ISSN 1688-2806



Universidad de la República Facultad de Ingeniería



Técnicas de Beamforming para Transmisiones Multiusuario en 60 GHz

Tesis presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República por

Raúl Hans Hartmam Basaistegui

en cumplimiento parcial de los requerimientos para la obtención del título de Magister en Ingeniería Eléctrica.

DIRECTOR DE TESIS Benigno Rodríguez Díaz Universidad de la República

TRIBUNAL

Claudina Rattaro Universidad de la República Leonardo Barboni..... Universidad de la República Ana Arboleya (Revisor Externo) Universidad Rey Juan Carlos, España

DIRECTOR ACADÉMICO Benigno Rodríguez Díaz Universidad de la República

> Montevideo martes 24 junio, 2025

Técnicas de Beamforming para Transmisiones Multiusuario en 60 GHz, Raúl Hans Hartmam Basaistegui.

ISSN 1688-2806

Esta tesis fue preparada en IATEX usando la clase i
ietesis (v1.1). Contiene un total de 75 páginas. Compilada el martes 24 junio, 2025.
http://iie.fing.edu.uy/

Sean los orientales tan ilustrados como valientes.

José Gervasio Artigas

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

Agradezco al director de tesis y al IIE por la oportunidad y la paciencia, a revisores y tribunal por el tiempo dedicado y a mi familia por su comprensión y apoyo.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

 $A \ la \ familia$

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño de una antena para uso con técnicas de beamforming en la banda de 60 GHz. Se revisan los estándares de operación en la banda, de los que se obtienen requerimientos y criterios para el diseño. Se realizan simulaciones y comparan con el diseño teórico, realizando ajustes y mejoras al diseño original. Se aplican técnicas para reducción de lóbulos secundarios y se evalúa la antena con técnicas de transmisión multiusuario, con objeto de incrementar la eficiencia espectral.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

Ag	Agradecimientos		
Re	esum	en	VII
1.	Intr	oducción	1
2.	Ban	da de 60 GHz	3
	2.1.	Evolución Histórica	3
	2.2.	Condiciones de Propagación	4
	2.3.	Arquitecturas de Beamforming	6
		2.3.1. Beamforming Analógico	7
		2.3.2. Beamforming Digital	7
		2.3.3. Beamforming Híbrido	7
		2.3.4. Consideraciones Prácticas	8
	2.4.	IEEE 802.11ad	9
	2.5.	IEEE 802.11ay	13
	2.6.	Otros Estándares en la Banda de 60 GHz $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	15
3.	Téc	nicas de Transmisión Multiusuario	17

Tabla de contenidos

3.1.	Transmisión multiusuario analógica	17				
3.2.	Barrido SLS	18				
3.3.	Cancelación Ideal de Nulos	19				
3.4.	Nulos con Control de Fases Solamente	20				
3.5.	Ensanchamiento de Nulos	21				
3.6.	Incremento en la Capacidad de la Celda	25				
3.7.	Efecto de la Discretización de las Fases	28				
4. Sim	ulaciones	31				
4.1.	Software de Simulación	31				
4.2.	Requerimientos para el Diseño de Antena	32				
4.3.	Array de N Antenas	33				
4.4.	Configuración Cuasi Omnidireccional	34				
4.5.	Barrido Sector Level Sweep	36				
4.6.	Cancelación de Lóbulos Laterales	39				
4.7.	Simulación de Operación Multiusuario	42				
5. Conclusiones						
A. Archivos de entrada a simulador						
B. Resultados complementarios						
Refere	ncias	51				
Índice de tablas 5						

Tabla de contenidos

Índice de figuras

 $\mathbf{56}$

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 1

Introducción

El presente trabajo tiene como objetivo estudiar mecanismos de transmisión multiusuario analógica, que pueden tener aplicación en los estándares operativos en la banda de uso no licenciado de 60 GHz.

Se comienza describiendo las condiciones particulares de propagación en la banda, en el Capítulo 2, justificando la necesidad del uso de beamforming. Se comentan modelos de arquitecturas de transceptores con arreglos de antena y beamforming. Se presentan los estándares de operación WLAN/WMAN de IEEE 802.11ad/ay y los requerimientos que generan sobre el diseño de las antenas.

En el Capítulo 3 se describen técnicas para cancelación de nulos, en particular empleando las restricciones de control de fase solamente y discretización de las mismas. Se presentan resultados de cálculos teóricos comparando los diferentes métodos empleados.

En el Capítulo 4 se presenta el diseño de la antena y se aplican técnicas de cancelación de lóbulos laterales. Se realizan simulaciones y se comparan resultados con los obtenidos mediante los cálculos teóricos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 2

Banda de 60 GHz

En el presente capítulo se muestra el contexto histórico y regional de la banda de 60 GHz, las condiciones físicas y tecnológicas que condicionan las implementaciones de sistemas de transmisión de datos en la misma y se revisan brevemente los estándares de la industria que la utilizan.

2.1. Evolución Histórica

La banda de 60 GHz, denominada banda V, surge como no licenciada en EE.UU. a partir de 1994 cuando el ente regulador Federal Communications Commission (FCC) declara el bloque de frecuencias 59-64 GHz como de uso libre. Organizaciones reguladoras en países de todo el mundo han destinado bloques similares, aunque en general no idénticos, también para uso no licenciado (Fig. 2.1). Actualmente el bloque no licenciado en EE.UU. fue ampliado a 57-71 GHz, disponiendo de 14 GHz.

Durante la segunda década de este siglo la banda de 60 GHz comienza a tener uso para las siguiente aplicaciones: redes de área personal (WPAN), redes de área local (WLAN), redes de acceso fijo inalámbrico de alcance metropolitano (WMAN) para acceso a Internet o backhaul de redes celulares y por último aplicaciones de radar de corto alcance (por ejemplo asistencia a estacionamiento, redes intra e inter vehiculares y otros).

Capítulo 2. Banda de 60 GHz



Figura 2.1: Algunos marcos regulatorios en el mundo para la banda de 60 GHz.



Figura 2.2: Cantidad de dispositivos homologados anualmente por FCC (fuente [1]).

2.2. Condiciones de Propagación

En esta banda existen algunos condicionantes particulares fundamentales que disminuyen el rango de distancias en los que es posible establecer enlaces confiables.

En primer lugar las tecnologías de circuitos de radiofrecuencia integradas de bajo costo previstas para estas aplicaciones presentan límites en la potencia de transmisión conducida típicamente menores a 10 dBm, por limitaciones intrínsecas de la electrónica. Esto típicamente es un orden de magnitud inferior que lo disponible en otras bandas empleadas para WLAN como 2.4 o 5 GHz. En segundo lugar, la atenuación por moléculas de oxígeno presenta un pico en la banda de 60 GHz, que llega a valores de hasta de 15 dB/km. Esta limitación no es importante para redes desplegadas en interiores WLAN de corto alcance, pero sí es un factor limitante del rango de operación de redes exteriores WMAN. En tercer lugar, la necesidad siempre creciente de tasas de transmisión de datos de usuario requiere emplear anchos de canal más amplios de hasta 2 GHz o más, que generan un piso de ruido

2.2. Condiciones de Propagación

Parámetro	Omni
Ganancia TX (dBi)	2,15
Potencia TX conducida (dBm)	10,0
Distancia (m)	8,0
Ganancia RX (dBi)	2,15
Pérdidas por O2 (dB)	0,0
Pérdidas espacio libre Friis (dB)	86,1
Nivel de señal recibida (dBm)	-71,8
Sensibilidad Rx (dBm)	-72,0
Margen (dB)	0,2

Tabla 2.1: Link Budget en 60 GHz con Antenas Dipolares.

alto comparado con las otros estándares de transmisión para WLAN o WPAN en bandas de frecuencia inferiores.

En la Tabla 2.1 se muestra un ejemplo para esta banda de balance de potencias (link budget) y sus principales componentes, empleando antenas omnidireccionales dipolares de uso común en otras bandas. Como se observa solo es posible establecer enlaces del orden de 8 m de alcance, lo que restringiría las aplicaciones a redes de área personal, empleando ese tipo de antenas. Es necesario entonces en esta banda implementar antenas de alta ganancia para resolver las limitaciones mencionadas.

Para esta banda existen algunos aspectos que son favorables para el empleo de antenas de alta directividad mediante arreglos (arrays) de antenas individuales. En primer lugar, en 60 GHz la longitud de onda es de 5 mm en espacio libre, lo que permite arreglos de antenas de muy alta directividad pero con dimensiones físicas factibles de implementación, comparando con otras bandas a frecuencias más bajas. En segundo lugar la propagación es posible en general solo en condiciones de línea de vista, lo que se esquematiza en la Fig. 2.3. Este hecho facilita la aplicación de técnicas de conformación de haces (beamforming) mediante los arreglos mencionados. Además, para una aplicación WLAN al menos es conveniente que la directividad de las antenas sea adaptativa y permita enlaces móviles o al menos nómades, es decir que puedan cambiar su ubicación fija dentro del área de cobertura.

Por los aspectos mencionados es que en esta banda se implementan transmisiones direccionales con lo que se logran mitigar las condiciones adversas de propagación, aprovechando aspectos favorables para su implementación.





Figura 2.3: Propagación en 60 GHz.

2.3. Arquitecturas de Beamforming

Como se mencionó en el capítulo anterior, es esencial para la utilización de esta banda la implementación de antenas directivas mediante arreglos de antenas. La utilización de arreglos para lograr antenas con patrones de radiación direccionales tiene un largo desarrollo estimulado por aplicaciones militares de radar en sus primeras etapas que luego se transfirieron a aplicaciones de telecomunicaciones. Se denomina beamforming o conformación de haces a las diferentes técnicas para generar un patrón de radiación del arreglo con ciertas características deseadas, mediante el control de las corrientes de alimentación de los elementos individuales del arreglo. En [2] se puede encontrar una buena introducción al tema. En [3] se presentan elementos propios de beamforming para la banda de 60 GHz.

Existen diferentes formas de disposición de los elementos de las antenas en los arreglos, de acuerdo a las aplicaciones particulares [4]. Desde los arreglos más sencillos de elementos dispuestos linealmente (ULA, Univeral linear arrays), circulares (UCA, Uniform circular arrays) o rectangulares (URA, Uniformal rectangular arrays) hasta arreglos de antenas que siguen la forma de un objecto particular, por ejemplo la superficie de un avión (Conformal arrays). En este trabajo y de acuerdo a la aplicación se considerarán arreglos uniformes rectangulares.

De acuerdo a la referencia [5], existen tres modelos generales para implementar tranceptores de radiofrecuencia basados en arreglos de antenas, de acuerdo a la etapa en el procesamiento de la señal en la que se controlan las amplitudes y fases de las señales que alimentan a cada antena.

2.3. Arquitecturas de Beamforming

2.3.1. Beamforming Analógico

En la arquitectura para beamforming puramente analógico, el enfoque de la directividad se realiza modificando amplitudes y fase relativas de las señales de radiofrecuencia a la entrada de cada antena. Esto se logra de forma adaptativa con variadores de fase (Phase Shifters, PS) y amplificadores de ganancia variable (Variable Gain Amplifiers, VGA) en la red de alimentación de cada elemento del arreglo de antenas, como se muestra en la Fig. 2.4. Se requiere solo una cadena de radio para transmisión a un usuario simple.



Figura 2.4: Beamforming analógico.

2.3.2. Beamforming Digital

En la Fig. 2.5 se muestra el modelo de beamforming digital, en el que se modifican digitalmente en banda base (BB) mediante procesamiento digital (DSP) amplitudes y fases de alimentación de entrada a cada elemento de antena. Se requiere una cadena de radio (RF) y amplificador (PA) por elemento de antena (ANT).

2.3.3. Beamforming Híbrido

En el modelo de beamforming híbrido se implementa un esquema intermedio entre los dos anteriores. Existen menos cadenas de radio que elementos de antena, cada una se conecta a un subgrupo ("sub array") como el mostrado en la Fig. 2.6, o a todos los elementos del arreglo ("fully connected array"), como en la Fig. 2.7.

Capítulo 2. Banda de 60 GHz



Figura 2.5: Beamforming Digital.



Figura 2.6: Beamforming Híbrido "Sub Array".

2.3.4. Consideraciones Prácticas

De acuerdo a [5], las implementaciones de beamforming análogas o híbridas deben tener en cuenta que el control sobre las fases de las corrientes de alimentación de los elementos de los arreglos está limitado a valores discretos, disponiéndose habitualmente de N bits de control y, por lo tanto, 2^N valores para las fases de cada elemento. Esta restricción es considerada en el Capítulo 3.

Otro problema enfrentado por los fabricantes de arreglos de antenas es el de la calibración tanto de las fases como ganancias de los amplificadores de alimentación. Este problema excede el alcance de este trabajo.

La impedancia mutua entre los elementos de arreglo es un problema clásico desde la época de las primeras aplicaciones de radar [6] [7] [8]. Este problema no se



Figura 2.7: Beamforming Híbrido "Fully Connected".

aborda en el presente trabajo.

2.4. IEEE 802.11ad

El estándar 802.11ad [9], [10] de IEEE publicado en 2012, impulsa el desarrollo en la banda de 60 GHz para aplicaciones WLAN que requieran velocidades de transmisión altas, por ejemplo video de alta definición o acceso a Internet de alta velocidad. El estándar contempla los requerimientos de beamforming que se vieron antes, asumiendo que las estaciones disponen de una o más antenas de varios elementos cada una y que son capaces de realizar beamforming analógico con ellas. Se especifican mecanismos para que dos estaciones o una estación y un punto de acceso (genéricamente llamados usuarios DMG por Directional Multi Gigabit) puedan elegir las configuraciones de antena óptimas para maximizar el alcance y capacidad del enlace entre ambos, como se esquematiza en la Fig. 2.8.

La estructura de la trama de esta versión se modifica respecto a la de las anteriores versiones de 802.11, para incorporar períodos de entrenamiento de la configuración de beamforming, como se muestra en la Fig. 2.9. En el período de la trama denominado Beacon Header Interval (BHI) se realiza el entrenamiento de barrido Sector Level Sweep (SLS), en el que los dispositivos en cuestión alternan fases de transmisión y recepción con diferentes pesos Antenna Weight Pattern (AWP) para cada elemento de antena, correspondientes a diferentes orientaciones predeterminadas de los haces conformados, mientras el otro dispositivo mantiene su configuración cuasi omnidireccional. Este mecanismo permite el establecimiento de un canal de control (Control PHY) de baja velocidad de transmisión y alta codificación redun-

Capítulo 2. Banda de 60 GHz



Figura 2.8: Transmisiones direccionales en IEEE 802.11ad fuente ([9]).

 ← Beacon interval (BI) →							
Beacon header interval (BHI)			Data transmission interval (DTI)				
BTI	A-BFT	ATI	CBAP or SP	CBAP or SP		CBAP or SP	Time
							-

Figura 2.9: Estructura de trama de 802.11ad (fuente [9]).

dante. Específicamente, durante el período Beacon Transmission Interval (BTI) de la Fig. 2.9, el punto de acceso transmite una trama beacon por cada uno de los haces que configuran el barrido SLS, llamadas tramas sector sweep (SSW). Posterioremente durante el período Association Beamforming Training (A-BFT) las estaciones tienen oportunidad de probar de todas sus configuraciones de antena cuál es la que les ofrece mejor nivel de señal en el enlace con el punto de acceso. Durante la transmisión del Announcement Transmission Interval (ATI), el punto de acceso intercambia tramas de gestión con las estaciones asociados y con el entrenamiento de beamforming completado.

El entrenamiento de beamforming entre punto de acceso y una estación no asociada no puede depender de la coordinación anterior al entrenamiento. Para superar los desafíos de la configuración de enlaces direccionales, el punto de acceso utiliza el barrido SLS durante el período BTI, barriendo el área de cobertura con su configuración de haces preestablecida. Con ese objetivo, los campos de control específicos de la trama SSW son agregados a cada trama beacon. Para permitir respuestas desde múltiples estaciones sin coordinación a un barrido SLS, el intervalo A-BFT implementa un período de respuesta basado en contención. En el período A-BFT se reserva tiempo de canal (ranuras o slots A-BFT) para múltiples respuestas a barridos sectoriales desde las estaciones. El esquema general del entrenamiento de beamforming durante los períodos A-BFT dentro del BTI se muestra en la Fig.



Figura 2.10: Transmisiones direccionales en IEEE 802.11ad fuente ([9]).

2.10. Cada período A-BFT consta de una asignación de tiempo fija para una serie de tramas SSW transmitidas por la estación, más tramas SSW Feedback transmitidas por el punto de acceso. Las estaciones que contienden por el acceso al medio seleccionan aleatoriamente cuál slot utilizar.

El proceso de contención durante un A-BFT no aplica detección de portadora, como es típico en esquemas 802.11 en otras bandas. Las colisiones se detectan por la pérdida de una trama SSW Feedback desde el punto de acceso. Además, es posible que una estación no pueda finalizar su barrido porque sus sectores superan el número de tramas SSW admitidas por cada slot de tiempo. Para resolver esos casos, existen varias medidas posibles. En primer lugar, el punto de acceso puede responder a un barrido incompleto con una trama SSW Feedback, forzando la selección de una transmisión subóptima. En segundo lugar, una estación podría competir por más slots durante el A-BFT en el mismo o en el siguiente BI. Para resolver la congestión del intervalo de entrenamiento de beamforming durante la asociación, una estación tiene que abstenerse durante una cantidad adicional de slots (backoff) cuando sus reintentos exceden un límite determinado. De acuerdo con la descripción anterior, la duración de los slots queda determinada por el número de sectores en recepción que el punto de acceso pretende formar y las estaciones asociadas transmiten el número correspondiente de tramas SSW.

Luego del período BHI la transmisión de datos de usuario se realiza durante el período Data Transmission Interval (DTI). En este período se suceden las transmisiones de datos hacia y desde las estaciones, que pueden operar en dos modos diferentes. En el modo Contention Based Access Periods (CBAP) varias estaciones pueden competir por el canal según el esquema tradicional de acceso al medio de

Capítulo 2. Banda de 60 GHz

802.11. En el modo Service Period (SP) a cada estación se le asigna un período de comunicación propio libre de colisiones.

Además, dentro del período de transmisión de datos DTI se incluye un mecanismo para poder refinar la configuración de antena hacia valores específicos y óptimos para el dispositivo par. Este mecanismo se conoce como Beamforming Refinement Protocol (BRP) y mejora las condiciones de operación del enlace por sobre lo logrado en la fase de barrido SLS, donde se usan configuraciones de haces preestablecidas para cubrir la zona de cobertura. Con BRP en cambio, se pueden variar libremente los AWP de la antena transmisora, para obtener un canal de transmisión de datos de usuario a la mayor tasa de transmisión posible.

Durante un intercambio BRP se evalúa un conjunto de patrones del arreglo contra la mejor configuración conocida del otro nodo (punto de acceso o estación). Como el BRP se basa en un entrenamiento SLS anterior, existe ya un enlace confiable entre transmisor y receptor, al menos para conexión de control a una tasa baja. El intercambio de tramas está garantizado y diferentes configuraciones de antena se pueden probar durante la transmisión de una misma trama. Esto reduce drásticamente el tiempo necesario para el entrenamiento de beamforming, comparando con el barrido SLS, donde es necesario transmitir una trama completa por cada haz preestablecido. Para probar las distintas configuraciones de antena a lo largo de una trama, se adjuntan campos para entrenamiento en transmisión o recepción (TRN-T/R). a las tramas intercambiadas durante las transacciones de BRP. Cada campo se transmite o recibe con una configuración de antena particular, para la que se evalúa la calidad de la señal. El resto de la trama se transmite y recibe con la mejor configuración de antena conocida. El entrenamiento de beamforming sobre antenas receptoras BRP es solicitado especificando el número de configuraciones a ser probadas en el campo de encabezado L-RX de una trama. El otro nodo agregará el número correspondiente de campos TRN-R a su siguiente trama. Un entrenamiento de transmisión por el contrario se solicita generando TX-TRN-REQ en el campo de encabezado y agregando campos TRN-T al mismo marco BRP. Igual que en el barrido SLS, la retroalimentación de BRP se proporciona en forma de SNR para la mejor configuración encontrada para el caso de entrenamiento en recepción y el identificador de la mejor configuración recibida en caso de un entrenamiento en transmisión.

La Fig. 2.11 muestra una transacción de BRP que primero entrena la configuración de recepción entre dos estaciones, seguido de entrenamiento BRP en transmisión. Notar que la estación B combina la solicitud de entrenamiento de transmisión y recepción en una sola trama, utilizando la variante mencionada en el párrafo anterior. La estación A, por el contrario, utiliza dos tramas para solicitar las dos direcciones de entrenamiento. Tramas correspondientes a una misma solicitud se muestran con



Figura 2.11: Transmisiones direccionales en IEEE 802.11ad fuente ([9]).

un mismo color. Una fase BRP puede seguir inmediatamente a una fase SLS, utilizando la trama SSW ACK para el intercambio de parámetros del entrenamiento. Alternativamente, puede ser iniciada por una subfase especial de configuración de BRP, que consiste en tramas BRP con campos vacíos. En cualquier caso, L-RX y los campos TX-TRN-REQ se utilizan para intercambiar parámetros BRP.

En las referencias [11], [12] y [13] se muestran aplicaciones recientes como solución para transporte inalámbrico en estaciones base para acceso celular móvil y fijo y también para acceso de última milla para servicio fijo.

2.5. IEEE 802.11ay

El estándar IEEE 802.11ay parte del esquema base de 802.11ad e introduce mejoras manteniendo la compatibilidad hacia atrás ([14], [15], [11]). Las mejoras permiten llegar a tasas teóricas de 100 Gbps o más, soportadas por modulaciones de mayor eficiencia espectral, agregación de canales y técnicas Multiple Input Multiple Output (MIMO) para usuario simple (Single User, SU) y múltiple (Múltiple User, MU). En cuanto a los aspectos de beamforming, introduce técnicas adicionales entre las que se destacan Transmit Sector Sweep (TXSS) durante el período BRP, entrenamiento de beamforming asimétrico [16] y soporte para beamforming en los casos SU-MIMO y MU-MIMO.

El protocolo de beamforming SU-MIMO determina las mejores configuraciones de antenas en transmisión y recepción para el intercambio simultáneo de múltiples flujos espaciales entre dos estaciones con capacidad SU-MIMO. El protocolo de entrenamiento de beamforming SU-MIMO consta de dos fases consecutivas: fase SISO y fase MIMO.

Capítulo 2. Banda de 60 GHz



Figura 2.12: Nuevas canalizaciones de IEEE 802.11ay.



Figura 2.13: Entrenamiento de beamforming SU-MIMO; a) Fase SISO y b) Fase MIMO (fuente [14]).

En la fase SISO, ambas STA recopilan la retroalimentación necesaria para las configuraciones de antena candidatas a óptimas, algunas de las cuales luego se utilizan en la fase siguiente. La estación que inicia el entrenamiento se llama iniciador y el otro el respondedor. Todas las transmisiones en esta fase utilizan el modo de control DMG con tasas de transmisión mínimas, para ampliar la cobertura. La Fig. 2.13 representa la fase SISO, que comprende tres subfases: una opcional de TXSS por parte del iniciador (I-TXSS), una opcional de TXSS por parte del respondedor (R-TXSS) y una subfase obligatoria de retroalimentación de resultados del entrenamiento en modo SISO.

La fase MIMO permite el entrenamiento simultáneo de los sectores de transmisión y recepción para cada antena DMG. La fase MIMO, representada en la Fig. 2.14, comprende cuatro subfases obligatorias: una fase de establecimiento SU-MIMO, un entrenamiento SU-MIMO BF (Single MIMO Beamforming Training, SMBT) para el iniciador, una fase con la respuesta a la fase SMBT y una subfase de respuesta de SU-MIMO.



Figura 2.14: Entrenamiento de beamforming MU-MIMO; a) Fase SISO y b) Fase MIMO (fuente [14]).

2.6. Otros Estándares en la Banda de 60 GHz

Los estándares mencionados en las secciones anteriores son los relevantes a los efectos de la presente tesis. Otros estándares en la banda a mencionar son WirelessHD [17] para transmisión de video de alta definición y IEEE 802.15.3c [18] para redes de área personal.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 3

Técnicas de Transmisión Multiusuario

3.1. Transmisión multiusuario analógica

De acuerdo con la evolución propuesta por el estándar 802.11ay de implementar transmisiones multiusuario [19] y considerando un esquema como el mostrado de dos sub arreglos a y b completamente conectados como el de la Fig. 2.7, se describirá a continuación el problema general de transmisiones multiusuario, objetivo del presente trabajo.

En referencia a la Fig. 3.1, se considera que existen en el área de cobertura de una celda dos usuarios A y B con interés de tráfico simultáneo. Para poder transmitir a ambos al mismo tiempo realizando multiplexación espacial, el arreglo debe conformar un haz que maximice la señal sobre el usuario A (usuario deseado) y minimice la señal sobre el usuario B (usuario no deseado), maximizando entonces la relación señal a ruido (SNR) para el usuario A. De forma análoga el arreglo b debe maximizar la SNR para el usuario B, que es el usuario deseado para esta configuración del arreglo.

Se considera en este modelo solamente el aporte del beamforming analógico de la configuración multiusuario, soslayando la codificación en banda base necesaria para la ecualización coherente del canal inalámbrico y que está prevista en el estándar 802.11ay. También se omite la codificación MIMO que podría reforzar la relación SNR para cada usuario, usando técnicas de cancelación de interferencia inter usuario en la banda base y en el dominio digital. Existe una abundante literatura sobre el tema [20].

Capítulo 3. Técnicas de Transmisión Multiusuario



Figura 3.1: Transmisión multiusuario.

Considerando el sub arreglo a, se simularon haces conformados para compartir el medio con un usuario A en acimut 0 ("boresight") y con el usuario B ubicado en diferentes posiciones para poder evaluar la efectividad de los diferentes algoritmos. Para simplificar la evaluación se consideraron los ángulos de barrido SLS como posiciones para el usuario B.

En las referencias [21], [22] y [23] se muestran implementaciones de sistemas de transmisión multiusuario en la banda de 60 GHz.

3.2. Barrido SLS

La técnica obvia para cancelar el segundo usuario es la de aprovechar el diagrama de radiación ya directivo creado para ejecutar el barrido SLS. Debido a la directividad elevada, se genera cierta aislación entre los usuarios que puede ser suficiente.

De acuerdo a [24], el factor de arreglo para un arreglo lineal unidimensional de N antenas equiespaciadas se puede expresar como:

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{N} W_n^* e^{jnkd\operatorname{sen}(\theta)}$$
(3.1)

siendo $k = 2\pi/\lambda$, d la distancia entre las antenas y W_n son los fasores de corriente individuales para cada antena. Estos complejos se denominan Antenna Weighting Pattern (AWP) y se emplearán general para conformar el diagrama de radiación de acuerdo a los requerimientos. Para construir un diagrama de radiación orientado en la dirección θ_A es:

$$W_n = e^{jnkd\operatorname{sen}(\theta_A)} \tag{3.2}$$

El barrido Sector Level Sweep (SLS) entonces se genera mediante la adecuada selección de los AWP mediante (3.2) para lograr un barrido uniforme sobre el área de cobertura requerida. El ancho del haz de media potencia para haz varía de acuerdo a (3.3), fórmula aproximada presentada en [24]:

$$HPBW(\theta_A) = \frac{0,886d}{Ncos(\theta_A)}$$

= $\frac{1,772}{Ncos(\theta_A)}$ (3.3)

siendo $d = \lambda/2$.

3.3. Cancelación Ideal de Nulos

La operación multiusuario planteada requiere enfocar el diagrama de radiación del arreglo hacia la dirección del usuario A, al tiempo que minimizar la ganancia de la antena hacia el usuario B. Este problema es análogo al de cancelar una posible señal interferente en la dirección de B pero manteniendo la ganancia máxima en la dirección de A. A esto se le denomina control de nulos (del inglés "null steering") y tiene un largo desarrollo en el entorno de aplicaciones de radar y radioastronomía, anteriores a las aplicaciones en tecnologías de transmisión de datos inalámbrica [25].

El problema general de control de nulos se puede plantear de forma general como el de encontrar valores para AWP que anulen la radiación hacia el usuario B pero minimizando la distorsión del factor de arreglo en otras direcciones. Se plantea entonces un esquema clásico de minimización por multiplicadores de Lagrange, donde la función a minimizar es el error promedio del diagrama de radiación modificado para anular la dirección de B respecto al diagrama original enfocado hacia A. Con esas consideraciones se llega a una expresión cerrada para el AWP óptimo, conocidas las direcciones de A y B:

$$\mathbf{W_{opt}} = \mathbf{W_A} - \frac{\mathbf{W_B^H W_A}}{\mathbf{W_B^H W_B}} \mathbf{W_B}$$
(3.4)

Capítulo 3. Técnicas de Transmisión Multiusuario

siendo $W_A, W_B \in C^{Nx1}$ los AWP complejos que enfocan el haz hacia A y B respectivamente.

Este método se considerará como el método ideal y será el que muestre el mejor desempeño con respecto a los otros métodos evaluados.

3.4. Nulos con Control de Fases Solamente

De acuerdo a [5] en general los chipsets disponibles permiten modificar solamente las fases de la alimentación de los puertos de las antenas de los arreglos. Esto introduce una restricción muy fuerte al problema del apartado anterior que consiste en que los AWP a buscar deben mantener su amplitud fija e igual a la unidad sin perder generalidad. Existen abundantes referencias sobre diferentes soluciones a este problema [26] [27] [28] [29].

Para formular el problema matemáticamente, se buscará una solución para cancelar la dirección de B mediante perturbaciones pequeñas en el vector de enfoque hacia A [30]. Se tiene entonces:

$$W_{opt,n} = W_n e^{j\delta_n}$$

= $W_n(\cos(\delta_n) + j \operatorname{sen}(\delta_n))$
 $\cong W_n(1 + j\delta_n)$ (3.5)

donde se utilizó la aproximación $\operatorname{sen}(\delta_n) = \delta_n$ si $|\delta_n| \ll \pi/2$, correspondiente a la hipótesis de variaciones pequeñas de fase.

Aplicando la condición buscada de cancelar la señal en la dirección de B, se obtiene:

$$AF_{opt}(\theta_B) = \sum_{n=1}^{N} W_{opt,n}^* e^{jnkd\sin(\theta_B)}$$

$$= \sum_{n=1}^{N} W_n^* (1 - j\delta_n) e^{jnkd\sin(\theta_B)}$$

$$= \sum_{n=1}^{N} e^{-jnkd\sin(\theta_A)} (1 - j\delta_n) e^{jnkd\sin(\theta_B)}$$

$$= \sum_{n=1}^{N} (1 - j\delta_n) e^{jnkd(\sin(\theta_B) - \sin(\theta_A))}$$

$$= 0$$
(3.6)

20

3.5. Ensanchamiento de Nulos

Expandiendo en parte real e imaginaria se llega a las siguientes ecuaciones:

$$\sum_{n=1}^{N} \cos(nu) + \delta_n \sin(nu) = 0$$

$$\sum_{n=1}^{N} \sin(nu) - \delta_n \cos(nu) = 0$$
(3.7)

donde se definió $u = kd(\sin(\theta_B) - \sin(\theta_A))$ para simplificar la notación.

Estas dos ecuaciones pueden escribirse como un sistema indeterminado $\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b}$ siendo $\mathbf{x} = \boldsymbol{\delta} = [\delta_1, ..., \delta_N]^T$ y:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sin(u) & \sin(2u) & \dots & \sin(Nu), \\ \cos(u) & \cos(2u) & \dots & \cos(Nu) \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{2xN}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} -\sum_{n=1}^{N} \cos(nu) \\ \sum_{n=1}^{N} \sin(nu) \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{2}$$
(3.8)

El sistema anterior se resuelve como un problema de mínimos cuadrados mediante la pseudo inversa:

$$\boldsymbol{\delta} = \mathbf{A}^H (\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{b} \tag{3.9}$$

para finalmente arribar a \mathbf{W}_{opt} mediante la definición en (3.2).

3.5. Ensanchamiento de Nulos

El desarrollo anterior presentó un método para lograr cancelar la dirección del usuario B mediante un nulo en el patrón de radiación del arreglo al mismo tiempo que se presenta un máximo en la dirección del usuario A. Como es conocido, los máximos del haz de un arreglo presentan una curva relativamente suave en el diagrama de radiación, mientras que los nulos son profundos en la curva. Esto puede explicarse de acuerdo a referencias como [2] interpretando el arreglo en recepción como un muestreo sobre el frente de onda que se puede modelar con una función $sinc(\theta)$, la que determina la forma y profundidad de los nulos. Una consecuencia práctica de esta diferencia es que el error en la determinación del mejor haz para el usuario B, que se determina hallando un máximo en su dirección, puede ser despreciable en la transmisión hacia B pero puede ser significativo en la cancelación hacia B y bajar notablemente la SNR.

Existen en la literatura diferentes métodos para lograr nulos más amplios ("null broadening"). A modo de ejemplo, en [31] se emplea un método iterativo con

Capítulo 3. Técnicas de Transmisión Multiusuario

programación lineal en cada paso y en [30] se utilizan algoritmos genéticos para lograr nulos más anchos. En este trabajo se tomará en cuenta que la 3.9 representa un sistema lineal de ecuaciones indeterminado y se aprovecharán los grados de libertad disponibles para imponer condiciones adicionales sobre el diagrama del haz conformado. De acuerdo a [32], una forma de imponer nulos más amplios del diagrama de radiación es imponer que las derivadas del diagrama sean nulas también. Más específicamente, se tomará la expresión del factor de arreglo en función de la nueva variable u y anularán las derivadas de orden P respecto a esta nueva variable.

$$\frac{\partial AF_{opt}(u)}{\partial u^P} = \frac{\partial (\sum_{n=1}^N (1-j\delta_n)e^{jnu})}{\partial u^P}$$
$$= (j)^P \sum_{n=1}^N n^P (1-j\delta_n)e^{jnu}$$
$$= 0$$
(3.10)

De la expresión anterior se agregan 2P ecuaciones al sistema indeterminado anterior (3.9), que queda de la forma:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sin(u) & \sin(2u) & \dots & \sin(Nu), \\ \cos(u) & \cos(2u) & \dots & \cos(Nu), \\ \sin(u) & 2\sin(2u) & \dots & N\sin(Nu), \\ \cos(u) & 2\cos(2u) & \dots & N\cos(Nu), \\ \sin(u) & 4\sin(2u) & \dots & N^2\sin(Nu), \\ \cos(u) & 4\cos(2u) & \dots & N^2\cos(Nu), \\ \dots & \dots & \dots & \dots, \\ \frac{1}{10} & \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{P} \sin(2u) & \dots & N^P\sin(Nu), \\ \cos(u) & 2^P\sin(2u) & \dots & N^P\cos(Nu), \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{2(P+1)xN}$$

(3.11)

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} -\sum_{n=1}^{N} \cos(nu) \\ \sum_{n=1}^{N} \sin(nu) \\ -\sum_{n=1}^{N} n \cos(nu) \\ \sum_{n=1}^{N} n \sin(nu) \\ -\sum_{n=1}^{N} n^{2} \cos(nu) \\ \sum_{n=1}^{N} n^{2} \sin(nu) \\ \dots \\ \dots \\ -\sum_{n=1}^{N} n^{P} \cos(nu) \\ \sum_{n=1}^{N} n^{P} \sin(nu) \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{2(P+1)}$$

22
3.5. Ensanchamiento de Nulos

Por último esta ecuación se resuelve mediante la misma expresión de (3.9) siempre que $2(P+1) \leq N$ y que no ocurran condiciones de singularidad de la matriz en la ecuación mencionada.

En la Fig. 3.2 se muestra un ejemplo de los métodos de cancelación de nulos empleados. Se empleó un arreglo de 32 elementos, mostrándose los patrones para barrido SLS, cancelación con control de fases y control de fases con anulación de segunda derivada. Es de notar que para arreglos más pequeños (M < 16) se obtuvieron resultados distorsionados para el método de ensanchamiento de nulos, lo que coincidirá con los resultados de las simulaciones del capítulo siguiente. En este ejemplo se asume el usuario A en $\theta_A = -25 \text{ deg y el usuario B a anular en } \theta_B = 21 \text{ deg.}$ Se puede observar la mejora en el ancho del nulo considerando el método de ensanchamiento de nulos se le denominará cancelación de nulos de segundo orden, mientras que al método original sin ensanchamiento se le denominará cancelación de nulos de orden cero.



Figura 3.2: Comparación de los métodos de cancelación ($\theta_A = -25 \deg$, $\theta_B = 21 \deg$).

La comparativa de los métodos mencionados fijando la posición del usuario A y variando la del usuario B se muestra como ejemplo en la Fig. 3.3. En dicha figura la posición del usuario A es $\theta_A = -25 \text{ deg}$ mientras que la posición del usuario B varía entre $\theta_B = -20 \text{ deg}$ y $\theta_B = 45 \text{ deg}$, representada en las abscisas. En las ordenadas se representa la relación SINR obtenida, considerada como la relación de ganancias entre las dos direcciones $|AF(\theta_A)/AF(\theta_B)|$.

Para evaluar el método de ensanchamiento del nulo se utilizó como figura de mérito el promedio de los valores de SINR obtenidos en un rango igual a $[\theta_B - HPBW_A, \theta_B + HPBW_A]$, siendo $HPWB_A$ el ancho del haz de media potencia del diagrama en la dirección de θ_A .

Capítulo 3. Técnicas de Transmisión Multiusuario



Figura 3.3: Comparación de los métodos variando θ_B , con $\theta_A = -25 \deg$ fijo.



Figura 3.4: SINR promedio alrededor del θ_B .

En las dos figuras anteriores se pueden observar los malos resultados alrededor de $\theta_B = 35 \text{ deg}$. En valores cercanos a ese valor la matriz de (3.9) se hace singular y entonces el métodos se vuelve inestable numéricamente, como lo muestran los valores de la norma del vector de perturbaciones δ , como se muestra en la Fig. 3.5. Queda como trabajo pendiente implementar algún método de regularización para superar esta limitación.

3.6. Incremento en la Capacidad de la Celda



Figura 3.5: Norma de las perturbaciones de fase.

3.6. Incremento en la Capacidad de la Celda

La mejora en la capacidad de la celda debida a la configuración multiusuario depende directamente de la capacidad de discriminación angular del arreglo de antenas de la estación base. Para realizar una estimación se considera que la estación base tiene por antena el arreglo visto en el comienzo de este capítulo y dos cadenas de radio con bandas base independientes, con las que puede transmitir a un máximo de dos usuarios en simultáneo. Para simplificar el análisis se consideran solamente los haces estáticos empleados para el barrido en acimut. Considerando barridos en elevación, existe margen para generar ganancias adicionales en capacidad. La estación base podrá transmitir simultáneamente a dos usuarios a los que les corresponda haces diferentes y además no adyacentes. Se considera un escenario como el de la Fig. 3.1 con una celda de 90° de apertura en acimut.

En una primera aproximación se comparan los valores de SINR alcanzados con los tres métodos comparados. En la Fig. 3.6 se muestran valores de SINR de acuerdo a θ_A y θ_B variando entre -45° y 45°. En el gráfico a) se muestra el método base de confiar solamente en que la discriminación generada por los haces de beamforming, obteniendo valores sensiblemente menores de SINR. En el gráfico b) aparece la distribución de SINR obtenida mediante la cancelación del orden cero, que arroja resultados exactos dado que solo se está forzando una condición sobre el nulo, en este caso que obtenga una SINR de 50 dBs. En el gráfico c) se muestran los resultados para el método de cancelación de segundo orden, donde los resultados sobre la SNR bajan levemente debido a las condiciones adicionales sobre los cambios de fase, para ensanchar los nulos. En dicho gráfico se observan además

Capítulo 3. Técnicas de Transmisión Multiusuario



las zonas de inestabilidad numérica cercanas a 30° mencionadas en el apartado anterior.

Figura 3.6: SINR para barrido SLS (a), cancelación de orden 0 (b) y cancelación de orden 2 (c).

En la 3.7 se muestra la función de distribución acumulada de SINR exceptuando la zona diagonal donde la cancelación no es posible. Allí es posible evaluar numéricamente los resultados mostrados gráficamente y comentados en el párrafo anterior.



Figura 3.7: CDF para SNIR para cada método evaluado.

Para evaluar el incremento se realizó una simulación del tipo Monte Carlo, generando en cada instancia dos usuarios ubicados aleatoriamente dentro del área de cobertura de la celda, como se ejemplifica en la Fig.3.8. En dicha figura se muestran ejemplos de pares de usuarios dentro de la zona de cobertura de la celda, a

3.6. Incremento en la Capacidad de la Celda

los que se les asignó un color más o menos arbitrario de acuerdo a los valores de la capacidad agregada obtenida. Para cada usuario a su vez se simularon errores en el entrenamiento de beamforming con una distribución angular uniforme entre -HPBW y HPBW del haz principal. Para cada par de usuarios, se calculó el nivel de señal útil empleando el modelo simple de Friis [24]. Además, para cada uno de los métodos de cancelación evaluados se calculó el nivel de interferencia generado por la cancelación no perfecta de la señal del usuario B, teniendo en cuenta además el error introducido en la dirección estimada de A. Se utilizó un área de cobertura suficientemente pequeña para asegurar que la capacidad queda determinada por los niveles de interferencia del usuario B y no por el piso de ruido. Por último, se calculó la capacidad teórica de acuerdo al límite de capacidad de Shannon [33] para cada usuario A y B, sumándose en el caso de operación multiusuario.



Figura 3.8: Simulación MonteCarlo de pares de usuarios.

En la Fig. 3.9 se muestran los resultados acumulativos. El método trivial de usar el barrido SLS es bastante peor que la transmisión de usuario simple (SU, single user), lo que indica en primer lugar la conveniencia de utilizar cancelación de nulos. Comparando los dos métodos de cancelación de nulos evaluados, el método más exacto de orden cero no se muestra tan afectado por el error en el entrenamiento de beamforming como se esperaba. Sin embargo, como se muestra en la Fig. 3.10, a medida que se incrementa el máximo error angular admisible en el proceso de entrenamiento de beamforming, la degradación en la capacidad promedio de la celda es aproximadamente 50 % menor para el método de segundo orden, justificando su utilización.

Capítulo 3. Técnicas de Transmisión Multiusuario



Figura 3.9: Simulación MonteCarlo de pares de usuarios.



Figura 3.10: Capacidad de la celda versus errores en beamforming.

3.7. Efecto de la Discretización de las Fases

Como se mencionó anteriormente una de las restricciones a las que se enfrentan estos sistemas en la práctica es la disponibilidad de variadores de fase discretos, cuyos valores quedan determinados por entradas digitales de Q bits. Para evaluar el impacto de la diferente cantidad de bits disponibles sobre el control de las fases se repitieron los cálculos anteriores, pero aproximando los resultados de las fases al valor discreto más cercano, de acuerdo a la cantidad de bits Q disponibles.

En la Fig. 3.11 se muestra el promedio de SINR obtenido para cada uno de los tres métodos comparados, considerando diferentes valores de bits para las fases.

3.7. Efecto de la Discretización de las Fases



Figura 3.11: SNIR promedio para cada método de acuerdo a bits disponibles.

Para el método de cancelación de nulos de segundo orden se muestran las distribuciones acumuladas de SINR para la zona de cobertura, para los mismos valores de bits disponibles, en la Fig. 3.12.



Figura 3.12: SNIR promedio para cada método de acuerdo a bits disponibles.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 4

Simulaciones

4.1. Software de Simulación

El software de simulación NEC [34], disponible para uso no comercial en su versión 2, está basado en el método de los momentos para resolución de problemas electromagnéticos con condiciones de frontera. Este método plantea ecuaciones integrales, en lugar de ecuaciones diferenciales como se emplea en otras aplicaciones basadas en métodos por diferencias finitas, por ejemplo Computer Simulation Technology (CST) [35] entre otros. La unidad básica de construcción de modelos es un alambre con el que se simula naturalmente elementos de antena del tipo dipolo y mediante grillas elementos de superficie. A su vez, cada alambre es divido en segmentos.

La aplicación 4nec2 [36] es un desarrollo de uso libre que implementa las bibliotecas de distribución libre de NEC versión 2. Puede operar también con las bibliotecas NEC versión 4, versión que corrige algunas limitaciones de la versión 2 pero no es de uso libre. Algunas reglas básicas para modelos en 4nec2: a) Largo de cada segmento debe estar entre 5 y 10 % de la longitud de onda b) La razón entre largo del segmento y radio del alambre es crítica: Si es mayor que 8 requiere "Thin Wire Kernel". Si está entre 2 y 8 requiere "Extended Thin Wire Kernel". Si esté valor es menor que 2 la precisión de la simulación baja notoriamente.

La herramienta 4nec2 no permite simular sustratos de otro material que no sea aire. De proceder a la construcción se evaluarían sustratos tales como FR4 (por ser muy general) u otros tales como Roger TMM4 o Arlon AD430, con objeto de minimizar pérdidas. Para proceder a esta evaluación se podría utilizar una herramienta de simulación más completa como el Computer Simulation Techno-

Capítulo 4. Simulaciones

logy (CST), herramienta con la cual sí se puede evaluar la influencia de distintos sustratos. Las simulaciones que se presentan en este trabajo se enfocaron en los diagramas de radiación para considerar los efectos de algoritmos de cancelación de lóbulos, beamforming y transmisiones multiusuario. Estas simulaciones pueden considerarse simulaciones a nivel de sistema; para proceder a una implementación real de estos sistemas de antenas, se necesitaría un trabajo extra de simulaciones a nivel físico, fuera del alcance de este trabajo.

El avance de estas herramientas de software para simulación electromagnética y la mejora en el acceso a los mismos, son un factor clave en el proceso de cambio de paradigmas de la enseñanza e investigación en radiofrecuencia. En particular, el uso de estos simuladores y de herramientas de software para impartir clases virtuales ofrecen una gran oportunidad de brindar formación de calidad en el área, sin limitaciones geográficas e incluso temporales [37] [38].

4.2. Requerimientos para el Diseño de Antena

La tecnología de uso más extenso para antenas en ondas milimétricas es el diseño integrado al chip tranceptor, ya sea en la modalidad on chip o flip chip. La técnica microstrip, consistente en un arreglo de dipolos de tipo parche ("patches") sobre un plano reflector, separados por un sustrato de material dieléctrico, puede ser una alternativa para desarrollos experimentales. Las dimensiones relativamente pequeñas de las antenas pueden traer otros problemas de diseño a nivel de hardware y del método de fabricación [39] [40] [41] [42].

En el patrón de radiación de arreglos de antenas se generan lóbulos múltiples cuando las separaciones entre los elementos son mayores a la longitud de onda. Para evitarlos la separación entre elementos debe ser una fracción de la longitud de onda, típicamente 0.5λ . El fenómeno físico de acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo distorsiona los diagramas de radiación respecto a las predicciones del factor de arreglo, para las que no se tiene en cuenta ese fenómeno. Para evitar este acoplamiento, se recomienda que la separación entre elementos del arreglo sea mayor a una longitud de onda. Existe entonces un compromiso para el diseño de la separación entre elementos mutuo por un lado y el de lóbulos múltiples por otro lado.

Se asume que la antena a diseñar se empleará para una aplicación WLAN en interiores, tanto como punto de acceso (AP, Access Point) o estación (STA, Station). Se considera una apertura en acimut de 90° para configurar un concentrador de cuatro AP aprovechando que se dispone en la banda de cuatro canales de operación

4.3. Array de N Antenas



Figura 4.1: Estación base con cuatro sectores de 90°.

diferentes para evitar interferencias (ver Fig. 4.1).

De acuerdo a los estándares de operación 802.11ad/ay son relevantes las configuraciones quasi ominidireccional y la configuración en haz direccional para barrido SLS. Ambas configuraciones determinan en el caso de 802.11ad la cobertura del sector concentrador. Considerando el esquema de red arriba mencionado (ver Fig. 2.8), los enlaces se establecerán entre la configuración cuasi omnidireccional para el punto de acceso y la configuración en haz para la estación. Debido al spreading code de la capa física de control que suma 15 dB de ganancia de codificación, el estándar pide una ganancia de beamforming de 15 dB respecto a la antena cuasi omni, para poder mantener el enlace cuando se opere en la fase de transmisión de datos.

4.3. Array de N Antenas

En la Fig. 4.2 se muestra el diseño del arreglo de N =11 columnas y M=3 filas de dipolos de media onda con polarización vertical. Los 33 elementos deberían asegurar una ganancia de 15 dB o mayor ($10\log(MxN)$) respecto a la ganancia en la configuración cuasi omni. La elección de un número impar de elementos facilita la simetría en el diagrama de radiación cuasiomnidireccional. El número mayor de elementos en los arreglos horizontales fue elegido para generar un mayor número de haces para el barrido en acimut respecto al del barrido en elevación, que es lo habitual en los escenarios WLAN. La separación horizontal de los elementos individuales es de 0.5λ para evitar el fenómeno de lóbulos de radiación en el semiplano frontal de la antena. Para la separación vertical de la antena en cambio se empleó 0.65λ como separación entre elementos, lo que evita solapamientos y además agrega ganancia a expensas de lóbulos en elevación, que no son problemáticos para la aplicación considerada.

Capítulo 4. Simulaciones



Figura 4.2: Antena panel de 11 × 3 elementos.

4.4. Configuración Cuasi Omnidireccional

Durante una parte de la fase de entrenamiento de beamforming, el dispositivo debe mantener un diagrama de radiación cuasi omnidireccional, de acuerdo al estándar 802.11ad. En el caso de una antena sectorial, debe mantener un esquema lo más uniforme posible de ganancia en la apertura esperada para el sector. En la simulación, este diagrama en transmisión se realizó alimentando solamente el elemento central.

En la Tabla 4.1 se muestran algunos de los parámetros obtenidos en las simulaciones y que pueden considerarse apropiados de acuerdo a las limitaciones mencionadas del simulador empleado. Como ya se explicó cuando se habló del sustrato, estas simulaciones se enfocaron a nivel de sistema, con el objetivo de observar los efectos de los diferentes algoritmos considerados. La relación de onda estacionaria ("Voltage Standing Wave Ratio"ó VSWR) variará según el sustrato que se elija en una etapa de diseño de la antena previa a su fabricación, lo que requiere simulaciones a un nivel más físico del desempeño de la antena. Adicionalmente, en esa etapa del diseño de la antena se podría optimizar su diseño considerando la mejor adaptación de impedancias posible o incluso evaluar la conveniencia del uso de redes de adaptación de impedancia adicionales. La optimización del VSWR en base

4.4. Configuración Cuasi Omnidireccional

Parámetro	Unidades	Valor
Ganancia máxima	dBi	8.34
Apertura H (HPBW)	o	82
Apertura V (HPBW)	o	86
F/B ratio	dB	34.9

Tabla 4.1: Parámetros de antena cuasi omnidireccional.



Figura 4.3: Diagrama 3D cuasi omni.

a simulaciones físicas que antecedería a la fabricación de este sistema de antenas quedó fuera del alcance de este trabajo, que pretende mostrar el alcance que puede tener la aplicación de los algoritmos considerados, con una antena de este tipo, que posteriormente fuera optimizada físicamente para obtener un funcionamiento real adecuado.

En la Fig. 4.3 se muestra el diagrama tridimensional resultado de la simulación. Los diagramas en el plano principal H (o plano horizontal) y en el plano principal E (o plano vertical) muestran aperturas de 90° aproximadamente en cada plano y se muestran en al Fig. 4.4.





Figura 4.4: Diagrama 2D cuasi omni.

4.5. Barrido Sector Level Sweep

En la fase SLS del proceso de entrenamiento de beamforming, el dispositivo debe presentar un haz de máxima ganancia apuntado a las direcciones a cubrir dentro del área deseada de cobertura. En base al ángulo de máxima directividad deseado, se calcularon los valores de la fase progresiva necesaria en cada elemento del arreglo, mediante la expresión clásica [24]:

$$\beta = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \alpha \tag{4.1}$$

siendo α el ángulo de acimut o elevación deseado de máxima directividad, d la separación horizontal entre elementos de antena individuales en el arreglo y λ la longitud de onda.

En la Tabla 4.2 se muestran algunos de los parámetros de antena obtenidos. Se obtuvo una ganancia de aproximadamente 13 dB sobre la ganancia de la antena en

4.5. Barrido Sector Level Sweep

Parámetro	Unidades	Valor
Ganancia máxima	dBi	21.19
Apertura H (HPBW)	o	10
Apertura V (HPBW)	o	26
F/B ratio	dBi	24.1

Tabla 4.2: Parámetros en configuración SLS.



Figura 4.5: Diagrama 3D barrido SLS.

configuración cuasi omnidireccional, por lo que no se alcanzó el objetivo de diseño de 15 dB. Se conjetura que las impedancias mutuas entre elementos de las antenas puedan explicar la discrepancia con lo esperado.

En las Fig. 4.5 y 4.6 se muestran los diagramas de radiación obtenidos para un acimut ϕ , medido a partir de la dirección frontal, de $-20 \deg$ y para una elevación $\theta = 100 \deg$ medida a partir del eje vertical. Tanto en el diagrama horizontal como en el vertical se observan los lóbulos de máxima ganancia en la dirección deseada. Además aparecen lóbulos secundarios en otras direcciones.

En la Fig. 4.7 se observa la correlación entre los ángulos de máxima ganancia alcanzados y los deseados. Se muestra que el ángulo de mayor directividad horizontal coincide con el simulado para valores dentro del espacio visible del arreglo. El error





Figura 4.6: Diagrama 2D barrido SLS.



Figura 4.7: Correlación Diseño vs Simulación.

obtenido es mayor a medida que se acerca a los bordes de la cobertura.

En las Fig. 4.8 y 4.9 se muestran superpuestos los patrones de radiaciones horizontal y vertical respectivamente, para una selección de haces que realizan la fases de SLS. El criterio para elegir los haces se basó en elegir una cantidad igual a la de los elementos de antena en cada plano y de acuerdo a esa elección hacer los

4.6. Cancelación de Lóbulos Laterales



Figura 4.8: Barrido SLS en acimut.

haces equiespaciados para tener una cobertura uniforme. En base a lo anterior se obtuvieron once haces horizontales y tres haces verticales.

Para el estándar 802.11ad, en el link budget que determina el alcance del enlace intervienen la antena cuasi omnidireccinal del punto de acceso contra el haz conformado SLS en la estación. De acuerdo a lo anterior, el nuevo balance de potencias se muestra abajo en la Tabla 4.3, considerando un enlace con la antena diseñada en ambos dispositivos. Se aprecia la mejora en el alcance de este nuevo enlace (30m) respecto al presentado en la Sección II de antenas omnidireccionales (2m).

4.6. Cancelación de Lóbulos Laterales

Para restringir la aparición de los lóbulos secundarios en el diagrama de radiación, se utilizaron diferentes tipos de ventanas sobre las amplitudes de los elementos de antena [43] [44]. Los lóbulos secundarios tienden a disminuir la CINR para los terminales operando en la celda, en el caso de usar transmisiones múltiples. Se

Capítulo 4. Simulaciones



Figura 4.9: Barrido SLS en elevación.

Parámetro	Unidades	Valor
Frecuencia	GHz	60
Ganancia TX	dBi	21
Potencia TX conducida	dBm	10.0
Distancia	m	65
Ganancia RX	dBi	2.15
Perdidas por O2	dBi	0.3
Perdidas espacio libre Friis	dBi	104.3
Nivel de senal recibida	dBm	-71.4
Sensibilidad Rx	dBm	-72.0
Margen	dB	0.6

Tabla 4.3: Link budget con antenas direccionales.

4.6. Cancelación de Lóbulos Laterales

probaron ventanas Hamming, Blackman y Dolph-Chebyshev, siendo las últimas las de mejor resultado. En la Fig. 4.10 se compara la aplicación de Dolph-Chebyshev donde se muestra la cancelación completa de los lóbulos secundarios a costa de una reducción de la ganancia máxima de 2 dB y ampliación en el ancho del haz a 16°, de acuerdo a la Tabla 4.4.

Parámetro	Unidades	Valor
Ganancia máxima	dBi	19.2
Apertura H (HPBW)	0	16
Apertura V (HPBW)	0	26
F/B ratio	dB	24.4

Tabla 4.4: Parámetros con ventana.



Figura 4.10: Diagramas con (en rojo) y sin ventana (en azul).

4.7. Simulación de Operación Multiusuario

Para evaluar los resultados teóricos del capítulo anterior se realizaron simulaciones de sus resultados aplicados a la antena simulada en este capítulo. En las Fig. 4.11 y 4.12 se muestran los resultados de la simulación de los tres casos: barrido SLS en a), cancelación con nulo de orden 0 b) y cancelación de nulo de orden 2 en c). Se puede observar que el método de cancelación de orden 0 resolvió la cancelación de nulo. El método de segundo orden sin embargo obtuvo un patrón distorsionado y una SINR baja, lo que coincide con los resultados teóricos del capítulo anterior para un valor de M = 11, siendo M el número de elementos del arreglo en horizontal. De acuerdo a lo visto en ese capítulo, se debe emplear un valor de M = 16 o similar para comenzar a tener resultados coherentes con el método de cancelación de segundo orden.



Figura 4.11: Simulación de cancelación multiusuario, diagramas 2D. a) Barrido SLS, b) Cancelación de orden 0, c) Cancelación de orden 2.



Figura 4.12: Simulación de cancelación multiusuario, diagramas 3Da) Barrido SLS, b) Cancelación de orden 0, c) Cancelación de orden 2.

Capítulo 5

Conclusiones

Se revisaron los estándares 802.11ad y 802.11ay en lo concerniente a beamforming y se realizó el diseño de una antena para la aplicación de referencia en configuraciones multiusuario. Se implementaron algoritmos de cancelación de usuarios interferentes para una configuración multiusuario con dos cadenas de radio y beamforming analógico, demostrando las mejoras en la capacidad de la celda.

La aplicación de la restricción de control de fase solamente de las corrientes de alimentación del arreglo resultó satisfactoria para el algoritmo de nulos de orden cero.

Los resultados de las simulaciones de fases discretas mostraron que la disponibilidad de unos pocos bits para el control digital de las fases es suficiente para obtener resultados similares al modelo ideal sin discretización.

Respecto al algoritmo de cancelación con nulos más amplios, el mismo se mostró inestable numéricamente en algunos casos aislados, pero logró una mejora respecto al nulo de orden cero, mostrándose más robusto frente a errores en el entrenamiento de beamforming. En las simulaciones realizadas, la degradación de la capacidad es aproximadamente un 50 % menor en el caso del cancelador de segundo orden, ante la misma distribución de errores de entrenamiento de beamforming. Queda para trabajos posteriores avanzar en la corrección de estos aspectos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice A

Archivos de entrada a simulador

Se muestran a continuación un ejemplo de archivo de entrada a al software de simulación Nec2. Se generaron scripts para generar estos archivos, manteniendo la arquitectura del arreglo pero variando los valores de AWP, diferentes para diferentes pares de usuario A y B, siendo el usuario A objetivo de máxima ganancia y B objetivo de nulo del factor de arreglo.

CM Panel 11x3 60GHz

CM 5.0 - Panel con un diplo individual modelado con patches

CM 5.1 - Lo mismo con dipolo con wires

CM

CM SM Rnx*2 Rny*2 Dh -py -pz Dh py -pz

CM SC 0.0 Dh py pz

CM

CM SM Rnx*2 Rny*2 -Dh -Rx -Ry -Dh Rx -Ry

CM SC 0 0 -Dh Rx Ry

CM Plano

CM Dipolo

Apéndice A. Archivos de entrada a simulador

CM

CM GW 500 1 -Dh -Lp/2 -Lp/2 -Dh -Lp/2+gp -Lp/2 W

CM GM 1 Np-1 0 0 0 0 gp 0 500

CM GM Np Np 00000
 0 gp 500

CM GM Np*(Np+1) 1 90 0 0 0 0 0 500

CM Plano patch

CM Dipolo grilla

CE

GW 100 1 -0.05 -0.25 -0.25 -0.05 -0.1875 -0.25 9.9472e-3

GM 1 15 0 0 0 0 0.0625 0 100

GM 16 16 0 0 0 0 0 0 0.0625 100

GW 373 1 -0.05 -0.25 -0.25 -0.05 -0.25 -0.1875 9.9472e-3

GM 1 15 0 0 0 0 0 0.0625 373

GM 16 16 0 0 0 0 0.0625 0 373

GW 645 1 0 -0.125 -0.125 0 -0.0625 -0.125 9.9472e-3

GM 1 3 0 0 0 0 0.0625 0 645

 $\mathrm{GM}~4~4~0~0~0~0~0.0625~645$

GM 20 1 -90 0 0 0 0 0 0 645

GM 40 1 0 0 0 0 0.5 0 645

GM 80 1 0 0 0 0 0 0 0.5 645

GW 1 1 -0.05 0 -0.125 0 0 -0.125 9.9472e-3

GM 1 1 0 0 0 0 0.5 0 1

GM 2 1 0 0 0 0 0 0.5 1

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice B

Resultados complementarios

Para validar mediante simulación electromagnética los resultados teóricos del Capítulo 3 respecto a los métodos de cancelación de nulos, se realizaron en NEC2 simulaciones con un arreglo lineal de 32 elementos. Como se mencionó esa cantidad de elementos es necesaria para que el método de ensanchamiento de nulos empleado muestre resultados aceptables. En la Fig. B.1 se muestra el arreglo empleado y el diagrama de radiación tridimensional obtenido.

Cabe mencionar que el arreglo empleado para esta simulación requirió utilizar dipolos horizontales, dado que la utilización de dipolos verticales arrojó resultados incoherentes, lo que se presume causado por la impedancia mutua entre elementos. Con la disposición horizontal se baja notoriamente la interacción entre los dipolos, logrando resultados coherentes y permitiendo la comparación con los resultados teóricos.

En la figura B.2 se muestran los diagramas de radiación comparando los métodos evaluados en forma teórica en el Capitulo 3. Se comprueba la mejora en SNR de los métodos con cancelación explícita respecto al método por barrido SLS. Además en dicha figura se puede comprobar el efectivo ensanchamiento del nulo del método de cancelación de segundo orden (Cancelación solo fase con ensanchamiento de nulos) respecto al de orden cero (Cancelación solo fase).





Figura B.1: Simulación electromagnética de cancelación multiusuario para un arreglo de 32 dipolos.



Figura B.2: Resultados de simulación electromagnética comparando los métodos de cancelación de nulos ($\theta_A = -25 \text{ deg}, \ \theta_B = 21 \text{ deg}$).

Referencias

- [1] FCC website. Searchable fcc id database. https://fccid.io/.
- [2] B. Van Been and K. Buckley. Beamforming: A versatile approach to spatial filetring. *IEEE ASSP Magazine*, page 4–24, 1988.
- [3] Nayana Gouri. An Overview on Beamforming and its Issues for 60 GHz Wireless Communications. ITSI Transactions on Electrical and Electronics Engineering (ITSI-TEEE), 1(4), 2013.
- [4] J. P. González and B. Rodríguez. Interference Rejection Degradation in Function of the DOA in a Beamforming System. *IEEE Latin America Transactions*, 13(53):48–24, 2015.
- [5] Han Yan et al. Performance, power and area design trade-offs in millimeter wave transmitter beamforming architectures. *IEEE Circuit and systems*, 12(2), 2019.
- [6] David M. Pozar. Relation Between the Active Input Impedance and the Active Element Pattern of a Phased Array. *IEEE TRANSACTIONS ON* ANTENNAS AND PROPAGATION, 51(9):2486–2489, 2003.
- [7] Zaharias D. Zaharis, Ioannis P. Gravas, Pavlos I. Lazaridis, Traianos V. Yioultsis, Christos S. Antonopoulos, and Thomas D. Xenos. An Effective Modification of Conventional Beamforming Methods Suitable for Realistic Linear Antenna Arrays. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPA-GATION*, 68(7):5269–5279, 2020.
- [8] XIUYE LIANG, ZHE ZHANG, JIANPING ZENG, FANG GUAN, and XIAOHAN LIU. Scan Blindness Free Design of Wideband Wide-Scanning Open-Ended Waveguide Phased Array. *IEEE ACCESS*, 9:68127–68138, 2021.
- T. Nitsche et al. IEEE 802.11ad: Directional 60 GHz Communication for Multi-Gigabit-per-Second Wi-Fi. *IEEE Communications Magazine*, 52(12):132-141, 2014.

Referencias

- [10] IEEE 802.11 WG. IEEE 802.11ad, Amendment 3: Enhancements for Very, High Throughput in the 60 GHz Band, page 1–13. IEEE, 2012.
- [11] Phei Zhou et al. IEEE 802.11ay based mmWave WLANs: Design, Challenges and Solutions. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 20(3), 2018.
- [12] P. Legg et al. Meshed Backhauling of Small Cells Using IEEE802.11ad at 60GHz. European Conference on Networks and Communications (EuCNC), 2018.
- [13] L. Verma et al. Backhaul need for speed 60 GHz is the solution. IEEE Wireless Communications, 22(6), 2015.
- [14] Yaman Ghasempour et al. IEEE 802.11ay: Next Generation 60 GHz Communication for 100 Gbps Wi-Fi. IEEE Communications Magazine, 2017.
- [15] Claudio Da Silva et al. Beamforming training for ieee 802.11ay millimeter wave systems. In Information Theory and Applications Workshop (ITA), San Diego, USA, 2018.
- [16] Kim Mun-Suk, Ropitault Tanguy, Lee SuKyoung, Choi Jun-Hyeok, and Nadia Golmie. A Deep Neural Network based MU-MIMO Beamforming Training Protocol for IEEE 802.11ay. *Journal of Communications and Networks*, 24(6):686–697, 2022.
- [17] Mahindra R. Tie X., Ramachandran K. On 60 ghz wireless link performance in indoor environments. In *Lecture Notes in Computer Science*, volume 7192, 2012.
- [18] IEEE 802.15.3 WG. IEEE 802.15.3c. AC and PHY Specifications for High Rate WPANs, mm-wave-based alternative PHY extension, page 1–187. IEEE, 2009.
- [19] Zhihui Gao, Zhenzhou Qi, and Tingjun Chen. Mambas: Maneuvering analog multi-user beamforming using an array of subarrays in mmwave networks. In ACM MobiCom, pages 694–708, Washington D.C., DC, USA, 2024.
- [20] Yihong Liu, Lei Zhang, and Muhammad Ali Imran. Multi-User Beamforming and Transmission Based on Intelligent Reflecting Surface. *IEEE TRANSAC-TIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, 21(9):7329–7342, 2022.
- [21] E. Pisek, S AbuSurra, J. Mott, T. Henige, and R. Sharma. High throughput millimeter-wave MIMO beamforming system for short range communication. *IEEE 11th Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, page 537–543, 2014.

- [22] A. Honda et al. System validation of millimeter-wave beam multiplexing with interleaved hybrid beam-forming antennas. IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), page 1–5, 2016.
- [23] Steve Blandino et al. Multi-user frequency-selective hybrid mimo demonstrated using 60 GHz RF modules. In *IEEE 87th Vehicular Technology Conference* (VTC Spring), Portugal, 2018.
- [24] Constantine A. Balanis. Antenna theory, analysis and design. Wiley, 2016.
- [25] Alex B. Gershman Ulrich Nickel and Johann F. Bohme. Adaptive Beamforming Algorithms with Robustness Against Jammer Motion. *IEEE Transac*tions on signal processing, 45(7):1878–1884, 1997.
- [26] Sahar Molla Aghajanzadeh and Ming Jian. Phase-only pattern nulling of planar antenna arrays in mmwave communications. In Wireless Telecommunications Symposium (WTS), 2021.
- [27] Yanki Aslan, Jan Puskely, Antoine Roederer, and Alexander Yarovoy. Phase-Only Control of Peak Sidelobe Level and Pattern Nulls Using Iterative Phase Perturbations. *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LET-TERS*, 2019.
- [28] Giulia Buttazzoni, Fulvio Babich, Francesca Vatta, and Massimiliano Comisso. Phase-only synthesis of antenna array patterns having gaussian shaped nulls. In URSI General Assembly and Scientific Symposium, Roma, Italia, 2021.
- [29] Massimiliano Comisso, Gabriele Palese, Fulvio Babich, Francesca Vatta, and Giulia Buttazzoni. 3D Multi-Beam and Null Synthesis by Phase-Only Control for 5G Antenna Arrays. *MDPI Electronics*, 20, 2019.
- [30] Randy Haupt. Adaptive nulling with weight contraints. In *Progress In Electromagnetics Research*, volume 26, pages 23–38, 2010.
- [31] Ismail T. H. Mismar M. J. Pattern nulling by iterative phase perturbation. In Progress In Electromagnetics Research, volume 22, pages 185–195, 1999.
- [32] Ernst Bonek Klaus Hugl, Juha Laurila. Downlink performance of adaptive antennas with null broadening. In *IEEE 19th Vehicular Technology Conference*, pages 16–19, Houston, Texas, 1999.
- [33] Andrea Goldsmith. Wireless Communications. Cambridge University Press, 2005.
- [34] Página web de nec2. https://www.nec2.org/.

Referencias

- [35] Página web de cst. https://www.3ds.com/products/simulia/ cst-studio-suite.
- [36] Página web de 4nec2. https://www.qsl.net/4nec2/.
- [37] Benigno Rodríguez, Leonardo Barboni, Ana Arobleya, and Raúl Hartmam. Cambio de paradigma en la enseñanza y la investigación en la material diseño de antenas y circuitos de RF. In Congreso Internacional de Telecomunicaciones y Telemática (CITTEL), La Habana, Cuba, 2022.
- [38] Benigno Rodríguez, Leonardo Barboni, Ana Arobleya, and Raúl Hartmam. Cambio de paradigma en la enseñanza y la investigación en la material diseño de antenas y circuitos de RF. *Telemática*, 21(2):60–71, 2022.
- [39] Tarek S. Mneesy, Radwa K. Hamad, Amira I. Zaki, and Wael A. E. Ali. A Novel High Gain Monopole Antenna Array for 60 GHz Millimeter-Wave Communications. *MDPI Applied Sciences*, 20, 2020.
- [40] Ting Chen, Xiaolin Qi, Zongrui He1, and Yue Xiao1. Design of a v-band phased array system. In International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2023.
- [41] Pierre Dufilie, Elizabeth Kowalski, M. David Conway, David Du Russel, and Alan J. Fenn. V-band stacked patch antenna phased array. In *IEEE In*ternational Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), 2022.
- [42] Ming Li, Shu-Lin Chen, Yanhui Liu, and Y. Jay Guo. Wide-Angle Beam Scanning Phased Array Antennas: A Review. *IEEE Open Journal of Antennas* and Propagation, 2023.
- [43] Raúl Hartmam, Mauricio González Nappa, Juan Pablo González, and Benigno Rodríguez Díaz. Antena para beamforming en redes 802.11ad/ay en 60 ghz. In Congreso Internacional de Telecomunicaciones y Telemática (CIT-TEL), La Habana, Cuba, 2022.
- [44] Raúl Hartmam, Mauricio González Nappa, Juan Pablo González, and Benigno Rodríguez Díaz. Beamforming antenna for 802.11ad/ay networks in 60 GHz. *Telemática*, 21(3):22–34, 2022.

Índice de tablas

2.1.	Link Budget en 60 GHz con Antenas Dipolares	5
4.1.	Parámetros de antena cuasi omnidireccional.	35
4.2.	Parámetros en configuración SLS	37
4.3.	Link budget con antenas direccionales	40
4.4.	Parámetros con ventana	41

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

2.1.	Algunos marcos regulatorios en el mundo para la banda de 60 GHz.	4
2.2.	Cantidad de dispositivos homologados anualmente por FCC (fuente [1]).	4
2.3.	Propagación en 60 GHz	6
2.4.	Beamforming analógico.	7
2.5.	Beamforming Digital.	8
2.6.	Beamforming Híbrido "Sub Array"	8
2.7.	Beamforming Híbrido "Fully Connected".	9
2.8.	Transmisiones direccionales en IEEE 802.11 ad fuente ($[9]).\ .\ .$.	10
2.9.	Estructura de trama de 802.11ad (fuente $[9]$)	10
2.10.	Transmisiones direccionales en IEEE 802.11 ad fuente ($[9]).$	11
2.11.	Transmisiones direccionales en IEEE 802.11 ad fuente ($[9]).$	13
2.12.	Nuevas canalizaciones de IEEE 802.11ay	14
2.13.	Entrenamiento de beamforming SU-MIMO; a) Fase SISO y b) Fase MIMO (fuente [14]).	14
2.14.	Entrenamiento de beamforming MU-MIMO; a) Fase SISO y b) Fase MIMO (fuente [14]).	15

Índice de figuras

3.1.	Transmisión multiusuario.	18
3.2.	Comparación de los métodos de cancelación ($\theta_A = -25 \text{ deg}, \theta_B = 21 \text{ deg}$).	23
3.3.	Comparación de los métodos variando $\theta_B,$ con $\theta_A=-25\deg$ fijo. $% \theta_A=-25\deg$	24
3.4.	SINR promedio alrededor del θ_B	24
3.5.	Norma de las perturbaciones de fase	25
3.6.	SINR para barrido SLS (a), cancelación de orden 0 (b) y cancelación de orden 2 (c).	26
3.7.	CDF para SNIR para cada método evaluado	26
3.8.	Simulación MonteCarlo de pares de usuarios	27
3.9.	Simulación MonteCarlo de pares de usuarios	28
3.10	. Capacidad de la celda versus errores en beamforming	28
3.11	. SNIR promedio para cada método de acuerdo a bits disponibles	29
3.12	. SNIR promedio para cada método de acuerdo a bits disponibles	29
4.1.	Estación base con cuatro sectores de 90°	33
4.2.	Antena panel de 11 x 3 elementos.	34
4.3.	Diagrama 3D cuasi omni.	35
4.4.	Diagrama 2D cuasi omni	36
4.5.	Diagrama 3D barrido SLS	37
4.6.	Diagrama 2D barrido SLS	38
4.7.	Correlación Diseño vs Simulación.	38
4.8.	Barrido SLS en acimut.	39
4.9.	Barrido SLS en elevación.	40
Índice de figuras

4.10. Diagramas con (en rojo) y sin ventana (en azul)	41
4.11. Simulación de cancelación multiusuario, diagramas 2D. a) Barrido SLS, b) Cancelación de orden 0, c) Cancelación de orden 2	42
4.12. Simulación de cancelación multiusuario, diagramas 3Da) Barrido SLS, b) Cancelación de orden 0, c) Cancelación de orden 2	42
B.1. Simulación electromagnética de cancelación multiusuario para un arreglo de 32 dipolos	50
B.2. Resultados de simulación electromagnética comparando los métodos de cancelación de nulos ($\theta_A = -25 \text{ deg}, \theta_B = 21 \text{ deg}$)	50

Esta es la última página. Compilado el martes 24 junio, 2025. http://iie.fing.edu.uy/