de las diferentes celdas que serán objeto de estudio y formato de la trama que será transmitida por los diferentes nodos.

Se presentan resultados gráficos sobre las prestaciones, en términos de precisión a la hora de decodificar los símbolos recibidos, que presentan las diferentes técnicas de comunicaciones empleadas en las diferentes celdas que componen dicho experimento.

Por último, se extrae una serie de conclusiones sobre este experimento y además, se establecen unas líneas futuras por las que continuar el trabajo de investigación.

Abstract

In this work, we present an experimental evaluation of flexible duplexing, a promising communication strategy in the context of heterogeneous networks (HetNets), and we compare its performance to conventional time-division schemes.

The state of the art of wireless communications is studied, focusing on MIMO systems, which are considered to provide excellent performance in the context of 4G and 5G.

Additionally, we introduce the transmission methods under evaluation, with a paramount emphasis on interference alignment. Such technique is specifically designed to cancel out the interference in scenarios where its level has the same magnitude as the desired signal.

Furthermore, the main characteristics of the experiments are described, including the main features of the USRP devices, the spatial distribution of the nodes in the network under evaluation, and frame format to be transmitted by the different base stations, access points and user equipments.

A selection of the obtained results are presented in terms of error vector magnitude, as a figure of merit to characterize the accuracy of the considered communication approaches.

Finally, we establish a set of conclusions related to the experiments and the results mentioned above, and we include a brief reflection on potential future lines to extend the research on this topic.

Índice general

Agradecimientos	I
Resumen	II
Abstract	III
Índice general	IV
Índice de figuras	VI
Índice de tablas	VII
1 Sistemas MIMO	1
1.1 Modelo de Canal	3
1.1.1 Estimación de canal	4
1.1.2 Estimador LS (mínimos cuadrados).	4
1.1.3 Estimador MMSE (de mínimo error cuadrático medio) o estimador por filtro de Wiener.	4
1.2 Capacidad del canal	5
1.3 Arquitecturas MIMO	7
1.3.1 MIMO Multiusuario	7
1.3.2 MIMO Multicelda	8
1.4 Canal de interferencia	8
2 Redes Heterogéneas: Flexible Duplexing	10
2.1 Interference Alignment	11
2.2 Escenarios	15
2.2.1 X networks	15
2.2.2 Canal de interferencia	16
2.2.3 Redes celulares	17
2.3 Flexible Duplexing	18
3 Dispositivos e Implementación	20
3.1 Software Defined Radio (SDR)	20
3.1.1 Arquitectura	21
3.1.2 GNU Radio	22
3.1.3 USRP B210	22

3.2	<i>Setup</i> Experimental	23
3.2.1	Descripción	23
3.2.2	Conexión remota	24
3.2.3	Software	26
3.2.4	Formato de trama	26
3.3	Detalles de implementación	27
4	Resultados	30
4.1	Resultados	31
5	Conclusiones	35
	Referencias	38

Índice de figuras

1.1	Esquema Sistema MIMO	2
1.2	Esquema Sistema MIMO multiusuario	7
1.3	Esquema del canal interferencia	9
2.1	Arquitectura HetNet.	10
2.2	Histórico publicaciones IA.	12
2.3	Costes sobre implementaciones escenarios IA	13
2.4	Relación entre grados de libertad y <i>sum-rate</i>	14
2.5	Ejemplo red heterogénea con implementación de <i>flexible duplexing</i>	19
3.1	Esquema USRP B210	23
3.2	Escenario real experimental 1.	24
3.3	Escenario real experimental 2.	25
3.4	Escenario real experimental 3.	25
3.5	Formato de trama para <i>setup</i> experimental	27
4.1	EVM de los símbolos recibidos en la Celda 1 [Down Down Up].	31
4.2	EVM de los símbolos recibidos en la Celda 2 [Down Down Up].	32
4.3	EVM de los símbolos recibidos en la Celda 1 en [Down Up Up].	33
4.4	EVM de los símbolos recibidos en la Celda 3 en [Down Up Down].	33
4.5	Degradación de la EVM de los símbolos recibidos en convencional respecto a Flexible Duplexing [Down Up Down] en la Celda 3	34

Índice de tablas

3.1 Características USRP B210	22
---	----

Capítulo 1

Sistemas MIMO

Los sistemas *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO), hoy en día, están entre las tecnologías más prometedoras y una de las que presentan mejores prestaciones en el área de las comunicaciones inalámbricas, debido principalmente al alto rendimiento en la transmisión que proporcionan. Tradicionalmente, el modelo de comunicaciones estaba basado principalmente en un sistema *Single-Input Single-Output* (SISO), un modelo de comunicaciones sencillo en el que tanto el transmisor como el receptor disponían, únicamente, de una antena transmisora y otra receptora, y obteniendo unas prestaciones menos avanzadas. Pocos años atrás, el avance de la tecnología en el ámbito de las comunicaciones, así como el desarrollo de técnicas de tratamiento de señales, ha llevado al uso de estos sistemas MIMO en las comunicaciones inalámbricas. Adicionalmente, se han desarrollado redes de diferente jerarquía, tamaño y naturaleza, con diferentes tecnologías y técnicas de transmisión. Estos sistemas aprovechan las diversas características, así como el efecto, de la propagación de la señal a través de un medio específico, para conseguir un rendimiento, en términos de probabilidad de error de bit o *bit error rate* (BER) o capacidad del canal, que por el contrario, sería imposible conseguir utilizando un sistema convencional de una única antena de recepción y transmisión. El aprovechamiento de la diversidad del canal, se realiza en función de los diferentes tipos de ganancia que se pueden obtener utilizando múltiples antenas.

- **Ganancia en Array:** consiste en el aumento de la relación señal a ruido en el receptor, debido a un concreto procesamiento de la señal en el sistema receptor o transmisor. Consiste en la adición de forma coherente de las señales recibidas en cada una de las antenas receptoras. Esta ganancia se suele aprovechar en el receptor, debido a que es necesario conocer el comportamiento del canal en sistema transmisor o receptor, lo que conlleva de manera implícita un mayor rango de cobertura.
- **Ganancia por multiplexado espacial:** corresponde al incremento en el número de flujos de información independientes y libres de interferencia que se pueden transmitir y recibir en un sistema MIMO cuando

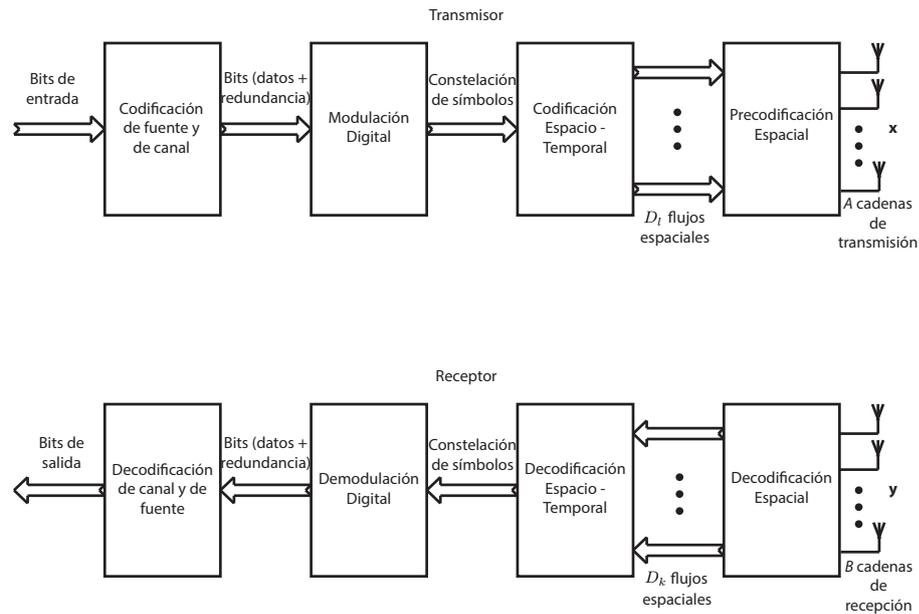


Figura 1.1: Esquema Sistema MIMO

el número de antenas transmisoras aumenta. Para la caracterización de esta ganancia, se tiene en cuenta el incremento de estas antenas sin llevar a cabo un aumento de la potencia de la señal transmitida ni de su ancho de banda. Esta ganancia por multiplexado espacial permite transmitir diferentes flujos de datos de forma independiente.

- Ganancia en diversidad espacial:** consiste en la obtención de réplicas de la señal transmitida que se hayan propagado por los distintos caminos con desvanecimientos independientes. Esto posibilita que, aunque alguna de esas réplicas haya sufrido un desvanecimiento brusco, algunas de las otras señales recibidas presenten un nivel elevado de potencia, de tal forma que se pueda compensar y recuperar la señal. Esta ganancia se aprovecha en canales selectivos, tanto en frecuencia como en el dominio del tiempo.
- Reducción y eliminación de interferencias:** la interferencia en redes no cableadas o inalámbricas se debe a que se comparten los mismos recursos radio, de tiempo y de frecuencia con otros sistemas. La interferencia que estos sistemas pueden provocarse entre sí, se puede reducir utilizando la dimensión espacial o dirigiendo la energía de la señal hacia el usuario correcto, reduciendo la interferencia a otros usuarios.

1.1. Modelo de Canal

Uno de los aspectos a tener en cuenta a la hora de entender el funcionamiento y comportamiento de los sistemas MIMO, es conocer la matriz que modela dicho sistema. Partiendo de un número de antenas en el receptor, siendo l una antena receptora, y de las antenas receptoras, k , se puede describir la matriz H_{ℓ_k} .

$$\mathbf{H}_{k\ell}(f, t) = \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \cdots & H_{1,A} \\ H_{2,1} & \ddots & & \\ \vdots & & H_{b,a} & \vdots \\ H_{B,1} & \cdots & \ddots & H_{B,A} \end{bmatrix}, \quad (1.1)$$

Es importante tener en cuenta la distribución espacial de las antenas que se quiere colocar dentro del sistema MIMO, puesto que, la correlación existente entre los elementos de la matriz (1.1) está relacionada con dicha disposición de las antenas y de la dispersión característica del medio. El objetivo siempre que se implementa este tipo de sistema, es lograr la total independencia entre canales mediante una correcta distribución espacial. Aunque esto no implica que se consiga una completa decorrelación estadística de los diferentes elementos que componen el canal. Partiendo de un medio con una dispersión muy alta y distanciando las antenas $\lambda/2$, donde λ corresponde con la longitud de onda de la señal transmitida, se pueden conseguir grados de diversidad espacial del orden de AB , siendo A y B el número de antenas receptoras y transmisoras respectivamente. En función de la correlación que presentan la respuesta del canal y la separación frecuencial que se dispone entre dos señales, se define, en el dominio de la frecuencia, la función de coherencia del canal.

$$R(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau, \quad (1.2)$$

A raíz de esta ecuación, se puede obtener el denominado *ancho de banda de coherencia*, el cual se define como el ancho de banda máximo que una señal podría disponer para evitar posibles desvanecimientos que pueda provocar la función de transferencia del canal. Si el ancho de banda de la señal a transmitir es mayor que el ancho de banda de coherencia, podrían producirse desvanecimientos, por lo que el canal se consideraría selectivo en frecuencia.

Como contrapartida, las realizaciones del canal podrían no tener total dependencia temporal entre ellas, por lo tanto, se define el *Tiempo de coherencia*, como la distancia temporal mínima que debe haber entre realizaciones del canal, de tal forma que se garantice la no correlación entre ellas.

Esto permite, mediante el uso de sistemas MIMO, beneficiarse de las ganancias anteriormente mencionadas, haciendo uso de técnicas como las que describiremos en capítulos sucesivos.

1.1.1. Estimación de canal

Anteriormente se ha explicado cómo las distintas realizaciones del canal pueden provocar cambios en la señal transmitida. Pese a que existen estrategias de comunicación inalámbrica que no requieren disponer de información del medio de propagación, en general el transmisor debe ser capaz de revertir los cambios producidos por el canal a la señal transmitida. Para llevar a cabo esta tarea con éxito es imprescindible conocer el comportamiento del canal mediante su función de transferencia. Este proceso permite, en el receptor, realizar la operación inversa y realizar una corrección sobre la señal recibida. A este proceso se le llama ecualización o estimación del canal. En este trabajo, nuestro interés no radica en la estimación de canal (aunque se realice), por lo tanto se explicará brevemente a continuación, dos de los métodos más utilizados a la hora de estimar el canal de comunicaciones.

1.1.2. Estimador LS (mínimos cuadrados).

El estimador de mínimos cuadrados es un estimador sencillo y muy fácil de llevar a cabo su implementación. Trata de minimizar el error cuadrático entre los símbolos piloto recibidos y los conocidos del transmisor.

$$\hat{H}_{LS} = \arg_{H(n)} [\min\{(Y(n) - X(n))^* \cdot (Y(n) - X(n))\}], \quad (1.3)$$

Es un estimador que se basa principalmente en el entrenamiento, por lo que obvia el comportamiento estadístico de la señal transmitida y por consiguiente, no considera la presencia de ruido en la señal recibida. Este estimador presenta alguna desventaja que hace plantearse la posibilidad de recurrir a otro estimador, como es el caso del estimador MMSE. La principal desventaja radica en la imposibilidad de recurrir a la incorporación de ningún conocimiento previo de la señal recibida y que permita mejorar la estimación, haciéndola más fiel a la realidad.

1.1.3. Estimador MMSE (de mínimo error cuadrático medio) o estimador por filtro de Wiener.

El uso estimador MMSE radica en el conocimiento a priori del comportamiento estadístico que se tiene del canal de comunicaciones y del ruido que afecta a la señal de interés. Este estimador considera los parámetros que se quieren estimar como variables aleatorias e intenta estimar una realización concreta de dichos parámetros. El estimador MMSE minimiza el error cuadrático medio entre dicho estimador y el canal. Se expresa de la siguiente forma:

$$H(n) = \arg_{H(n)} \min\{E[|H(n) - \hat{H}(n)|^2]\} \quad (1.4)$$

Se observa que la estimación es realizada haciendo uso de propiedades de tipo estadístico del canal y del ruido. Esto le otorga mayor robustez al

estimador pero, como contrapartida, se obtiene una mayor complejidad de implementación y de carga computacional, limitando este estimador a situaciones más específicas que el estimador LS. Existen numerosas variantes de este estimador, como es el caso de LMMSE, que parte del estimador LS, realizando una estimación más aproximada, o el estimador LMMSE simplificado, el cual reduce la carga computacional del estimador LMMSE.

Se demostró también que la información se puede transmitir sobre un canal si y solamente si la magnitud de la fuente no excede la capacidad de transmisión del canal que la conduce.

1.2. Capacidad del canal

Claude Elwood Shannon en [1], demostró que sólo es posible transmitir información a través de un canal únicamente si dicha cantidad de información no excede la capacidad máxima del canal. Es en este complejo análisis matemático donde se establece la máxima capacidad del canal, que es posible que alcance un sistema de comunicaciones. Sean X e Y dos variables aleatorias, correspondientes a la entrada y a la salida del sistema de comunicaciones, cuya densidad de probabilidad de Y condicionada a X , se define como:

$$I(X; Y) = \int_{S_x, S_y} f(x, y) \log \left(\frac{f(x, y)}{f(x)f(y)} \right) dx dy, \quad (1.5)$$

En dicha ecuación, (1.5), S_x y S_y son, respectivamente, los soportes de X y de Y , $f(x)$ y $f(y)$ son las densidades de probabilidad de X e Y , y $f(x, y)$ describe la función densidad de probabilidad conjunta.

Shannon consiguió demostrar que la capacidad del canal tiene un límite y este se establece mediante la siguiente expresión:

$$C = \max_{f(x)} I(X; Y) = \max_{f(x)} \int_{S_x, S_y} f(x, y) \log \left(\frac{f(x, y)}{f(x)f(y)} \right) dx dy. \quad (1.6)$$

Si se particulariza dicha expresión de la capacidad en (1.6) para un canal de ruido Gaussiano y distribución blanca (Additive white Gaussian noise), con un determinado ancho de banda y una SNR (relación señal a ruido), se obtiene la expresión que define la capacidad binaria del canal de comunicaciones [2].

$$C = BW \cdot \log (1 + SNR), \quad (1.7)$$

A la hora de trabajar con canales variantes con el tiempo, se pueden tomar varios sentidos sobre la definición de capacidad de un canal, dependiendo de la información sobre el estado del canal de que dispongan el receptor y el transmisor. Si el transmisor y el receptor conocen la ganancia del canal de forma exacta, pueden adoptar una estrategia de transmisión en función de estos datos.

Por otra parte, hay diferentes definiciones, que serán aplicadas en un marco

concreto en el que se dispone de cierto conocimiento, parcial o total, del canal de comunicaciones y dependiendo de si se trata de un canal estacionario o un canal que presenta cierta selección. Muchas veces, no se dispone del conocimiento sobre la variación de canal pero si la distribución de este. Se puede hablar entonces de *channel distribution information* (CDI). El modelo más habitual es cuando el transmisor mantiene una tasa de transmisión de datos fija y el receptor dispone de conocimiento perfecto sobre la ganancia del canal, y el transmisor puede mantener dicha tasa de transmisión optimizada en función de dicha CDI. En este caso, la capacidad del canal se alcanza mediante un promediado de todos los estados que presenta el canal.

Todas las expresiones que se han establecido anteriormente, son válidas para sistemas con una única antena transmisora y una única antena receptora, es decir, para un sistema SISO. Para el caso de un sistema MIMO, se puede derivar a partir de la información mutua cuando el modelo de señal es :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1.8)$$

En dicha expresión, \mathbf{H} representa, como ya se definió anteriormente, las ganancias del canal para cada pareja de antenas. Además, \mathbf{n} , representa el ruido aditivo blanco circularmente simétrico y gaussiano de orden $\mathbf{B} \times 1$, donde \mathbf{B} es el número de antenas receptoras, y \mathbf{x} es vector $\mathbf{A} \times 1$, con \mathbf{A} número de antenas transmisoras. Cuando dicho canal se mantiene de forma constante y es conocido por el transmisor y receptor, el valor máximo de información mutua entre estos viene dado por la expresión:

$$C = \max_{\mathbf{Q}: \text{tr}(\mathbf{Q})=P} \log \det(\mathbf{I}_B + \mathbf{H}\mathbf{Q}\mathbf{H}^H), \quad (1.9)$$

donde \mathbf{I}_B corresponde con la matriz identidad $A \times B$ y \mathbf{Q} es la matriz covarianza de entrada, cuya tamaño es $A \times A$. Partiendo de la descomposición por valores singulares, esta matriz puede ser reescrita de tal forma que el resultado sería $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$, donde \mathbf{U} es una matriz unitaria y de dimensiones $\mathbf{B} \times \mathbf{B}$ y donde \mathbf{V} es $A \times A$ unitaria. Por último se cumple que $\text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(A, B)$. De tal forma, se llega a un sistema equivalente a varios canales paralelos que no se producen interferencias entre ellos, debido a la siguiente conversión:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{U}^H(\mathbf{H}\mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H(\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{\Sigma}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}, \end{aligned} \quad (1.10)$$

donde $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H\mathbf{y}$, $\mathbf{x} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}}$ y $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H\mathbf{n}$. Se trata de una configuración de matrices de precodificación y decodificación para obtener una mejoría en la capacidad. Se ha de tener en cuenta que los canales no tiene las mismas características y condiciones de calidad, por lo que es imprescindible realizar una distribución de la potencia para cada una de las realizaciones del canal.

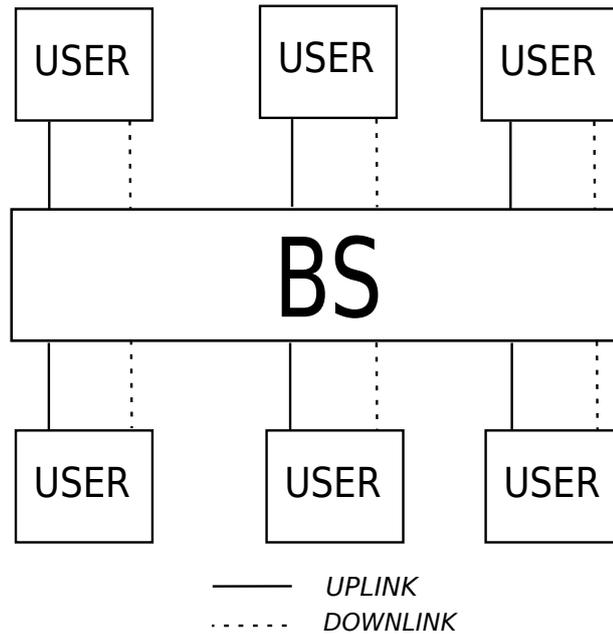


Figura 1.2: Esquema Sistema MIMO multiusuario

1.3. Arquitecturas MIMO

Hoy en día se tiende al uso de múltiples antenas, como se puede observar en el uso de MIMO en estándares como WiFi o *Long Term Evolution* (LTE). En función de la distribución que se hace de las antenas y del número de usuarios a los que se da soporte, se hacen varias distinciones.

1.3.1. MIMO Multiusuario

Los sistemas MIMO Multiusuario o sistemas MU-MIMO son aquellos sistemas MIMO donde se implique, en la comunicación, a más de un usuario (par de transmisor-receptor) dentro del mismo dominio temporal y mismo rango de frecuencias. Un claro ejemplo de sistema MU-MIMO que hay en la actualidad, sería una red WiFi doméstica, donde un punto de acceso da soporte a varios dispositivos y en la cual se produce tráfico en *uplink* y *downlink*. Otro ejemplo a mayor escala, podría ser un sistema compuesto por una estación base (BS) y varios terminales móviles. El enlace ascendente se produce cuando los usuarios o los terminales se conectan a punto de acceso o a la estación base y transfieren datos hacia esta. Se corresponde con *multiple access channel* (MAC) o acceso múltiple hacia el punto de acceso. Cuando se produce tráfico desde el punto de acceso hacia un terminal conectado a este, se habla de *dowlink* o canal descendente, no obstante, si el tráfico se produce desde el punto de acceso hacia todos los terminales, se habla de tráfico *Broadcast*, dando lugar a un canal *Broadcast* o *Broadcast Channel* (BC). También es posible que el punto de acceso transmita datos en *downlink* a más de un usuario, generándose tráfico *Multicast*.

1.3.2. MIMO Multicelda

Como se ha explicado anteriormente en los sistemas mono usuario MIMO y multiusuario MIMO, cuanto más incorrelados estén los elementos de la matriz (1.1) mejores prestaciones proporcionará el sistema MIMO. La última de las configuraciones es MIMO multicélula y multi usuario, que se obtiene al considerar la interacción de varios sistemas MIMO multi usuario. Considerando este sistema MIMO, se pueden contemplar dos posibles escenarios teóricos. Uno de ellos sería que los sistemas MIMO se interfieren entre sí, dando lugar a un sistema MIMO interferente. De esta forma, el problema ya no es solo la interferencia que se produce entre usuarios, sino también la interferencia que se produce entre los sistemas MIMO que se encuentran en celdas diferentes. El segundo escenario sería cuando se considera la cooperación de los transmisores o receptores o incluso que ambos cooperen entre ellos

- **MIMO multicelda sin cooperación:** En este escenario no existe colaboración alguna entre las diferentes estaciones base que componen el sistema MIMO multicelda. Esto se traduce a que cada una de las estaciones base sólo conoce el tráfico que que transfieren los usuarios con dicha estación base dentro de su celda.
- **MIMO multicelda con cooperación:** Debido a que las estaciones base son elementos fijos dentro de un sistema de comunicaciones, es más factible llevar una colaboración entre ellas incluso a nivel de celda. Esto permite crear un modelo de sistema MIMO como una única celda, pudiendo llevar a cabo resultados de capacidad similares a los de MIMO multiusuario con una sola celda.

1.4. Canal de interferencia

El canal interferencia o *Interference Channel* (IC) se produce en una red formada por varias parejas transmisores receptores debido a la incorporación de múltiples usuarios dentro de un sistema MIMO. En esta red, los usuarios intercambian datos entre sí, pero afectando de forma interferente al tráfico que transmiten los demás usuarios. En la siguiente ilustración se puede observar como se caracteriza un canal interferencia. A lo largo del proyecto, este será el esquema utilizado, puesto que *Interference Alignment* es una técnica que mejora las prestaciones del sistemas de comunicaciones cuando se produce este contexto.

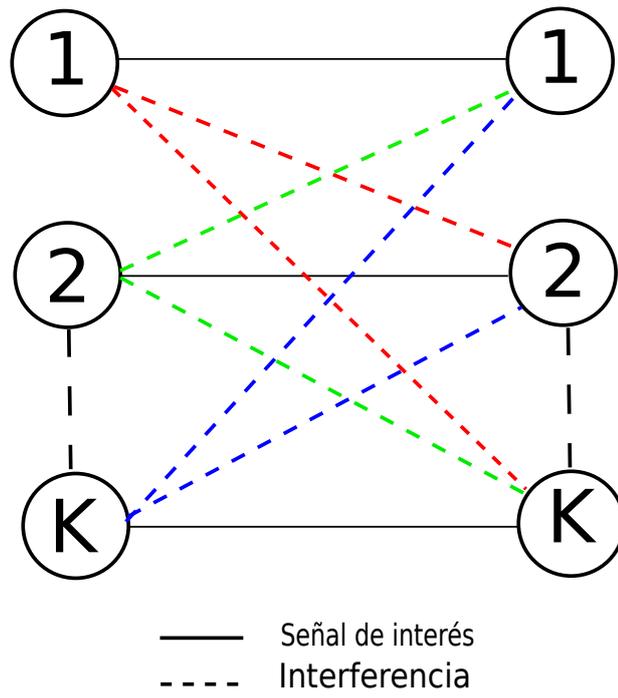


Figura 1.3: Esquema del canal interferencia

Capítulo 2

Redes Heterogéneas: Flexible Duplexing

El término red heterogénea (*HetNet*) 2.1 hace referencia a un tipo de red que conecta dispositivos con diferentes sistemas operativos y/o protocolos de comunicaciones. También hace referencia a redes inalámbricas que utilizan diferentes tecnologías de acceso. Este tipo de red esta compuesta por múltiples celdas de diferentes tamaños y con diferentes técnicas de transmisión y tecnologías de acceso. Entre los diferentes tipos de celdas se encuentran las macro celdas, las cuales se encargan de dar cobertura global. Por otra parte, las micro celdas o las pico celdas, son encargadas de proporcionar una mejora en la capacidad de transmisión en zonas con mucho volumen de tráfico o muy concurridas, como por ejemplo, en centros urbanos. Este tipo de red permite a los operadores móviles proporcionar una mejor calidad de servicio a los clientes en comparación a la que se podría ofrecer mediante el uso de redes homogénea. Por último, destacar que se produce una transición perfecta entre las diferentes células y los interfaces de radio, siendo un proceso abstracto para el usuario.

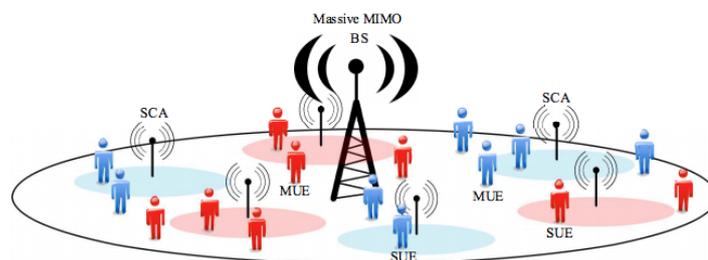


Figura 2.1: Arquitectura HetNet.

En [3]-[4], se caracteriza una red heterogénea compuesta por un macro-celda de MIMO masivo [5] y celdas de tamaño pequeño que toman el rol de puntos de acceso[4]. En dicho documento, se evalúa y se caracteriza el rendimiento del sistema a través de la tasa en transmisión de *downlink*(DL)

y *uplink*(UL), bajo el cumplimiento de la tasa demandada y considerando errores en la estima de canal [6]. Se presentan resultados numéricos para contrastar el análisis de las diferentes configuraciones para realizar comparaciones con diferentes arquitecturas de red. Para finalizar, en este capítulo se presentan alguna de las técnicas más prometedoras, al igual que los principales escenarios donde se aplican.

2.1. Interference Alignment

En este capítulo se presentará la técnica de alineado de interferencias o *interference alignment* (IA) [7], definiendo sus fundamentos teóricos, grados de libertad y como se llevará a cabo su implementación en este proyecto. Esta técnica pretende llevar a cabo un agrupamiento de las señales que provocan interferencias a la señal mensaje en un subespacio con dimensión reducida y ortogonal al subespacio del que forma parte la señal mensaje. Para llevar a cabo una correcta alineación de las señales interferentes, será necesario llevar a cabo la resolución de sistemas de ecuaciones bilineales que permitirán la obtención de *Precoders* y *Decoders*.

El estudio del concepto de IA tiene su origen en [8] y [9], donde se realizaba un análisis de los beneficios de aplicar el principio de superposición de espacios de señal interferente en un *X Channel* de 2 usuarios. Posteriormente, este estudio fue ampliado en [10] con la aplicación de IA en canales interferencia. En el año 2006, se desarrolla la primera solución cerrada alcanzando un alineado totalmente perfecto aplicando únicamente procesado de señal (*beamforming + zeroforcing*). Posteriormente se analiza el rendimiento de esta solución [11], para que posteriormente se hagan los primeros avances en *MISO Broadcast Channel* [12]. El termino *Interference Alignment* es utilizado por primera vez por Jafar y Shamai en [13]. Poco después, estos avances son extrapolados al canal interferencia con K usuarios. A continuación, los trabajos se centraron en el canal interferencia. Como se explica en [13], se obtienen el número total de grados de libertad para un *X Channel*, con $K = 2$, siendo K el número de usuarios, donde todos los nodos implicados portan el mismo número de antenas. Se determina en [14] una cota en los grados de libertad para *X Networks* compuestas por M transmisores y N receptores, con A y B antenas respectivamente.

Aunque estos estudios citados anteriormente se han centrado principalmente en el ámbito teórico, también existen trabajos de tipo experimental. En [15] se realiza un trabajo experimental donde se estudia el rendimiento de la aplicación de IA en un escenario *Indoor* para una red de área local inalámbrica de banda ancha en al que se usa Multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), siguiendo las especificaciones de la capa física IEEE 802.11a. Se trata de un escenario de un canal interferencia MIMO con 3 usuarios y 6 nodos equipados con múltiples antenas receptoras/transmisoras. Se han comparado aplicar *precoders* y *decoders* antes y después del bloque FFT, comparando sus resultados en términos de BER.

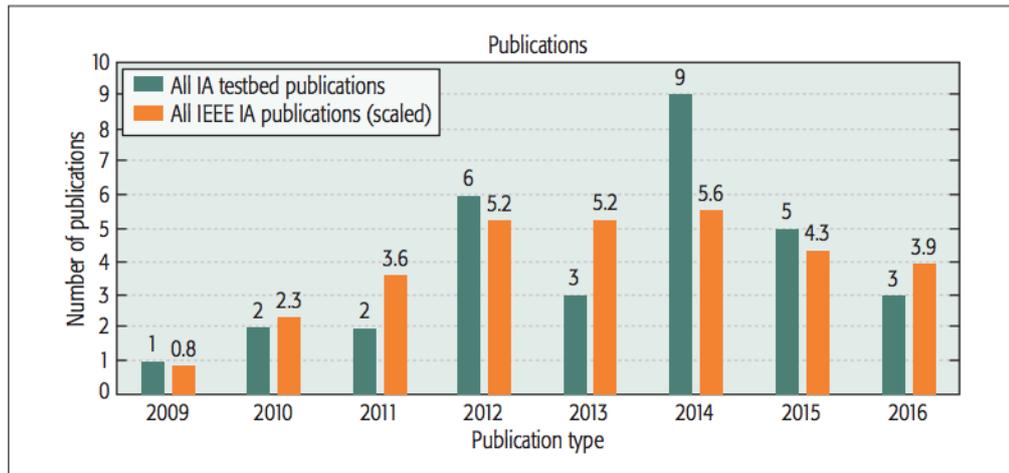


Figura 2.2: Histórico publicaciones IA.

Como se observa en la siguiente ilustración, el número de publicaciones respecto a la investigación de la aplicación de *Interference Alignment* ha aumentado considerablemente desde sus primeras publicaciones. Aunque cabe destacar que no es un aumento lineal, sino que el número de publicaciones sufre una fluctuación año tras año.

Otro aspecto fundamental a tener en cuenta es el coste de los equipos hardware necesarios para llevar a cabo trabajos experimentales sobre IA. En 2.3 se observa el coste en miles de USD aproximado del coste que podría tener el escenario experimental en función también de la configuración que se utilice. Las configuraciones mostradas en la siguiente tabla se dividen en:

- Configuración C: USRPs de alto rendimiento.
- Configuración F: PXI centralizado.
- Configuración G: PXI distribuido.

Es importante destacar que muchos de estos experimentos se que se mencionan en [16], las señales se decodifican de manera offline. No obstante, es en [17] en la cual se detalla la primera implementación de Blind IA en tiempo real. Por último, es necesario mencionar que este trabajo sería el primero en el cual se implementa IA con CSI en el transmisor y con decodificación en tiempo real, algo que no se había hecho hasta la fecha.

Configuration type		[8]	[5]	High-perf. USRP	[11]	Bristol & Lund	Cent. PXI	Dist. PXI
		A	B	C	D	E	F	G
Equipment with model number and part number	Unit cost* of equipment	Quantity of equipment used in a configuration						
		A	B	C	D	E	F	G
OctoClock CDA-2990 782978-01	1.1	1	-	1	-	1	1	1
NI USRP-2943R 783925-01	6.8	-	-	6	-	3	3	3
NI USRP-2953R, GPS Clock 783928-01	8.1	-	-	-	-	3	3	3
NI PXIe-1082 Chassis 780321-01	3.8	-	-	-	3	-	-	3
NI PXIe-1085 Chassis 783588-01	10.0	-	-	-	-	1	1	-
NI PXIe-7976R FlexRIO FPGA 783625-01	11.0	-	-	-	-	3	3	3
NI PXIe-8840 RT Controller 783001-33	5.1	-	-	-	-	1	-	3
NI PXIe-8880 Controller 783513-33	8.0	-	-	-	-	-	1	-
USRP N210 782747-01	2.1	6	-	-	-	-	-	-
USRP B210 782981-01/784190-01	1.4	3	-	-	-	-	-	-
NI USRP-2921 781907-01	2.8	-	12	-	-	-	-	-
GPSDO Kit for USRP N200/N210 782779-01	0.9	-	6	-	-	-	-	-
NI PXIe-8130 Controller	5.1	-	-	-	3	-	-	-
NI PXIe-7965R FlexRIO FPGA 781207-01	10.1	-	-	-	4	-	-	-
NI 5781 Baseband Transceiver 781267-01	3.3	-	-	-	4	-	-	-
XCVR2450	0.5	-	-	-	4	-	-	-
Total Cost* of a Configuration (* Cost in thousand USD)		18	40	42	82	94	97	105

Figura 2.3: Costes sobre implementaciones escenarios IA

2.1.0.1. Grados de libertad (DoF)

Los grados de libertad (*Degrees Of Freedom*) son un tema central dentro de la estadística de hoy en día. No obstante, dicho concepto no se explica en la mayoría de de textos educativos. Dicho concepto fue inicialmente utilizado por Gauss para llevar a cabo una estimación de la distancia a la que se encuentran determinadas estrellas , pero no fue formalmente escrito hasta 1908. Desde el punto de vista algebraico, se describe los grados de libertad como el número de ecuaciones que se establecen utilizando los datos disponibles.

Como se explica en [18], en un sistema MIMO la capacidad del canal no es un elemento escalar, sino que esta regida por una región espacial de dimensión K , donde K corresponde con el número de pares de transmisores/receptores que se encuentran en el sistema. para llevar a cabo un trabajo mas sencillo y claro, se recurre siempre a modelos simplificados enfocados más al ámbito

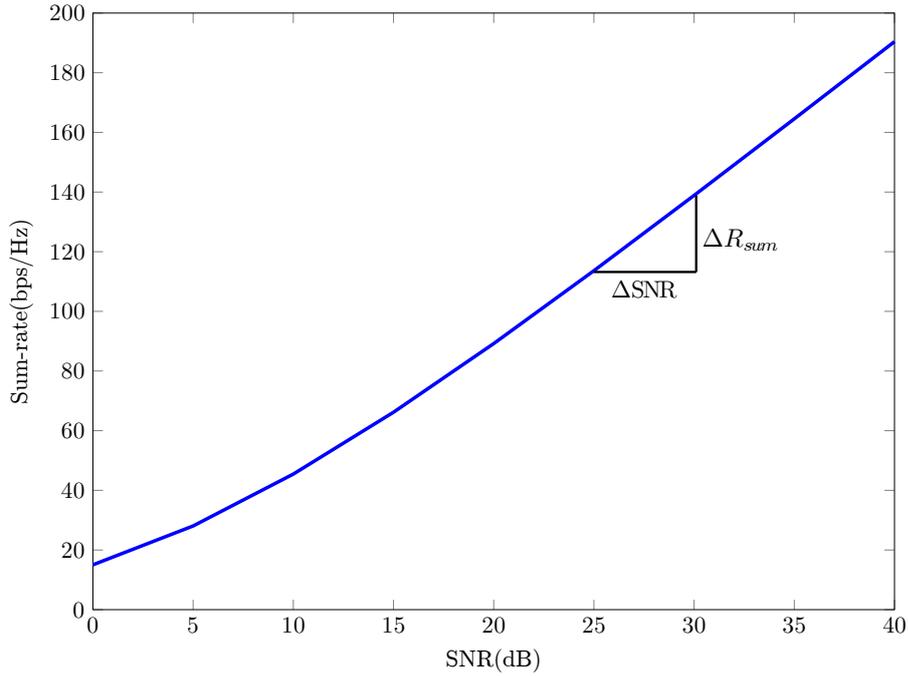


Figura 2.4: Relación entre grados de libertad y *sum-rate*.

práctico. Esta simplificación se conoce como *sum-rate* o régimen binario acumulado o sumado, el cual se puede definir como :

$$R_{sum} = \sum_k R_k, \quad (2.1)$$

donde R_k corresponde con la tasa binaria de transmisión del usuario K -ésimo. Si se considera ruido aditivo Gaussiano $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^B$ con matriz de covarianza $E[\mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H] = \sigma^2 \mathbf{I}$, es posible definir la evolución del *sum-rate* a alta SNR como $d \log \sigma^{-2} + r$, con

$$r = \lim_{\sigma^{-2} \rightarrow \infty} R_{sum} - d \log \sigma^{-2}. \quad (2.2)$$

El término r corresponde con el *offset* de la curva en el eje de ordenadas. Además el factor

$$d = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\Delta R_{sum}}{\Delta SNR} \quad (2.3)$$

se corresponde con la pendiente del *sum-rate* cuando se dispone de alta SNR. Esa pendiente d coincide con el número de *streams* independientes que pueden alcanzar los receptores libres de interferencias. Esa magnitud se conoce como grados de libertad o *Degrees of Freedom*.

En [10], [19], [20] se define este término de forma mas detallada, aplicada a casos de IA en sistemas MIMO.

2.2. Escenarios

2.2.1. X networks

Una X network de tipo MIMO es una red de comunicación de $M \times N$ usuarios, donde M es el número de transmisores y N es el número de receptores. En este tipo de red, el transmisor l desea transmitir $d_{k\ell}$ flujos de información hacia el receptor k para cada par $k \in \{1, 2, \dots, M\}$, $\ell \in \{1, 2, \dots, N\}$. dicho transmisor ℓ dispone de A_ℓ antenas transmisoras y el receptor cuenta con el mismo número de antenas receptoras. Según se avance el capítulo, se introducirán diferentes escenarios los cuales pueden ser estudiados como casos particulares de una X network, como es el caso del *Interference Channel*.

Para llevar a cabo un modelo de la red de comunicaciones entre usuarios, se definen los siguientes conceptos:

- **Matriz de demandas:** define la comunicación que se lleva a cabo entre un determinado transmisor y su receptor.

$$D = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & \cdots & d_{1M} \\ d_{21} & \ddots & & \\ \vdots & & d_{k\ell} & \vdots \\ & & & \ddots \\ d_{N1} & \cdots & & d_{NM} \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

donde k y ℓ , identifican al receptor y transmisor respectivamente, y donde el término $d_{k\ell}$ hace referencia a la cantidad de streams independientes entre ellos.

- **Matriz de conectividad:** sus elementos determinan si para un determinado transmisor y receptor, existe conexión física entre ellos, lo que se refleja en el elemento $a_{k\ell}$, el cual establece si este par transmisor/receptor están conectados o aislados entre sí.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1M} \\ a_{21} & \ddots & & \\ \vdots & & a_{k\ell} & \vdots \\ & & & \ddots \\ a_{N1} & \cdots & & a_{NM} \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

- **Condiciones de alineado:** Se ha explicado en puntos anteriores y en [21], que la esencia del alineado de interferencias es conseguir los *precoders* y *decoders* óptimos, de tal forma que permitan confinar las señales interferentes dentro de un mismo subespacio. Es necesario cumplir dos condiciones fundamentales para llevar esto a cabo:

$$\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_{k\ell} \mathbf{V}_{k\ell} = 0 \quad \forall k, \forall \ell \neq k \quad (2.6)$$

$$\text{rank}(\mathbf{U}_k^H [\mathbf{H}_{k1} \mathbf{V}_{k1}, \dots, \mathbf{H}_{kK} \mathbf{V}_{kK}]) = d_k \quad (2.7)$$

La primera condición permite garantizar que las interferencias, después de aplicar los *precoders* y *decoders*, son canceladas correctamente. Por otra parte, la segunda condición permite conservar la señal deseada y que pueda ser detectada por el receptor de forma correcta. La ecuación 2.7 se satisface, en un *Interference Channel*, siempre que se cumpla 2.6 y que los precoders, decoders, y matriz de canal sean de rango completo. Esto no ocurre en otro tipo de redes, como es el caso de las *X networks*, ya que las condiciones de alineado están acopladas entre sí [22].

Para obtener los *precoders* y *decoders* es necesario abordar la resolución de los sistemas de ecuaciones bilineales en 2.6. Debido a esto surgen dos conceptos importantes a la hora de llevar a cabo el estudio de IA:

- **Feasibility:** se le denomina sistema factible a aquel sistema que puede resolverse siguiendo unas condiciones iniciales. Aplicado a *Interference Alignment*, un sistema se dice que es factible cuando la resolución de dicho sistema, y por tanto la obtención de *precoders* y *decoders*, garantiza la posible cancelación de interferencias sobre la señal mensaje.
- **Properness:** Se refiere a como se plantea dicho sistema en cuanto a número de variables y número de ecuaciones. Un sistema se considera *proper*, si el número de variables del sistema es mayor o igual que el número de ecuaciones de dicho sistema. La propiedad *properness* de un sistema es condición necesaria, pero no suficiente, para que un sistema sea factible.

2.2.2. Canal de interferencia

En 1.4 se ha definido un canal interferencia como aquel en el cual se dispone de M transmisores y de N receptores, cumpliéndose la condición de que $M = N = k$. Se transmite información entre cada par de transmisor con su correspondiente receptor, por lo tanto, cada transmisor envía un flujo de información a su receptor. Esto se queda reflejado en la matriz de demandas (\mathbf{D}), la cual, para este caso concreto, solo presentará elementos no nulos en su diagonal principal. Las condiciones 2.8 y 2.9 se ven particularizadas, de tal forma que quedan reflejadas de la siguiente forma:

$$\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_{k\ell} \mathbf{V}_\ell = 0 \quad \forall k, \forall \ell \neq k. \quad (2.8)$$

$$\text{rank}(\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k) = d_k. \quad (2.9)$$

Ha de destacarse una propiedad característica de los *Interference Channels*, por la cual los *precoders* se ven reducidos a un solo subíndice, debido a que se cumple que $k = 1$. La cota superior de los DoF queda representada por

$$d \leq \frac{A + B}{K + 1}. \quad (2.10)$$

$$D_{IMAC} = \begin{bmatrix} d_{1,1:N_1} & \mathbf{0}_{1,N_2} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0}_{1,N_M} \\ \mathbf{0}_{1,N_1} & d_{2,N_1+1:N_2} & \mathbf{0} & \cdots & & \mathbf{0}_{1,N_M} \\ & & \ddots & & & \\ \vdots & & \mathbf{0} & d_{k,\sum_{\ell=1}^{k-1} N_\ell+1:\sum_{\ell=1}^k N_\ell} & \mathbf{0} & \vdots \\ & & & & \ddots & \\ \mathbf{0}_{1,N_1} & \mathbf{0}_{1,N_2} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & d_{M,N-N_M+1:N} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.2.3. Redes celulares

En el capítulo 1 se ha definido de forma breve el concepto de redes celulares o MIMO multi-celda. Se ha establecido la posibilidad que tienen las estaciones base, dentro de un sistema de comunicaciones, de establecer cooperación entre ellas. Las redes celulares pueden ser modeladas como un caso particular de una *X network*.

- **Canal de interferencia de acceso múltiple (IMAC):** correspondiente al enlace ascendente o *uplink*. Es necesario que se cumpla las siguientes condiciones para poder ser modelada mediante una *X network*:
 - La matriz demandas debe se define con una estructura diagonal como en 2.11.
 - De esta forma, $N = \sum N_k$, esto quiere decir que el número de transmisores será igual al número de transmisores móviles en la red. El número de transmisores es equivalente al número de estaciones base (M).
- **Canal de interferencia de broadcast (IBC):** Asociado al canal descendente o *downlink* y hace de modelo de la comunicación entre la transmisión desde la estación base a los terminales móviles. Al igual que IMAC, para que una *X network* sea considerada un IBC, debe cumplirse:
 - La matriz demandas debe ser como la mostrada en 2.12.
 - Debe cumplirse $N = \sum N_k$, donde N representa el número de receptores. Por otra parte, el número de transmisores debe ser el mismo que el número de estaciones base.

$$D_{IBC} = \begin{bmatrix} d_{1:N_1,1} & \mathbf{0}_{N_1,1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0}_{N_1,1} \\ \mathbf{0}_{N_2,1} & \mathbf{d}_{N_1+1:N_2,2} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0}_{N_2,1} \\ & & \ddots & & & \\ \vdots & & \mathbf{0} & d_{\sum_{\ell=1}^{k-1} N_{\ell+1} : \sum_{\ell=1}^k N_{\ell,k}} & \mathbf{0} & \vdots \\ \mathbf{0}_{N_M,1} & \mathbf{0}_{N_M,1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & d_{N-N_M+1:N,M} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

En cuanto a los DoF, la cota superior en una red celular compuesta por M estaciones base y N usuarios, viene definida por:

$$d \leq \frac{A + B}{MK + 1}, \quad (2.13)$$

donde se establece que se dispondrá de un número de usuarios no variable y unas previsiones de demanda simétricas.

2.3. Flexible Duplexing

El término flexible duplexing [23] hace referencia a la técnica que permite una adaptación flexible al cambio del tráfico mediante el cambio en la dirección en la que se transmite en el enlace ascendente (*uplink*) o enlace descendente (*downlink*). Esta técnica es una de las más prometedoras para mejorar la eficiencia en el espectro de las redes de comunicaciones de tipo inalámbrico. En comparación con TDD estático o convencional, flexible duplexing permite ofrecer más flexibilidad para ajustarse a diferentes patrones de tráfico de *uplink* o *downlink* a través de las diferentes celdas. No obstante, esta técnica puede provocar una interferencia adicional entre las celdas que transmiten en diferentes direcciones. En el contexto de la quinta generación de redes móviles (5G), las redes heterogéneas han surgido como una topología de red que toma vital importancia al estar compuesta de nodos y celdas de diferentes características y técnicas de transmisión combinadas en un mismo sistema de comunicaciones. En este escenario, flexible duplexing se presenta como una técnica referente que permite dicha cohesión entre *uplink* y *downlink* tanto en tiempo como en frecuencia. A continuación se esboza un ejemplo de una red heterogénea en la que se implementa *flexible duplexing*.

En [23] se presenta un estudio sobre el uso de esta técnica en un contexto de red heterogénea MIMO implementado con *flexible duplexing* para optimizar la tasa de transmisión en *downlink*. Determinar la mejor combinación *uplink/downlink* es una cuestión realmente complicada y en este estudio se realizan varias combinaciones para reducir los recursos computacionales necesarios. Finalmente, se presentan resultados numéricos, utilizando *Interference*

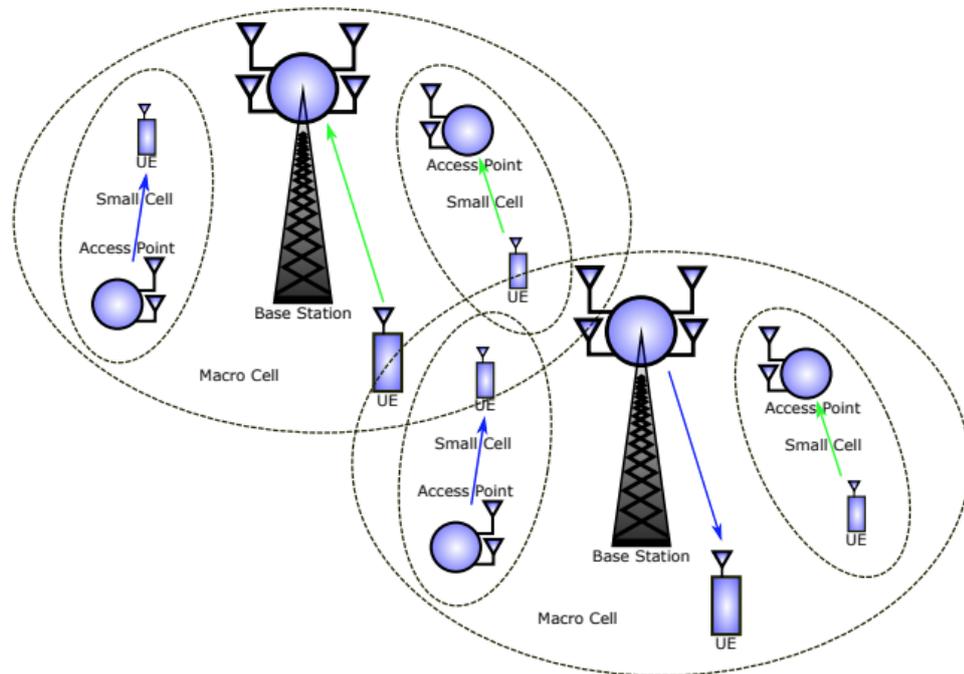


Figura 2.5: Ejemplo red heterogénea con implementación de *flexible duplexing*

Alignment, comparando el rendimiento que propicia el sistema convencional de TDD (*Time Division Duplex*) frente a *flexible duplexing*. Debido a que es una tecnología muy prometedora para 5G, será necesario modificar el tratamiento que se hace actualmente a la gestión de interferencias, ya que, mediante el uso de flexible duplexing es posible que se añada más interferencias al sistema de comunicaciones. Una de estas posibles técnicas de gestión de interferencias que son más prometedoras, es *Interference Alignment*, la cual será crucial en este experimento.

Capítulo 3

Dispositivos e Implementación

Este capítulo está destinado a la descripción de todos los aspectos relacionados con el desarrollo de las medidas de *flexible duplexing* en un escenario real. Para ello se han utilizado sistemas USRP B210, en concreto, 6 USRP que harán los roles de transmisores/receptores de las diferentes celdas que componen el escenario. A su vez, se ha diseñado un formato de trama OFDM con la cual se podrán estimar los canales SISO para cada par de antenas. Por último se describen los principales problemas de implementación que se han sufrido a lo largo del desarrollo de la creación de dicho escenario.

3.1. Software Defined Radio (SDR)

Desde la invención de los sistemas de radiocomunicaciones, estos han sido implementados en su totalidad mediante el uso de elementos hardware, lo que limita su capacidad de trabajo a una única configuración. Para ello se fijan parámetros como modulaciones, bandas de transmisión o ancho de banda a un determinado valor, por lo que no se pueden modificar a no ser que se sustituya dicho elemento hardware. Según avanza la tecnología, se han creados dispositivos programables con un diseño compacto, suficientemente rápidas y de bajo coste donde la gran mayoría de elementos se implementan mediante software, lo que permite tener una mayor flexibilidad a la hora de realizar diseños de sistemas radio. Estos elementos se denominan SDR o *Software Defined Radio*. Anteriormente los sistemas receptores y transmisores en comunicaciones radio eran equipos diseñados y fabricados mediante componentes electrónicos que desarrollaban las diferentes etapas del sistema como son la etapa de frecuencia intermedia, detección de señal, amplificación, etc. Con los años han surgido diferentes avances tecnológicos, como fue el caso en 1980 con la aparición de los microprocesadores, los cuales se aplicaron a los sistemas de comunicaciones para llevar a cabo las tareas de control de equipos radio conectados a diferentes puertos de comunicación de un ordenador. Años después, se emplearon Procesadores Digitales de Señal (DSP por sus siglas en inglés), los cuales permitían el desarrollo de diferentes filtros y eliminación de ruido. Para finalizar, destacar que la aplicación de

estos sistemas de SDR presentan numerosas ventajas, como por ejemplo su bajo coste, la compatibilidad con otros sistemas, reconfiguración, la interoperabilidad, etc. La principal ventaja es su reconfigurabilidad, es decir, se le puede modificar los parámetros básicos del sistema de comunicaciones con el fin de adecuar resultados o probar otros escenarios. Entre los parámetros reconfigurables se puede destacar la ganancia de transmisión y la de recepción, velocidad de muestreo, frecuencia de la portadora y la elección de las antenas transmisoras y receptoras. Todo esto permite un gran abanico de posibles escenarios sin necesidad de aumentar el coste reemplazando componentes internos del dispositivo.

3.1.1. Arquitectura

Las SDR son sistemas multibanda capaces de soportar múltiples protocolos e interfaces, usando una mezcla de diferentes circuitos como FPGAs, DSPs o microprocesadores de propósito general. Es necesario tener en cuenta varios aspectos de su arquitectura interna:

- **Convertidores Análogo-Digital:** Aunque las SDRs sean un avance tecnológico enorme en las radiocomunicaciones, sigue habiendo ciertas dificultades a la hora del procesamiento de la señal es convertir las señales analógicas al dominio digital. Además debe tenerse en cuenta la capacidad de poder recibir señales de baja potencia y rechazar aquellas señales fuera del margen dinámico libre de espúreos. Otro parámetro crítico a tener en cuenta es la tasa de muestreo del convertidor, pues determina el ancho de banda que el dispositivo es capaz de muestrear. Es necesario fijar una relación de compromiso entre la tasa de muestreo y la SNR, ya que están influidos por los bits de resolución del convertidor AD. Esta etapa tiene las diferentes características:
 - Tasa de muestreo: Es el número de veces por segundo que el ADC toma una medida de la señal analógica y cuantifica el valor analógico utilizando para ello un conjunto bits.
 - Rango dinámico: Se refiere a la diferencia entre la señal más pequeña y la más grande que puede convertir. Hay que tener en cuenta el número de bits que se utilizan, ya que, con un rango dinámico determinado, el error de cuantificación será menor a medida que se aumente el número de bits.
 - Tiempo de conversión: Existe un tiempo de conversión T_c que necesita el ADC para obtener un número digital a partir de un dato analógico.
 - Número de niveles: Indica la precisión con la que se cuantifica un dato analógico y depende del número de bits del ADC.
- **Sistemas de conversión directa:** también denominada como homodina es la solución más simple para recibir información transportada

por una portadora. Este tipo de recepción presenta múltiples ventajas tanto para la implementación como para trabajo multibanda y multinorma, aunque tiene algunas desventajas que hace que se utilice la técnica superheterodina.

- **Offset CD:** Mediante el uso de conversión directa mencionada anteriormente, la señal mensaje se convierte en banda base al inicio de la cadena de recepción, lo que provoca que aparezcan señales interferentes en la banda de interés.

3.1.2. GNU Radio

GNU Radio se trata de un proyecto de desarrollo libre y *open source* que aporta diseños sobre procesamientos de señal con el fin de implementar en sistemas SDR. Estos permite que se pueda usar dispositivos RF de bajo costo para el desarrollo de simulaciones. Principalmente tiene fines académicos y comerciales para dar soporte a la investigación de comunicaciones *wireless*. Estas aplicaciones GNU se desarrollan mediante un entorno gráfico o mediante lenguaje de programación(Python), mientras que la parte que necesita un alto rendimiento se hace en lenguaje C++.

3.1.3. USRP B210

Los dispositivos que se utilizarán para realizar el papel de elementos transmisores y receptores serán las USRP B210 de Ettus y tiene las características mostradas en 3.1. En la ilustración 3.1.3 se observa como es el diagrama de bloques de las USRP B210. En cuanto al transceptor RF, la

Tabla 3.1: Características USRP B210

Aspecto	Valor	Unidades
Alimentación		
DC Input	6	V
Conversión y Freq.		
Freq. muestreo AD (max)	61.44	MS/s
Resolución AD	12	bits
Ancho de banda SFDR AD	75	dBc
Freq. muestreo DA (max)	61.44	MS/s
Precisión Frecuencial	± 2	ppm
Rendimiento de RF		
Potencia de Salida	>10	dBm
IIP3	-20	dBm
Figura de Ruido	<8	dB
Aspectos físicos		
Dimensiones	9.7x15.5x1.5	cm
Peso	350	g

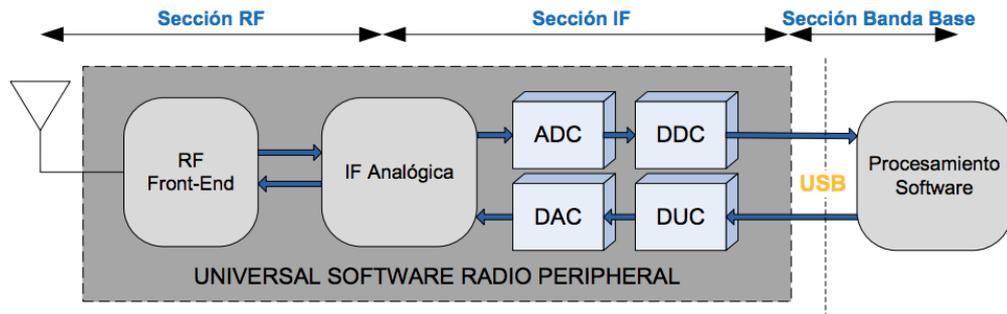


Figura 3.1: Esquema USRP B210

USRP B210 lleva incorporado un transceptor AD9361 de alto rendimiento del fabricante Analog Devices, diseñado para usos en una BS de 3G y 4G. En transmisión, este dispositivo puede trabajar en un rango de frecuencia desde los 47 MHz hasta los 6GHz. En cuanto a la recepción, el rango de trabajo abarca desde los 70MHz hasta los 6GHz. Además, puede trabajar en topologías que emplean tanto *Time Division Multiplexing* (TDD) como *Frequency Division Multiplexing* (FDD). El transmisor utiliza una arquitectura de conversión directa que logra una modulación precisa con un ruido muy bajo. Este diseño puede llegar a conseguir, en la mejor clase de transmisores, *Error Vector Magnitude*(EVM) menores que -40 dB. Para terminar, destacar que AD9361 tiene modos de ganancia flexibles que pueden ser extremadamente controlados.

3.2. Setup Experimental

3.2.1. Descripción

El emplazamiento donde se desarrollarán las medidas de *flexible duplexing* será en el laboratorio (Carlos Pantaleón) del edificio Profesor José Luis García García de la Universidad de Cantabria. Para ello se ha configurado un escenario en el cual formarán parte 6 estaciones USRP B210 que harán el papel de nodos de sus respectivas celdas. Se dispondrá de 3 celdas, cada una compuesta por dos elementos USRP y que harán el rol tanto de transmisores como de receptores.

Las 3 celdas serán diferentes tanto en distancia la entre nodos como en su configuración. La más pequeñas de ellas, tendrá una distancia entre nodos pequeña, entorno a 20-30 cms y hará el papel de una red de menor potencia en la transmisión. La segunda celda presentará una distancia mayor entre nodos y la potencia de transmisión será el doble que la anterior celda. Por última, la celda de mayor tamaño, que representará el papel de una macro celda, en la cual se encuentra la estación base cuya ganancia no será un valor fijo, sino que se modificará entre distintos valores. Para el estudio de *flexible duplexing*, se elegirá la celda de menor tamaño, puesto que será



Figura 3.2: Escenario real experimental 1.

la más afectada por las señales interferentes de las demás celdas. Para la asignación de roles, se ha asignado un papel a cada USRP y, a partir de su número de serie, se puede controlar en todo momento que rol desarrollará. Para conectar las USRP se utilizan dos ordenadores portátiles del laboratorio de comunicaciones equipados con sistema operativo Linux, en los cuales se conectarán 3 USRP a cada uno y las USRP de cada celda se conectarán a diferentes equipos. Cada USRP que tome el papel de transmisor transmitirá una trama OFDM con un formato concreto. Esta trama tiene la peculiaridad de que dispone de símbolos Long Training adicionales con los cuales se podrá estimar el canal que visualizara cada una de las antenas receptoras. De esta forma, se puede obtener en el receptor, los diferentes canales de tipo SISO que componen el canal de comunicaciones. Para que todos los transmisores transmitan al mismo tiempo, todas las USRP recibirán una referencia externa PPS, es decir, un pulso positivo por segundo, la cual será generada por un dispositivo OctoClock y permitirá que todas las USRP B210 transmitan de forma simultánea, proporcionando un correcto sincronismo temporal.

3.2.2. Conexión remota

El motivo principal de este aspecto es no interferir en la medida de lo posible en la captura de tramas durante el experimento. Además, de tener la



Figura 3.3: Escenario real experimental 2.

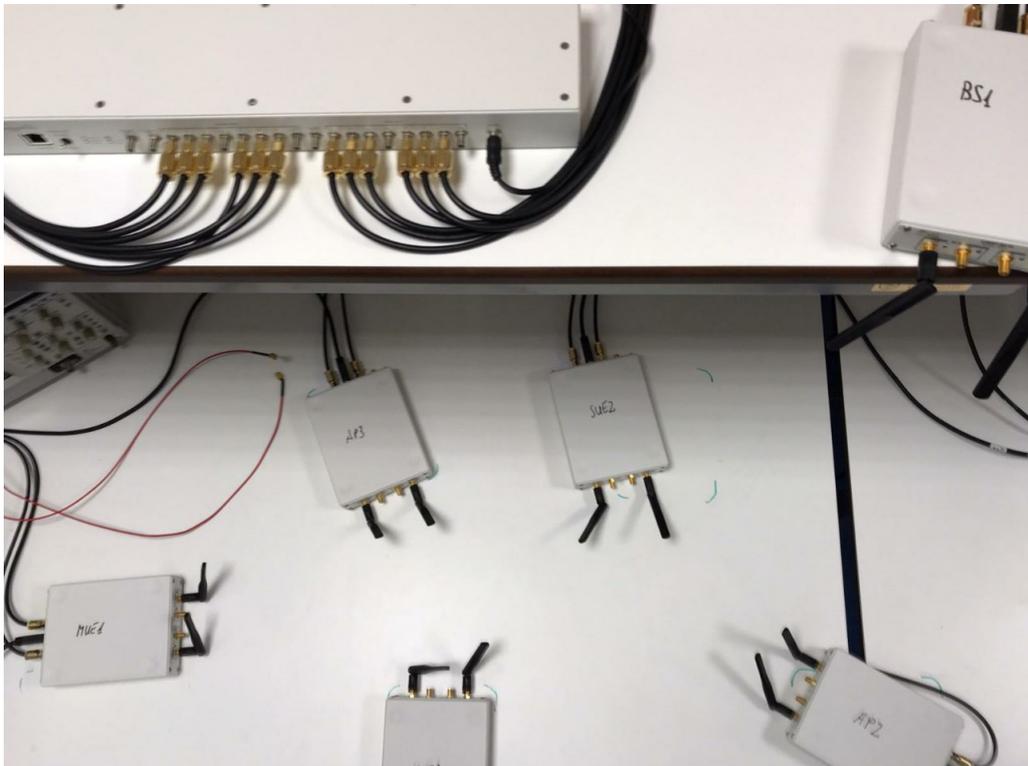


Figura 3.4: Escenario real experimental 3.

flexibilidad de poder realizar las medidas desde cualquier lugar y en cualquier momento, de tal forma que se pueden realizar medidas en instantes donde hay menos interferencia externa al experimento y obtener un resultado más claro sobre el uso de IA. Para llevar a cabo esta conexión remota se ha hecho uso de las librerías desarrolladas por la Universidad Da Coruña, en especial, por el grupo de investigación GTEC. Estas librerías permiten la conexión de manera remota a una USRP conectada un equipo con sistema operativo Linux. Para ello es necesario conocer la dirección IP del equipo al que esta conectada dicha USRP. También es necesario conocer el número de serie de las USRP para saber exactamente cual de todas está realizando la captura. Una vez se realizan las medidas, estas se guardan en un formato determinado (.mat) para su procesamiento. Como el procesamiento puede realizarse en cualquier momento, haciendo uso de la conexión remota, se pueden transferir a otro equipo y procesarlas en un equipo externo al del laboratorio. Esto permite analizar los símbolos recibidos a posteriori aun que la decodificación se realice en tiempo real.

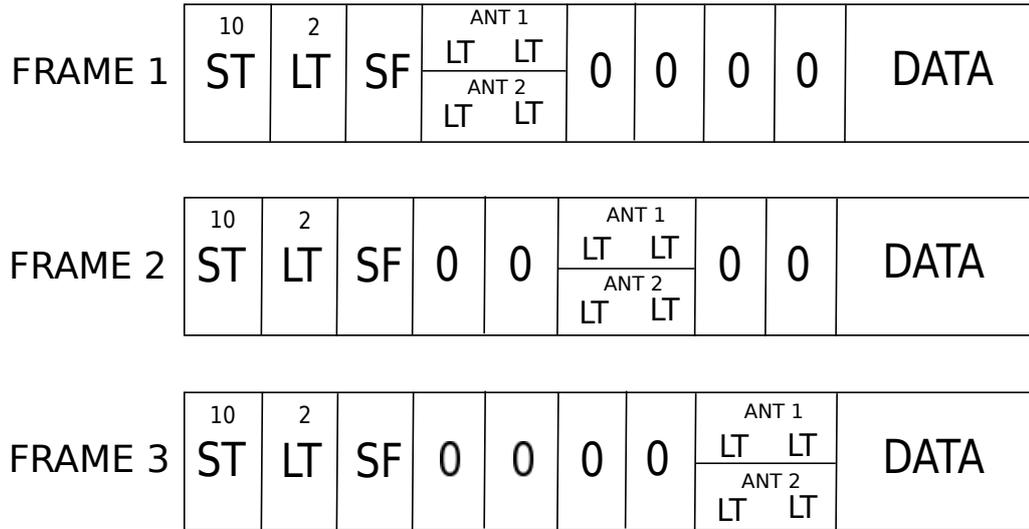
3.2.3. Software

Mediante el uso de matlab y la importación en este de las librerías de Ettus para las USRP B210. El código de matlab se divide en varias partes. La primera parte hace referencia a la declaración de todos los parámetros pertenecientes a una única USRP. Estos parámetros la ganancia en transmisión, número de serie de la USRP que se esta configurando, el rol que va a llevar a cabo (transmisor/receptor), etc. En esta primera parte, es necesario configurar todos estos parámetros para cada una de las USRP que conforman el escenario. Una vez llevado a cabo esta parte, es necesario realizar el código de la trama que se enviará. Como se ha detallado en 3.2.1, esta trama constará de 6 Long Training SISO para estimar el canal en cada una de las antenas receptoras. Una vez se configure la trama, esta se colocará en cada USRP antes de su transmisión. Para ello se realizará el proceso de asignación de las tramas a cada una de las USRP transmisoras.

Para la recepción, el proceso es el mismo. La gran diferencia radica en que no todas las USRP capturan tramas al mismo tiempo, sino que lo hacen en distancias temporales de 3 segundos entre cada una de ellas. Esto no afecta al sincronismo temporal en la recepción, simplemente es un método para hacer frente al problema que presentan las librerías utilizadas, las cuales no permiten recibir tramas en los tres nodos al mismo tiempo, aunque la detección de trama se realiza con total precisión en los tres nodos.

3.2.4. Formato de trama

Siguiendo con el escenario explicado anteriormente, se ha diseñado un formato de trama específico que permite establecer el canal en cada uno de los receptores.

Figura 3.5: Formato de trama para *setup* experimental

La particularidad que presenta este formato de trama es la implementación de información adicional para la estimación de canal. En este caso se añaden 2 *Long Training* para estimar el canal de tipo SISO que verían cada una de las antenas, de tal forma que en el receptor se puede realizar una estima de canal para aplicar posteriormente el conjunto de precoders y decoders. Es necesario destacar que estos *Long Trainings* son idénticos en ambas antenas de cada transmisor y están separados temporalmente de los *Long Trainings* de los transmisores restantes, de tal forma que no transmiten la misma información de para estimación del canal simultáneamente. Por último, mencionar que para una mayor eficiencia respecto a la proporción de secuencias de entrenamiento frente a la de información útil, para la estima del canal, no se hace de forma independiente de cada trama, sino que se utiliza la estima del canal de una trama dada para calcular los precoders que se aplicarán en la trama siguiente.

3.3. Detalles de implementación

A lo largo del desarrollo del escenario donde se llevará a cabo el experimento, han ido apareciendo numerosas dificultades que han tenido que solventarse para poder llevar a cabo el experimento. Esos problemas se engloban principalmente en cuatro:

- **Sincronismo temporal:** Una de las características importantes que facilitan este experimento es que las USRP transmisoras transmitan simultáneamente. De no ser así, posiblemente las tramas se solapen unas con otras en el dominio temporal impidiendo identificar donde empieza una trama y donde empieza la siguiente. Puesto que en este proyecto no se busca hacer uso de herramientas para conseguir un

sincronismo temporal perfecto, se ha optado por modificar las librerías de Ettus para establecer una forma de que en cierto momento las USRP transmitan al mismo tiempo. La solución pasa por establecer, a la hora de configurar la USRP, el instante preciso en que van a transmitir, de tal forma que permite que todas las USRP estén preparadas para iniciar la transmisión y llegado el momento establecido, estas transmitirán en cuanto reciban la señal PPS del octoclock. Aunque no se trata de un sincronismo debido que, aunque dispongamos de una señal PPS conectada a cada USRP, se produce un pequeño retardo (del orden de nanosegundos) a la hora de capturar tramas en cada nodo debido al sincronismo temporal a nivel de red o *Network Time Protocol* (NTP), ya que cada nodo toma la hora del ordenador al que se conecta y estos están separadas unos de otros.

- **Sincronismo de fase:** Al igual que es importante obtener un sincronismo temporal perfecto, en el cual todas las USRP transmitan a la vez, también es necesario que todas ellas transmitan con la misma referencia relativa de fase. El problema que se planteó en el laboratorio era que en el momento de finalizar la transmisión, todas las USRP perdían la referencia de fase. Esto provoca serios inconvenientes cuando se trabaja con técnicas de beamforming, las cuales por definición tienen una gran dependencia de la fase relativa entre los nodos transmisores. Para solventar esto, y contando otra vez con la ayuda del grupo de comunicaciones de la Universidade da Coruña, se ha modificado la librería de la USRP B210, para que, antes de liberar la transmisión se guarden los parámetros de configuración de tal forma que, una vez se reinicie la transmisión, puedan tomarse esos valores como referencia y se preserve así la fase relativa entre las USRP.
- **Colocación de las antenas:** Sin duda uno de los aspectos a tener en cuenta durante la campaña de medidas es como se iba a colocar, dentro del escenario, cada uno de los nodos que forman las diferentes celdas. También es importante evitar cualquier tipo de modificación del escenario, es decir, que el escenario sea el mismo en todas las medidas que se realicen a lo largo del proyecto. De no ser así, las medidas perderían validez, ya que este proyecto radica en la comparación del uso de *Interference Alignment* respecto a otras técnicas de beamforming en el contexto de distintas modalidades flexible duplexing, y es necesario que todos los experimentos se encuentren en las mismas condiciones ambientales y de diseño. Por último, una vez establecida la disposición de los nodos USRP, es importante calibrar las antenas, tanto receptoras como transmisoras, para obtener una mayor SNR. Al tener una SNR más alta se puede detectar mejor las señales y además permite hacer comparaciones más claras de las diferentes técnicas empleadas.
- **Interferencia en la banda de trabajo:** Unos de los problemas

principales que pueden darse a la hora de realizar las medidas en el laboratorio, es la existencia de interferencias externas al experimento y que condicionen el resultado de estas. Al estar realizando el experimento en la banda de frecuencias libre (ISM) y desarrollándose en un laboratorio de comunicaciones, es posible que algún equipo está transmitiendo señales dentro de la banda en la que realizamos las medidas, por lo tanto no se podrían garantizar los resultados. Para solventar este problema y gracias a la conexión remota, se ha optado por realizar las medidas de forma remota en ciertos momentos (por ejemplo, lanzar una secuencia de medidas para que se realicen las capturas durante la noche), en los que las interferencias por parte de otros equipos son bajas. De esta forma, podemos minimizar la influencia de interferencias ajenas a nuestras transmisiones durante el desarrollo del experimento.

Capítulo 4

Resultados

Una vez finalizada la descripción del contexto en el que se desarrolla este trabajo experimental, detallando en la sección 1 y 2 el fundamento teórico de este experimento y en la sección 3 todo lo relacionado con su despliegue y configuración real, en este capítulo se presentan los resultados experimentales obtenidos, comparando entre diferentes estrategias. Específicamente en el escenario descrito en el capítulo 3, y para distintas combinaciones flexible duplexing, se comparará IA con otras dos conocidas técnicas de comunicación:

- Dominant Eigenmode Transmission (DET) + Minimum Mean Square Error (MMSE) receiver: Consiste en transmitir en la dirección determinada por el modo principal de la matriz de canal, y minimizar el error cuadrático medio en recepción.
- SIMO-MMSE: al igual que en el caso anterior, se minimiza el error cuadrático medio en recepción. Por contra, en el lado del transmisor se transmite lo mismo por ambos canales, no beneficiándose del hecho de disponer de múltiples antenas en dicho transmisor.

Es importante recordar que, en este experimento, la ganancia de la estación base (*BS_Gain*) no será un valor fijo, sino que se realizará un barrido en ganancia en incrementos de 2 dB por iteración, dentro del rango desde 54 a 72 dB. No obstante, la potencia transmitida tanto de los AP y UE se ha mantenido con un valor fijo, satisfaciendo

$$AP_Gain = UE_Gain + 3(dB) \quad (4.1)$$

Es importante mencionar que por cada valor de *BS_Gain* se realizan 100 transmisiones (sin tener en cuenta la primera transmisión que es utilizada para la primera estima del canal). Como se ha explicado anteriormente, en cada secuencia la trama es precodificada y decodificada en tiempo real aplicando IA con CSI en el transmisor, algo que, hasta la fecha, no se ha realizado.

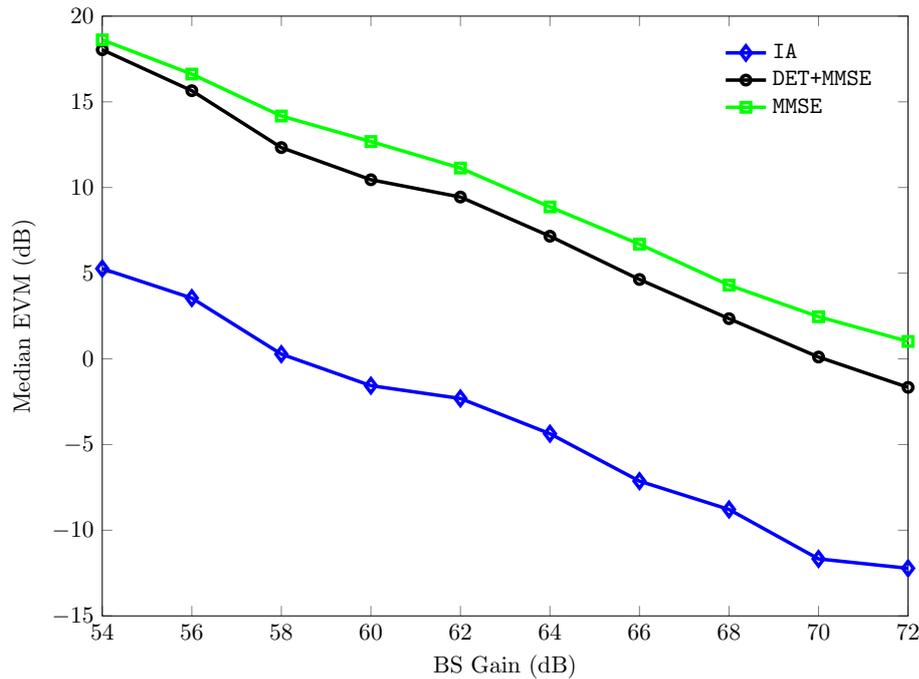


Figura 4.1: EVM de los símbolos recibidos en la Celda 1 [Down Down Up].

4.1. Resultados

A continuación se presentan los resultados obtenidos en forma de gráfica con su explicación correspondiente:

En la figura 4.1, la configuración que se representa es con la macrocelda en estado *downlink* y una de las microceldas en estado *uplink* y otra en *downlink*.

En la figura 4.1, se observa el comportamiento de las tres técnicas en la celda 1. Al transmitir poca potencia, la *signal-to-interference-plus-noise ratio* (SNIR) toma un valor muy bajo. Esto se debe a que las potencias de las señales interferencias es mucho mayor, provocando una degradación en la EVM.

Comparando las tres técnicas, se observa como IA presenta una mejor EVM que sus competidoras. Es importante recordar que el alineado de interferencias es una estrategia de comunicación especialmente pensada para la gestión de interferencias de magnitud similar a la señal deseada, por lo que su ventaja es especialmente importante para la celda 1 cuando la BS transmite poca potencia.

En la figura 4.2 se representa la evolución de la EVM en la microcelda 2. Al contrario que la celda 1, en esta microcelda el rendimiento se ve seriamente penalizado cuando la potencia transmitida por la BS aumenta. Esto es el efecto del aumento de señal interferente en la celda 2 y, por lo tanto, la reducción de la SINR.

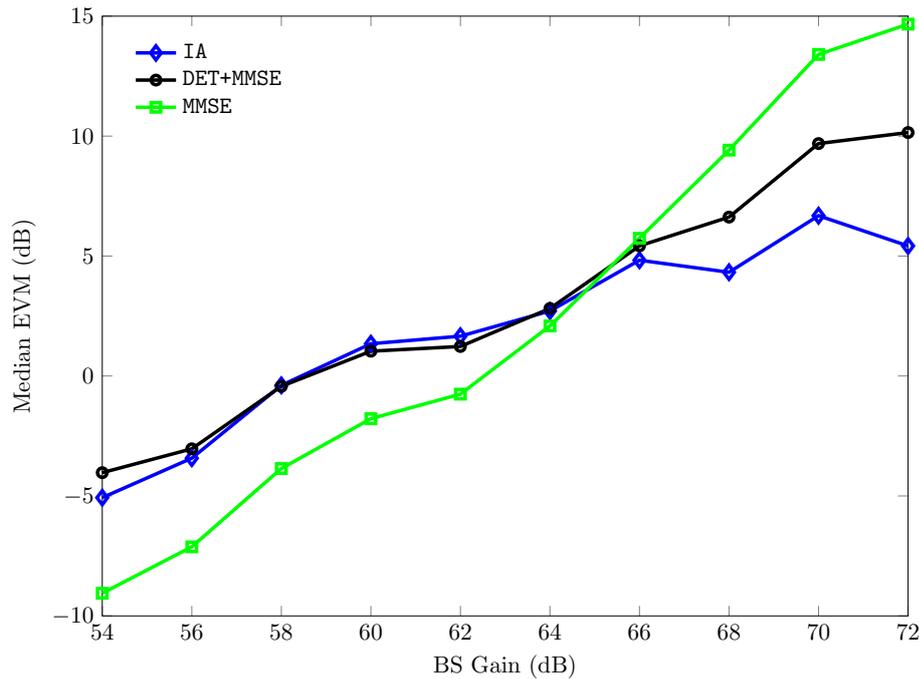


Figura 4.2: EVM de los símbolos recibidos en la Celda 2 [Down Down Up].

Para una potencia transmitida más baja, la poca precisión en la estima de todos los canales desde la estación base hacia los receptores provoca que IA y MMSE+DET presenten un peor rendimiento respecto a MMSE.

No obstante, a medida que la potencia transmitida aumenta, esa estima de canal goza de mayor calidad y el rendimiento de IA y MMSE+DET supera al proporcionado por MMSE.

En la figura 4.3 se observa otro ejemplo similar a 4.1, donde la celda 1 se ve notablemente beneficiada a medida que la potencia transmitida por la BS aumenta. No obstante, debido a las diferentes distancias entre los nodos, la degradación de la EVM es sensiblemente más suave que en la figura 4.1.

Se observa, al igual que en 4.1, como, con una *BS_Gain* baja, la potencia de la señal transmitida es menor y por lo tanto disminuye la SINR. Sin embargo, al aumentar dicha ganancia, el receptor de la celda 1 recibe más potencia de señal procedente de la BS, mejorando la SINR, y por lo tanto, el rendimiento. En 4.4 se puede observar como, en la celda 3, el rendimiento de las técnicas de beamforming se ven seriamente afectado, de manera negativa, a medida que la potencia transmitida por la BS aumenta. Además, se observa que esta celda, en la configuración [Down Up Down], presenta un gran nivel de relación SNIR, y por lo tanto, la EVM de los símbolos recibidos es notablemente menor.

A raíz de esta mejora en la EVM, lleva a analizar el comportamiento de la degradación que supondría transmitir siguiendo una estrategia tradicional [Down Down Down]. Es decir, se pretende realizar una cuantificación del

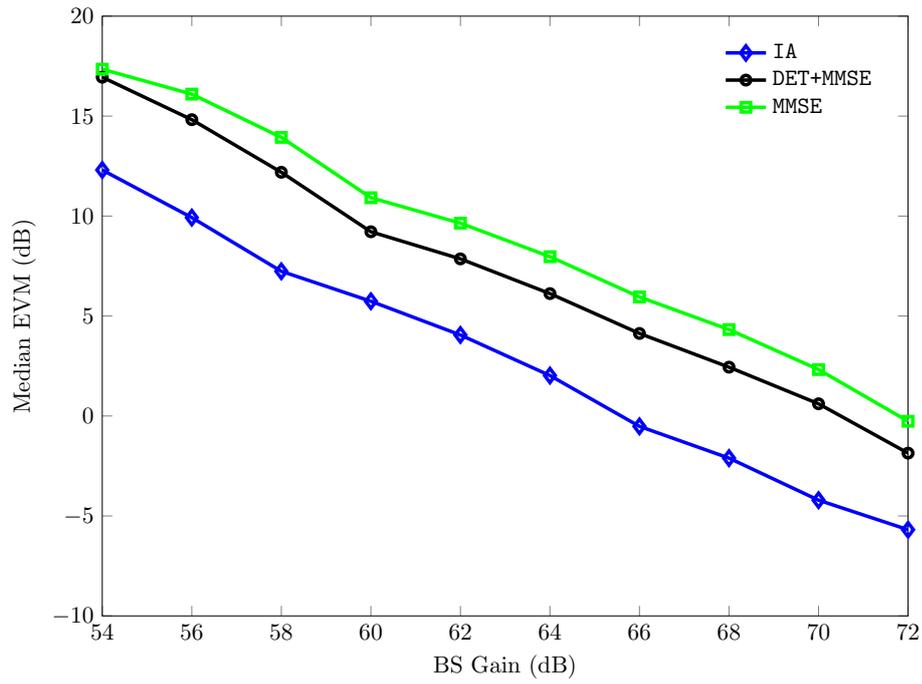


Figura 4.3: EVM de los símbolos recibidos en la Celda 1 en [Down Up Up].

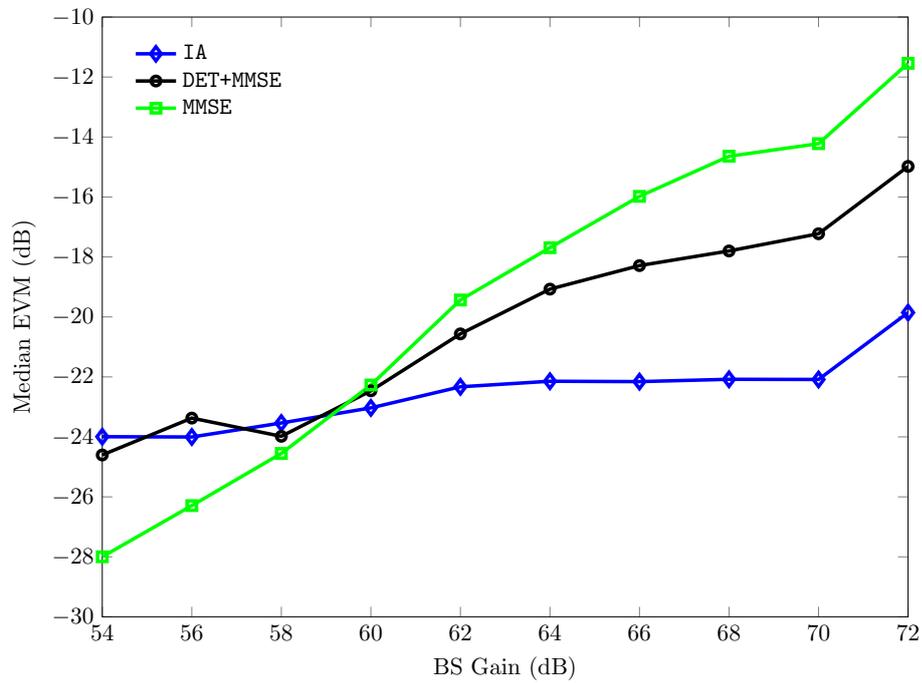


Figura 4.4: EVM de los símbolos recibidos en la Celda 3 en [Down Up Down].

beneficio del uso de *Flexible Duplexing*, respecto al uso de la estrategia tradicional.

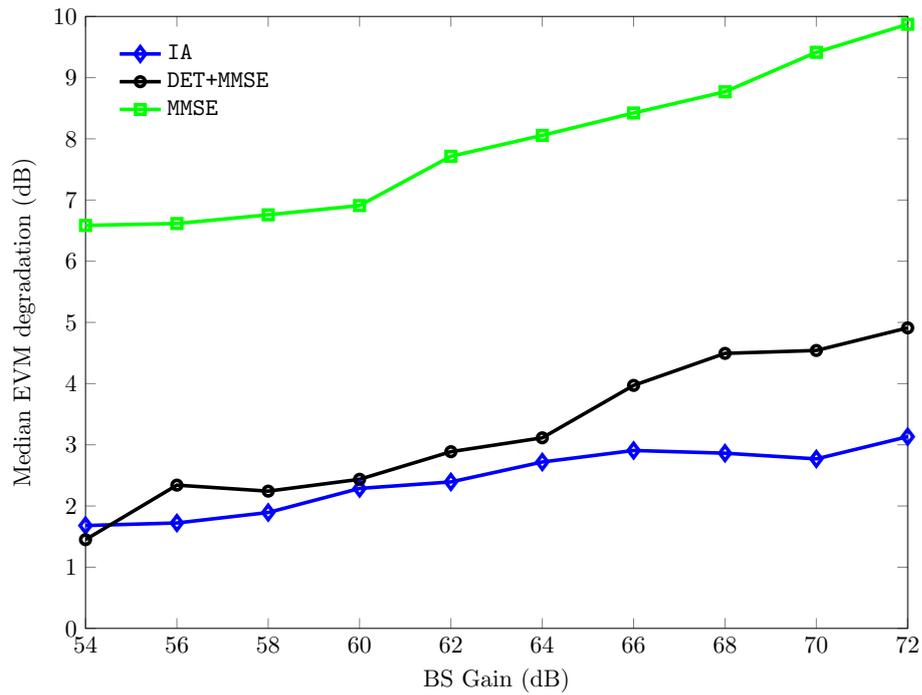


Figura 4.5: Degradación de la EVM de los símbolos recibidos en convencional respecto a Flexible Duplexing [Down Up Down] en la Celda 3

En la gráfica 4.5, se evalúa como evoluciona la degradación, en términos de EVM, que sufren las técnicas de beamforming cuando se realiza una transmisión en modo convencional en la que las tres celdas se encuentran en modo [Down Down Down], en comparación con la configuración que ha presentado mejores resultados en la celda 3.

En 4.5, es posible observar como, utilizando *flexible duplexing*, el beneficio que se puede obtener es relativamente bajo en comparación para las técnicas de IA y MMSE+DET.

Esto se produce debido a que ambas técnicas son métodos que se eliminan con solvencia la interferencia procedente del resto de usuarios, por lo que permiten menos margen de mejora con esquemas de acceso múltiple más avanzados. No obstante, es necesario destacar, que para el caso de MMSE, se observa un gran beneficio debido a la implementación de *flexible duplexing* frente al uso de un esquema tradicional. MMSE es, de todas las técnicas de decodificación utilizadas, la que presenta un menor rendimiento en presencia de señales que provocan interferencias. Por lo tanto, esta técnica se ve mucho más beneficiada en una configuración de *flexible duplexing* que minimice la potencia de señal de celdas ajenas a la entrada del receptor de interés.

Capítulo 5

Conclusiones

Flexible Duplexing surge como una técnica muy prometedora para mejorar la eficiencia en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas. Este proyecto lleva a cabo una comparación en el rendimiento en las destacadas técnicas de beamforming utilizando *flexible duplexing* en comparación con una técnica tradicional. A lo largo de este proyecto, se han mencionado los fundamentos teóricos y prácticos para llevar a cabo la caracterización de *flexible duplexing* en un canal de interferencia. Se han utilizado tres técnicas de beamforming diferentes, las cuales han producido resultados dadas unas condiciones experimentales concretas.

Para llevar a cabo este experimento, ha sido necesario solventar ciertos detalles de implementación necesarios para obtener unas condiciones experimentales correctas y que posibiliten una correcta comparación entre las diferentes técnicas utilizadas.

Se han presentado resultados numéricos sobre la comparación de las técnicas de comunicación empleadas y se han extraído las siguientes conclusiones:

- Todas las técnicas de beamforming utilizadas se ven penalizadas cuando la estima del canal presenta una precisión muy baja. No obstante, no todas presentan la misma robustez ante este hecho. IA y MMSE+DET son aquellas que se ven más afectadas cuando no se obtiene una estima de canal de buena calidad, ya que, en el caso de IA, es necesario obtener una estima de todos los canales, no solo del directo. Para MMSE+DET, es necesario realizar la estima únicamente para el canal directo. No obstante, MMSE es la técnica que mejores resultados a presentado cuando dicha estima de canal no es muy precisa.
- Cuando la potencia transmitida por la BS aumenta, con todas las técnicas se obtiene una mejor EVM, ya que la estima de canal es de mayor precisión. No obstante, se está introduciendo más interferencias en las demás celdas, por lo que IA es la que mejores resultados presenta, al ser una técnica especializada en cancelación de interferencias.
- Por último, se ha realizado una comparación sobre el rendimiento que se obtiene aplicando *flexible duplexing* respecto a la configuración

convencional [Down Down Down]. Como conclusión se extrae que, utilizando IA y MMSE+DET, el beneficio que se obtiene empleando *flexible duplexing* es moderado. La técnica MMSE es la técnica que presenta menor rendimiento cuando existe una gran presencia de señales interferentes. No obstante, es la que presenta un mayor beneficio en una configuración *flexible duplexing* en comparación a una convencional. Nótese que aún así, aunque se beneficie más del hecho de combinar *uplink* y *downlink*, sigue siendo la que presenta resultados más pobres de entre las tres técnicas consideradas.

Pese a que el objetivo principal de este proyecto ha sido la verificación experimental de flexible duplexing y sus beneficios en términos de tasa de transmisión, se han producido avances muy destacables durante la implementación de los experimentos. Sin duda, llevar a la práctica el alineado de interferencias es una tarea extremadamente complicada, y es por esto que el número de trabajos empíricos en este sentido hasta la fecha es muy reducido. Además, el hecho de implementar el escenario bajo estudio es ya de por sí difícil debido a los numerosos factores que son determinantes en una correcta comunicación inalámbrica multi-usuario. Siendo así, son de especial mención los siguientes avances a lo largo del desarrollo del proyecto:

- Pese a que existe ya una serie de trabajos teóricos en el ámbito de las HetNets, a día de hoy aún no están disponibles muchos estudios prácticos de técnicas avanzadas asociadas a las redes de próxima generación. En este proyecto, por el contrario, se ha implementado una red en la se han demostrado los beneficios de combinar *uplink* y *downlink* simultáneamente en la comunicación mediante flexible duplexing.
- A pesar de que ya se han realizado varios trabajos experimentales que implementan alineado de interferencias, es cierto que casi todos realizan la decodificación de las señales recibidas offline, es decir, una vez finalizada la medida. El único trabajo anterior que consideraba la decodificación en tiempo real, sin embargo, aplicaba Blind IA, es decir, no se basaba en un conocimiento del canal en transmisión, y además disponía de un único transmisor. En este trabajo implementamos IA con tres transmisores a los que se proporciona un feedback del estado del canal, haciendo los receptores las labores de decodificación de la información en tiempo real, lo que por tanto supone el primer experimento exitoso de alineado con CSI global en tiempo real.

Una vez finalizada la campaña de medidas, y tras analizar exhaustivamente los resultados obtenidos, surgen algunas líneas de interés por las que seguir avanzando. En el caso de flexible duplexing, se plantean los siguientes frentes:

- En este trabajo, se ha analizado flexible duplexing en términos de EVM. Sin embargo, sería también de gran interés llevar a la práctica

los estudios teóricos que se focalizan en la eficiencia energética, es decir, en encontrar la combinación flexible duplexing que permita minimizar la potencia transmitida.

- Otra vía por la que avanzar sería, directamente, tratar de implementar las mismas medidas en escenarios más avanzados. Ejemplos de ello serían:
 - Redes con mayor número de usuarios y/o antenas,
 - Escenarios en los que no esté garantizado el sincronismo, y sea necesario corregir offsets frecuenciales y detección de trama en presencia de interferencia.
 - Setups en los que alguno de los nodos tenga cierta movilidad y por tanto el canal sea menos estático.

En el caso de la implementación de alineado de interferencias, existen también frentes sin resolver, entre los que se encuentran los siguientes:

- Aumentar el número de flujos de información que se transmiten por cada enlace, es decir analizar escenarios multi-beam.
- Poner en práctica la aplicación de IA en el dominio del tiempo, es decir, muestra a muestra, de manera que las tareas de detección de trama en los receptores puedan ejecutarse libres de interferencia.

En definitiva, el cambio de paradigma al que se enfrentan actualmente las comunicaciones inalámbricas abre un sinnúmero de frentes y caminos por los que seguir realizando avances en el camino hacia las redes de comunicaciones de próxima generación.

Bibliografía

- [1] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication”, *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, págs. 379-423, 623-656, 1948.
- [2] ———, “Communication in the Presence of Noise”, *Proceedings of IRE*, vol. 37, págs. 10-21, 1949.
- [3] L. Sanguinetti, A. L. Moustakas y M. Debbah, “Analysis and management of interference in 5g reverse tdd hetnets”, *inf. téc.*, 2014.
- [4] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. Hanly, A. E. Lozano, A. C. K. Soong y J. C. Zhang, “What will 5g be?”, *CoRR*, vol. abs/1405.2957, *inf. téc.*, 2014.
- [5] J. Hoydis, K. Hosseini, S. t. Brink y M. Debbah., “Making smart use of excess antennas: massive mimo, small cells, and tdd,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 18, no. 2, pp. 5 – 21, *inf. téc.*, 2013.
- [6] H. S. Dhillon y G. Caire, “Wireless backhaul networks: capacity bound, scalability analysis and design guidelines,” *CoRR*, vol. abs/1406.2738, *inf. téc.*, 2014.
- [7] J. Fanjul e I. Santamaria, “Homotopy continuation for spatial interference alignment in arbitrary mimo x networks”, 2013.
- [8] M. Maddah-Ali, A. Motahari y A. Khandani, “Signaling over MIMO Multi-Base Systems: Combination of Multi-Access and Broadcast Schemes”, en *Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory*, 2006.
- [9] M. A. Maddah-ali, A. S. Motahari y A. K. Khandani, “Communication over X Channel: Signalling and multiplexing gain”, *inf. téc.*, 2006.
- [10] V. R. Cadambe y S. A. Jafar, “Interference Alignment and Degrees of Freedom of the K-User Interference Channel”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, n.º 8, págs. 3425-3441, 2008.
- [11] M. A. Maddah-ali, A. S. Motahari y A. K. Khandani, “Communication over X Channel: Signalling and performance analysis”, *inf. téc.*, 2006.
- [12] H. Weingarten, Y. Steinberg y S. Shamai, “The capacity region of the Gaussian Multiple-Input Multiple-Output Broadcast Channel”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, n.º 9, págs. 3936-3964, 2006.

-
- [13] S. A. Jafar y S. Shamai (Shitz), “Degrees of Freedom Region of the MIMO X Channel”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, n.º 1, págs. 151-170, ene. de 2008.
- [14] H. Sun, C. Geng, T. Gou y S. A. Jafar, “Degrees of Freedom of MIMO X Networks: spatial scale invariance, one-sided decomposability and linear feasibility”, en *2012 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings*, Boston, MA: IEEE, jul. de 2012, págs. 2082-2086.
- [15] J. Fanjul, C. Lameiro I, Santamaria, J.A. García-Naya y L. Castedo, “An experimental evaluation of broadband spatial ia for uncoordinated mimo-ofdm systems”, Department of Communications Engineering-University of Cantabria, Department of Electronics y Systems-University of A Coruña, inf. téc., 2014.
- [16] C. M. Yetis, J. Fanjul, J. A. García-Naya, N. N. Moghadam y H. Farhadi, “Interference alignment testbeds”, inf. téc., 2014.
- [17] K. M. et al., “Enabling real-time interference alignment: promises and challenges”, *Proc. ACM MobiHoc*, 11–14 June 2012, pp. 55–64., inf. téc., 2012.
- [18] S. A. Jafar y M. Fakhreddin, “Degrees of Freedom for the MIMO Interference Channel”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, n.º 7, págs. 2637-2642, 2007.
- [19] K. Gomadam, V. R. Cadambe y S. A. Jafar, “Approaching the Capacity of Wireless Networks through Distributed Interference Alignment”, en *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference*, 2008.
- [20] D. Schmidt, W. Utschick y M. Honig, “Large System Performance of Interference Alignment in Single-Beam MIMO Networks”, en *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference*, 2010.
- [21] I. S. Óscar González Carlos Beltrán, “On the number of interference alignment solutions for the k-user mimo channel with constant coefficients”, inf. téc., 2014.
- [22] J. Fanjul, I. Santamaria, O. González y C. Beltrán, “Homotopy continuation for spatial interference alignment in arbitrary mimo x networks”, inf. téc., 2014.
- [23] J. Fanjul e I. Santamaria, “Flexible duplexing for maximum downlink rate in mimo heterogeneous networks”, *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007.