



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



Máster Universitario
en Tecnologías, Sistemas y
Redes de Comunicaciones

Técnicas de conformación de haces para redes ópticas de acceso híbridas 5G/6G en la banda de ondas milimétricas

Autor: Marta Botella Campos

Director 1: Beatriz Ortega Tamarit

Director 2: Vicenç Almenar Terré

Fecha de comienzo: 22/03/2021

Lugar de trabajo: Photonics Reasearch Labs (PRL) del iTEAM

Objetivos — Este trabajo tiene como objetivo hacer un estudio de las distintas técnicas de conformación de haces para transmitir señales de radiofrecuencia en la banda de ondas milimétricas. En base a los esquemas estudiados, se planeará el diseño y simulación de un conformador de haces eléctrico en Simulink cuyo rendimiento será estudiado y comparado bajo distintas tasas de datos. Finalmente, generaremos una señal óptica en OptiSystem para ser utilizada en el futuro en un sistema de conformación de haces óptico. Por último, realizaremos la caracterización paramétrica de un conformador de haces óptico cuyo número de elementos radiantes vendrá dada por los resultados obtenidos.

Metodología — Para llevar a cabo este proyecto, fue necesario estudiar las distintas técnicas de conformación de haces disponibles en la literatura, así como las configuraciones paramétricas de las señales transmitidas/recibidas. Por lo tanto, gran parte del trabajo previo se centró en el estudio y revisión de publicaciones disponibles, así como la simulación de distintas agrupaciones lineales de antenas para comprobar las posibles variaciones de sus patrones de radiación ante cambios en: frecuencia, pesos, y desfases asociados a cada elemento radiante. Posteriormente, se llevó a cabo la simulación y análisis de un sistema de transmisión de radiofrecuencia en ondas milimétricas con un conformador de haces eléctrico en Simulink y se comparó su rendimiento con distintas velocidades de datos. Por último, se generó una señal óptica en OptiSystem de características similares para ser transmitida en el futuro a través de un sistema de conformación óptica, cuyos parámetros calcularemos al final de este trabajo.

Desarrollos teóricos realizados — Se estudiaron la estructura de los componentes, así como los tipos de modulaciones y técnicas de tratamiento de señales, además de los parámetros utilizados y los resultados obtenidos para tratar de diseñar un esquema válido que resultara eficiente.

Desarrollo de prototipos y trabajo de laboratorio — No se llevaron a cabo.

Resultados — Los resultados obtenidos tras la simulación de un sistema de conformación eléctrica en la banda de microondas en Simulink ha demostrado ser altamente eficiente. Sin embargo, las pruebas realizadas con distintas agrupaciones de antenas, y distribuciones de pesos, indican que es necesario caracterizarlos previamente. Por otra parte, la generación de una señal óptica en OptiSystem facilitará trabajos futuros. Además, la caracterización paramétrica de un sistema de conformación óptica en la banda de frecuencias milimétricas se ha perfilado como una opción altamente eficiente que ocuparía un espacio muy reducido, por lo que sería una opción viable para redes de nueva generación.

Líneas futuras — Líneas futuras de estudio se centrarán en continuar desarrollando los programas realizados para incorporar elementos ópticos en el marco de una futura Tesis Doctoral. En concreto, implementaremos sistemas de conformación óptica con líneas de retardo e incorporaremos redes de difracción de Bragg para evaluar el impacto de la transmisión óptica en la conformación de haces. Además, se implementarán técnicas de conformación mixtas en las simulaciones y se evaluará la aplicación de todas estas técnicas en escenarios concretos con simulaciones multicelda y

multiusuario. El trabajo experimental asociado, enmarcado en los proyectos de investigación activos en el PRL, ha demostrado la generación fotónica de señales de ondas milimétricas en OptiSystem, por lo que el siguiente paso será incorporar un enlace de radiofrecuencia a 40 GHz.

Publicaciones — Ninguna

Abstract — Next generation of mobile networks will require low latency and highly efficient transmission systems in order to comply with a global data rate that is expected to reach 77.5 exabytes/month by 2022, due to the increasing number of devices and applications connected to the internet. To be able to accomplish the expected key performance indicators, it will not only be necessary to redesign the radio access network but develop new technologies that allow high connection densities. Among the enabling emerging technologies that are expected to have a major impact on the evolution of the mobile network, we find millimeter wave frequencies and beamforming techniques for massive MIMO. For these reasons, the present work will carry out a study of the state of art, to design and simulate an electric beamformer for millimeter wave radiowave signals in Simulink. Additionally, the radiation patterns of different configurations of antennas arrays will be studied to verify their behaviour when using different frequencies and element weight distributions, as well as the necessary phase delays for beam steering. Additionally, an optical signal will be generated in OptiSystem with similar characteristics of that used in Simulink for its future usage in an optical beamforming system, whose parameters will be characterized at the end of this report.

ÍNDICE

I.	Introducción	5
I.1.	Justificación del trabajo	5
I.2.	Objetivos	6
I.3.	Metodología y planificación del trabajo	6
I.4.	Estructura de la memoria	7
II.	Redes 5G	8
II.1.	Arquitectura de red 5G	9
II.2.	Plan de frecuencias	11
II.3.	Tecnologías habilitadoras	12
III.	Conformado de haces de señales de ondas milimétricas	13
III.1.	Conformación de haces eléctrica.....	14
III.1.1.	Transmisión de mmW en un radio de 360° con fibra inalámbrica	14
III.1.2.	Transmisión multihaz a 60 GHz con un único enlace de RoF	15
III.1.3.	Conformación de haces en mmW para comunicaciones 5G	17
III.2.	Conformación de haces óptico	18
III.2.1.	Conformación de haces analógico para C-RANs con fibras no lineales.....	18
III.2.2.	Array de antenas integrado fotónico a 60 GHz para RoF	19
III.2.3.	Unidad de retardo en tiempo real óptico para conformación multihaz	21
III.3.	Conformación de haces mixto.....	22
III.3.1.	Conformador autodireccionable con campo de visión completo para fronthaul móvil de 5G.....	22
III.3.2.	Conformador óptico con precodificación digital para comunicaciones MIMO en mmW	22
IV.	Simulación de resultados.....	23
IV.1.	Patrones de radiación	23
IV.1.1.	Array lineal uniforme de 4 elementos	24
IV.1.2.	Array lineal uniforme de 8 elementos con pesos unitarios	27
IV.1.3.	Array lineal uniforme de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana	29
IV.2.	Sistema de conformación eléctrica en Simulink	31
IV.2.1.	Conformador de 4 elementos con pesos unitarios.....	32
IV.2.2.	Conformador de 8 elementos con pesos unitarios.....	35
IV.2.3.	Conformador de 8 elementos con pesos de distribución gausiana.....	36
IV.3.	Generación de una señal óptica en OptiSystem	37
IV.4.	Líneas de retardo para la conformación óptica de antenas de microondas	38
V.	Conclusiones	41
VI.	Bibliografía	42

VII. ANEXOS.....	44
ANEXO I: Patrones de radiación	44
ANEXO II: Modelo de Simulink	46
ANEXO III: Cálculo del desfase entre elementos.....	49

I. Introducción

I.1. Justificación del trabajo

Con la llegada de la nueva generación de sistemas de comunicaciones móviles, se prevé que haya un incremento exponencial del rendimiento de la red para habilitar comunicaciones de baja latencia y alta fiabilidad, que permitan una alta densidad de conexiones simultáneas eficientes energéticamente y espectralmente [1].

Según Cisco [2], se espera que el crecimiento del tráfico global de datos alcance los 77,5 exabytes/mes en 2022 (ver Figura 1), debido principalmente al incremento de servicios de vídeo intensivos como la realidad virtual o la realidad aumentada, pero también por el incremento de aplicaciones de vídeos de ultra-alta definición 4K/8K, además del Internet de las Cosas (*IoT*), el almacenamiento en la nube, y los sistemas de posicionamiento.

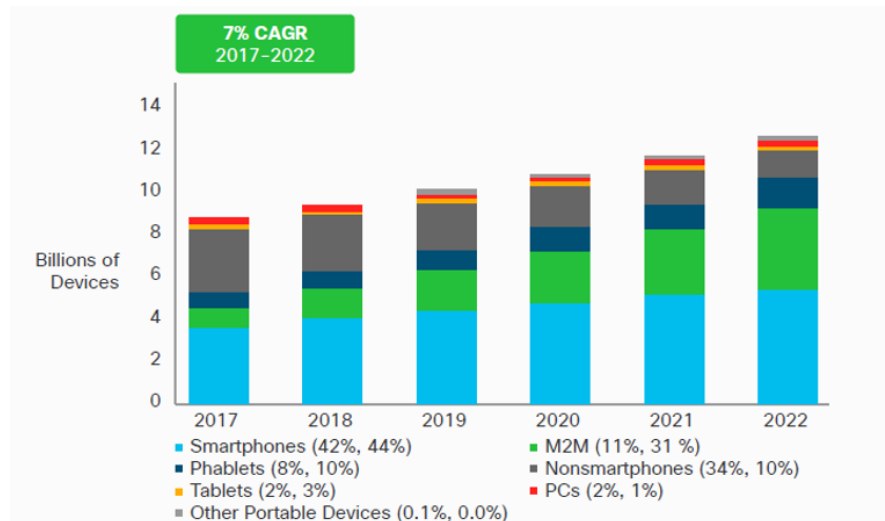


Fig. 1. Crecimiento global de dispositivos móviles y de conexiones según Cisco [2].

Para poder cumplir con los indicadores claves de rendimiento (*KPI*) previstos para este tipo de redes de nueva generación (*NG*) será necesario, no sólo rediseñar la arquitectura de red, sino desarrollar nuevas tecnologías que permitan habilitar este tipo de conexiones [3]. En este sentido, existen distintas técnicas de procesamiento de señal que posibilitan las transmisiones de alta velocidad y eficiencia como son: las redes de acceso radio (*RAN*), las comunicaciones de múltiple-entrada-múltiple-salida masivas (*MIMO* masivo), o el uso del espectro en las bandas de alta frecuencia más allá de los 24 GHz (ondas milimétricas). Además, la integración del aprendizaje máquina o la inteligencia artificial en las redes de comunicaciones puede agilizar las interacciones y reducir la latencia. Del mismo modo, el uso de las comunicaciones por luz visible (*VLC*) para comunicaciones directas en interiores ayudaría a descongestionar la red y evitar conexiones innecesarias con las estaciones base.

En cuanto a la estructura de red, la arquitectura preferida para las redes de NG es la red de acceso radio centralizada en la nube (*C-RAN*), pues permite centralizar las unidades de banda base (*BBU*) en la oficina central (*CO*) conectada a los cabezales de radio remotos (*RRH*) [4]. En este escenario, son los *RRHs* los encargados de llevar a cabo la conversión de las señales a radiofrecuencia (*RF*). Dado el gran volumen de datos de las redes de nueva generación, se requerirá aumentar las funciones del interfaz de radio pública común (*CPR*).

Sin embargo, la alta atenuación que sufren las ondas milimétricas implica que las celdas se verán disminuidas de forma considerable en tamaño, por lo que los puntos de acceso radio (*RAP*) deberán incrementarse. Esto permitiría a su vez incrementar las densidades de conexión y una reutilización del espectro que disminuiría las interferencias y mejoraría la cobertura.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es la creación de una herramienta que permita el diseño de sistemas conformadores de haces en baterías de antenas de ondas milimétricas mediante la simulación de la transmisión de datos con diversos formatos y velocidades de modulación. Más específicamente, este objetivo puede desglosarse en los siguientes objetivos específicos:

- Estudio del estado del arte de las distintas técnicas de conformación de haces en la banda de microondas y ondas milimétricas existentes en la literatura, así como de los parámetros y características de las señales transmitidas a altas frecuencias.
- Realización de un modelo de conformación de haces y el consiguiente estudio de las características de los patrones de radiación de distintas agrupaciones de antenas.
- Creación de un modelo en Simulink capaz de transmitir datos sobre una señal de radiofrecuencia en la banda de ondas milimétricas que cumpla con los KPI previstos para las redes de nueva generación.
- Generación de una señal óptica en ondas milimétricas en OptiSystem.
- Caracterización de un sistema conformador óptico.

1.3. Metodología y planificación del trabajo

Para la realización de este trabajo, se llevó a cabo el estudio del estado del arte de las distintas técnicas de conformación de haces existentes en la literatura y las configuraciones paramétricas de estos sistemas, para establecer un modelo teórico viable. Una vez decididas las distintas configuraciones de agrupaciones de antenas, se llevó a cabo su modelado y análisis en MATLAB como paso previo a la simulación de un sistema de conformación eléctrica de ondas milimétricas en Simulink que sirviera a modo de comparativa en términos de rendimiento del sistema. Finalmente, la última etapa de este proyecto se centró en la generación de una señal óptica en OptiSystem y la caracterización completa de un conformador de haces óptico.

El plan de trabajo establecido se divide en las siguientes tareas:

Tarea 1. Revisión bibliográfica para conocer las investigaciones más recientes relativas a la conformación de haces en la banda de ondas milimétricas.

Tarea 2. Modelado y análisis de los patrones de radiación de distintas agrupaciones de antenas con y sin direccionamiento del haz para comprobar su comportamiento ante variaciones en frecuencia y distribuciones de pesos de los elementos dispersivos.

Tarea 3. Modelado y análisis de un sistema de conformación de haces eléctrico compuesto por una cadena de radiofrecuencia y las distintas agrupaciones de antenas previamente analizadas, para comprobar el rendimiento de estos sistemas con diferentes tasas de transferencia de datos.

Tarea 4. Generación de una señal de ondas milimétricas sobre una portadora óptica en OptiSystem.

Tarea 5. Diseño de un sistema de conformación óptico capaz de transmitir señales a la frecuencia seleccionada.

La Tabla 1 refleja el cronograma de trabajo de las tareas propuestas.

Tareas	Marzo	Abril	Mayo	Junio	Julio	Agosto	Septiembre
T1							
T2							
T3							
T4							
T5							

Tabla 1. Cronograma de trabajo.

1.4. Estructura de la memoria

Esta memoria está estructurada de la siguiente manera. En el apartado II, comenzaremos presentando al lector el conjunto requisitos establecidos por la Unión Internacional de Telecomunicación (*ITU*) para hacer frente al continuo crecimiento del tráfico global de datos móviles, así como las iniciativas y tecnologías habilitadoras necesarias para soportar sistemas de comunicaciones con alta transferencia de datos en entornos altamente densificados, que sean a su vez altamente eficientes y de baja latencia. Además, explicaremos como la red de acceso radio se ha visto obligada a evolucionar para mejorar la flexibilidad de los despliegues de red y permitir a los proveedores de servicios añadir capacidades de red en la nube. Por último, definiremos como la evolución de las redes de comunicaciones de nueva generación han obligado a replanificar el espectro radioeléctrico para dar cabida a comunicaciones masivas ultraconfiables.

En este nuevo entorno de red, la banda de ondas milimétricas (*mmW*) se perfila como la solución idónea para cumplir con los requisitos de los sistemas de radio 5G NR (*5G New Radio*), aunque la generación de señales *mmW* presenta limitaciones propias de la electrónica a altas frecuencias además de altas tasas de pérdidas de propagación, por lo que el tamaño de celdas se verá reducido considerablemente. En este sentido, la conformación de haces será una característica distintiva de las

unidades de radio remotas (*RRU*), por lo que su estudio e investigación ha adquirido mucha importancia. Es por esto que, en el apartado III, presentaremos algunos de los esquemas encontrados en la literatura que utilizan conformadores de haces eléctricos, ópticos u electroópticos, que en el texto denominaremos *Conformadores Mixtos*.

Tras hacer una revisión del estado del arte, pasaremos a hacer simulaciones en el apartado IV. Comenzaremos pues con la representación y análisis de los patrones de radiación de distintas agrupaciones de antenas (*PAA*) para comprender cómo cambian ante variaciones de frecuencia, distintas distribuciones de pesos asociados a los elementos radiantes y la aplicación de desfases para direccionar el haz. El siguiente paso será diseñar y analizar un conformador de haz eléctrico en Simulink compuesto por una cadena de radiofrecuencia, distintas PAAs y pesos. Por último, , generaremos una señal óptica en la banda de microondas con OptiSystem para poder utilizarla en el futuro en el diseño de un conformador de haces óptico. Además, llevaremos a cabo la caracterización de sistema de conformación óptica capaz de transmitir en la banda de mmW.

Para terminar, en el apartado V estableceremos las conclusiones principales y las líneas futuras de trabajo.

II. Redes 5G

La Asociación de tercera generación 3GPP publicó a finales del año 2019 el conjunto de iniciativas y tecnologías habilitadoras necesarias para la implantación de los sistemas de comunicaciones de nueva generación. Dado que en los próximos años se espera que las redes de comunicaciones inalámbricas sean capaces de integrar el tráfico terrestre, marítimo y aéreo en una red robusta, será necesario desarrollar sistemas altamente eficientes de baja latencia, que permitan conexiones masivas de dispositivos.

En la Figura 2 podemos ver el conjunto de requisitos establecidos en la recomendación de la ITU IMT-2020 [5] que fue aprobada a comienzos de 2021 como la Recomendación ITU-R M.2150-0 [6]. En ella, se establecen tres áreas principales de aplicación de los requisitos establecidos: la banda ancha móvil mejorada (*eMBB*), las comunicaciones ultra-confiables de baja latencia (*URLLC*), y las comunicaciones de máquinas masivas (*mMTC*). Sin embargo, sólo la eMBB ha sido implementada hasta el momento, mientras que las mMTC y URLLC no habrán sido completamente implementadas hasta dentro de unos años [7]. La eMBB utiliza 5G en la actualidad para proporcionar conexiones más rápidas de mayor capacidad y carga, por lo que se necesitan tasas de transferencia de 10 Gbps o más. En el downlink, sin embargo, la tasa de transferencia puede oscilar entre 50 Mbps y 100 Mbps en zonas urbanas altamente pobladas, con una latencia de 4 ms. Las URLLC por el contrario, deben tener una latencia inferior a 1 ms y una fiabilidad del 99,999%. En cuanto a las mMTC, deben permitir un número de dispositivos por unidad de área de $10^6/\text{km}^2$. El conjunto de estas especificaciones permitirá, por tanto, aportar mayor capacidad a sectores como la automatización

industrial y vehicular, además de a las redes de sensores, las aplicaciones de vídeos de 4K/8K, la realidad aumentada, o las casas/ciudades inteligentes.

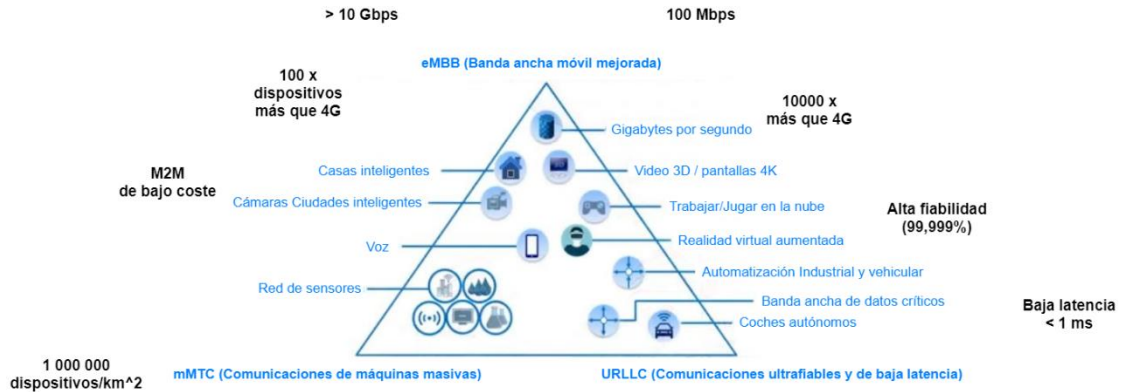


Fig. 2. Requisitos ITU-R IMT-2020 [8].

En esta sección haremos un repaso de las arquitecturas necesarias para la evolución de la red, los nuevos planes de frecuencias necesarios, y las tecnologías habilitadoras que lo harán posible. Aunque la red 5G no ha sido completamente implementada, la Asociación de Infraestructura 5G (5G IA) publicó a mediados de 2021 un libro blanco explicando la visión europea del ecosistema de red 6G [9], que se espera sea capaz de soportar billones de cosas, vehículos conectados, drones, robots, comunicaciones inmersivas, humanos y telepresencias holográficas, que generarán una información digital del orden de los Zettabytes para el año 2030. Por lo tanto, para poder hacer frente a estos desafíos, las redes 6G serán probablemente ecosistemas autónomos de inteligencia artificial capaces de suministrar comunicaciones inalámbricas casi instantáneas y sin restricciones, que alterarán completamente la forma en que las empresas operan y se convertirán en la base fundamental de las sociedades humanas del futuro.

II.1. Arquitectura de red 5G

Como comentamos anteriormente, la banda de ondas milimétricas parece ser la solución para cumplir los requisitos de red 5G NR. Sin embargo, el uso de esta banda de frecuencia conlleva altas pérdidas de propagación, por lo que el tamaño de las celdas se verá reducido enormemente, de modo que la topología de la red de acceso radio debe ser modificada para incrementar el número de estaciones base que cubran la misma área que en 4G. Además, la tecnología 5G utiliza técnicas de MIMO masivo para ganar ancho de banda. Sin embargo, estos esquemas requieren más amplificadores de potencia y conversores analógico-digitales lo que, en consecuencia, aumenta el consumo de energía por estación base. Por lo tanto, la solución pasa necesariamente por optimizar la arquitectura de la red RAN para ahorrar recursos.

De esta forma, los operadores de telecomunicaciones necesitan redistribuir su infraestructura de red para hacer frente al creciente número de dispositivos y aplicaciones móviles de gran consumo de ancho de banda, estrechando las distancias entre usuarios y servicios, y reduciendo así la latencia y mejorando el funcionamiento del núcleo de red. La Figura 3 muestra los distintos segmentos que forman la red de telecomunicaciones global, que incluye: celdas pequeñas de acceso de mmW en interiores, acceso de fibra de banda ancha en áreas residenciales, y sistemas C-RAN de celdas pequeñas al aire libre. Como dijimos anteriormente, la arquitectura C-RAN aloja las BBUs en la oficina central separadas de los cabezales de radio remotos. Esto se debe a la red de fronthaul óptica, que comprende los enlaces intermedios entre los RRHs y el grupo de BBUs centralizado. Por otra parte, existe un segmento de backhaul entre las BBUs y el interfaz del gateway hacia la red de transporte. De esta manera, los RRHs se simplifican, ya que las funciones de capa de control de acceso al medio (MAC), la conversión de analógico-digital y viceversa (DAC / ADC), además de las interfaces de RF y el procesamiento en banda base se mantienen en las BBUs en el CO. Además, las BBUs de este escenario incluyen una matriz de láseres DML que emiten a diferentes longitudes de onda y que se multiplexan para la transmisión de enlace descendente. Después de la demultiplexación del canal, el receptor óptico de cada RRH se encarga de realizar la conversión optoelectrónica y la amplificación adicional. Por otra parte, la red de acceso C-RAN también soporta tecnologías de plataforma abierta y de virtualización en tiempo real, y asignación dinámica de recursos compartidos con las BBUs.

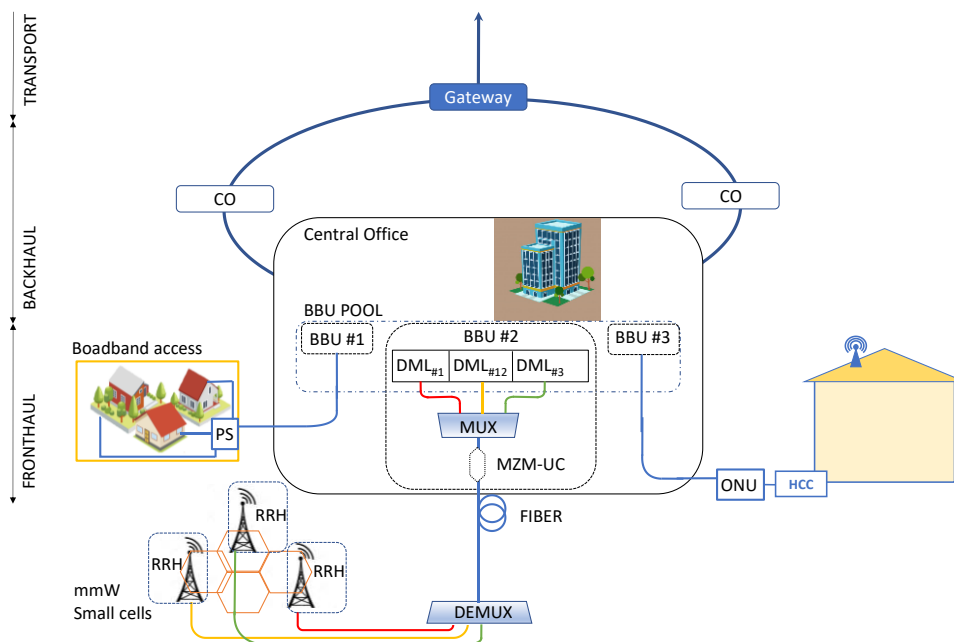


Fig. 3. Arquitectura C-RAN de 5G basada en láseres de modulación directa (DLM) [10].

II.2. Plan de frecuencias

La planificación del espectro radioeléctrico para habilitar conexiones 5G en España forma parte de un plan nacional que finalizó en 2020 [11]. Sin embargo, aunque la banda de 3,5 GHz se adjudicó rápidamente, la licitación de la banda de 700 MHz no finalizó hasta mediados de 2021 [12] y la banda de 26 GHz sigue en proceso de liberación a día de hoy, aunque la Subdirección General de Planificación y Gestión del Espectro Radioeléctrico espera que concluya a finales de 2021.

En base a lo acordado en las Conferencias Mundiales de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones, las bandas de frecuencias para ser utilizadas en la Unión Europea se agrupan de la siguiente manera:

- Bajas frecuencias (< 1GHz): debe extenderse su cobertura y uso en el interior de los edificios (especialmente la banda de 700 MHz), para comunicaciones ultra-confiables, comunicaciones Machine-to-Machine (M2M) masivas, y comunicaciones de banda ancha mejorada.
- Frecuencias medias (3,4 a 3,8 GHz): esta banda se considera la banda principal para servicios 5G en Europa, por lo que debe mejorarse el compromiso entre cobertura y capacidad, para ofrecer los mismos servicios que en la banda de frecuencias bajas.
- Altas frecuencias (> 26 GHz): permiten una alta capacidad de transmisión de datos y pueden ser utilizadas en comunicaciones de banda ancha mejorada y comunicaciones ultra-confiables. Además, existe un apoyo de la industria móvil para el uso de la banda de 26 GHz.

La Figura 4 muestra los posibles escenarios para el uso las bandas de frecuencias, que según Huawei permitirían alcanzar los diversos requisitos de red explotando las características específicas de las distintas porciones de espectro [8]. De esta forma, armonizando la cantidad de espectro en cada capa se reduciría la complejidad asociada a la agregación de portadora y mejoraría la eficiencia energética reduciendo el coste de la red.

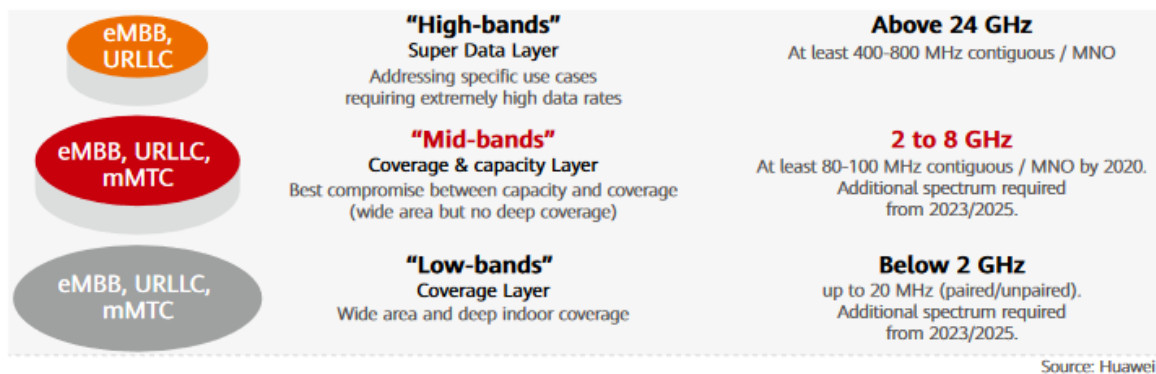


Fig. 4. Escenarios multi-capa para el uso de las bandas de frecuencia en 5G según Huawei [8].

Por otra parte, 3GPP definió dos rangos de frecuencias (*FR*) para 5G NR en el Release 16 3GPP TS 38.101-1, denominados FR1, que abarca el rango de frecuencias de 410 MHz a 7.125 GHz, y FR2, que abarca el rango de frecuencias de 24,25 GHz a 52,6 GHz [13].

II.3. Tecnologías habilitadoras

Para poder dar cabida a las demandas de las redes de nueva generación como son: la alta velocidad de datos, alta escalabilidad, baja latencia y conectividad mejorada; algunos autores han propuesto una serie de tecnologías habilitadoras [14], las cuales quedan resumidas en la Figura 5. En esta sección, veremos 7 de las tecnologías principales.

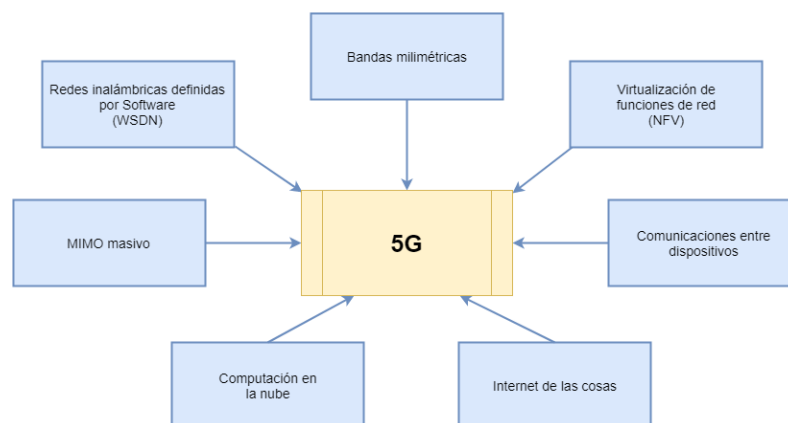


Fig. 5. Tecnologías habilitadoras para redes de nueva generación.

- **Redes inalámbricas definidas por software (WSDN):** Aunque este tipo de redes fueron pensadas principalmente para centros de datos, la idea principal detrás de su diseño es separar el plano de control del plano de datos, e introducir nuevas funcionalidades de control de red. Aunque todavía no se ha encontrado una arquitectura de red completa para sistemas 5G, existen diseños parciales que cubren el núcleo de red y/o la red de acceso radio. Sin embargo, debido a su limitada escalabilidad, este tipo de redes pueden ser un problema para el transporte de datos óptico con modulaciones en cuadratura.
- **Virtualización de las funciones de red (NFV):** esta técnica es comparable a las SDN y permite virtualizar completamente las funciones de red sin tener que hacer uso de hardware complementario. De esta forma, las funciones de red se llevan a cabo en servidores en la nube. Esto permite una mayor flexibilidad y escalabilidad, a la vez que reduce considerablemente los costes. Además, su uso elimina las limitaciones geográficas de los correspondientes servicios.
- **Ondas milimétricas:** como mencionamos anteriormente, el uso de altas frecuencias aumenta considerablemente el rendimiento de la red. La banda de frecuencias de las ondas milimétricas se encuentra generalmente entre los 30 y 300 GHz, aunque algunos autores la

han ampliado hasta los 24 GHz. Uno de los grandes beneficios del uso de esta banda es que su espectro no ha sido asignado y es por tanto susceptible de ser utilizado en transmisiones de alta velocidad, baja latencia y alta conectividad. Sin embargo, dadas las altas pérdidas que sufren, es necesario reducir el tamaño de las celdas, aun que pueden ser muy beneficiosas en la comunicación directa entre dispositivos y vehículos autónomos.

- MIMO masivo: las comunicaciones MIMO masivas pueden ser una de las tecnologías más importantes en las redes de nueva generación, al utilizar cientos de antenas en las estaciones base para aumentar aún más la capacidad y el rendimiento de la red, además de proveer un mayor grado de libertad espacial. Por lo tanto, su uso aumentará considerablemente la eficiencia espectral, reducirá la latencia, y proporcionará un interfaz escalable.
- Computación en la nube: dado que el almacenamiento de datos tradicional no será capaz de manejar el incremento exponencial de datos, las técnicas de almacenamiento deberán migrarse a la nube para favorecer la computación de datos y el análisis del big data. Así pues, la computación de datos en la nube mejora el coste, la eficiencia, y la escalabilidad.
- Internet de las cosas: este es un concepto clave para las redes de nueva generación, que permitirá conectar a la red todo tipo de dispositivos físicos, además de vehículos, edificios y accesorios del hogar. Gracias a esto, la información recibida por estos dispositivos podrá ser enviada a servidores en la red que podrán, a su vez, generar órdenes para controlar estos dispositivos o informar a terceras partes interesadas.
- Comunicaciones entre dispositivos: en las redes convencionales, la comunicación entre dispositivos se hace siempre a través de la estación base, aun cuando los dispositivos se encuentran en comunicación directa. Sin embargo, la comunicación directa entre dispositivos mejoraría la eficiencia espectral y disminuiría la latencia. Las redes 5G pretenden ensalzar este tipo de comunicaciones para mejorar la calidad del servicio y aumentar la velocidad de datos.

III. Conformado de haces de señales de ondas milimétricas

Como comentamos anteriormente, las redes de NG han provocado un cambio de paradigma de las redes de acceso radio, dado que el uso de frecuencias en la banda de ondas milimétricas obliga necesariamente a aumentar el número de estaciones transmisoras. Además, el uso de técnicas de MIMO masivo ha provocado que el estudio e investigación de técnicas de conformación de haces hayan adquirido mucha importancia.

La conformación de haces puede ser óptica, eléctrica o mixta. En los siguientes subapartados haremos un repaso de algunas de las propuestas encontradas en la literatura.

III.1. Conformación de haces eléctrica

III.1.1. Transmisión de mmW en un radio de 360° con fibra inalámbrica

En [15], los autores presentaron un esquema conceptual de una arquitectura de celda pequeña de fibra inalámbrica, para conseguir una transmisión de onda milimétrica en un radio de 360°, tal y como muestra la Figura 6.

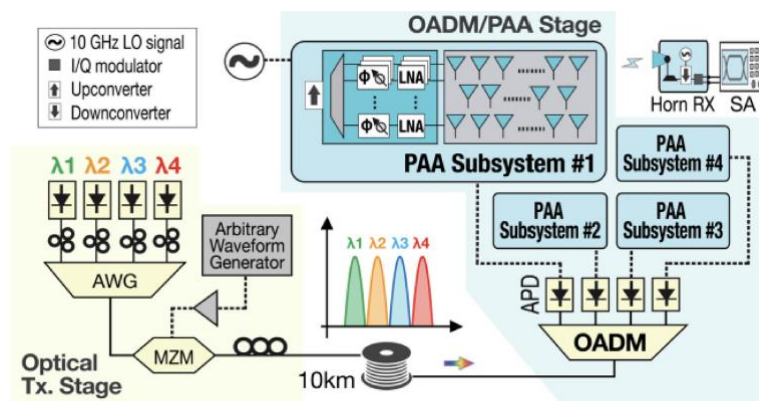


Fig. 6. Esquema conceptual propuesto en [15].

En este caso, los autores generaron 4 longitudes de onda continuas de entre 1545,6 nm y 1548 nm (espaciado de 0,8 nm), con un láser sintonizable, y las multiplexaron con un AWG (*Arrayed Waveguide Grating*) para después conectar la señal a un modulador Mach Zehnder (*MZM*) polarizado en cuadratura para modularlo ópticamente. De esta forma, generaron una señal 16-QAM de 250 MBd en una portadora de frecuencia intermedia (FI) de 5,8 GHz. Después de transportar ópticamente la señal a lo largo de 10 km de fibra monomodo (*SMF*) con una dispersión de 17 ps/nm/km y 0,25 dB/km de pérdidas, la señal pasa por un demultiplexor óptico (*OADM*) formado por interferómetros Mach Zehnder (*MZI*). El OADM separa las 4 longitudes de onda con un espaciado de 100 GHz para alimentar secuencialmente un fotodiodo de avalancha (*APD*) de 10 GHz y responsividad 0,7 A/W, para su conversión eléctrica. Llegados a este punto, la señal llega al PAA, donde es subida a 61,3 GHz y transmitida a lo largo de 1 metro a través del aire.

El array de antenas utilizado en este caso es un prototipo compuesto por un PCB de control y otro de alimentación que trabaja en la banda V (57-64 GHz) y permite activar o desactivar cualquiera de los elementos de la matriz de 32 antenas isotrópicas, además de controlar la fase de la señal entrante (ver Figura 7). La transmisión de la señal se lleva a cabo tras dividirla en 32 canales con un divisor y amplificarlas con un amplificador de bajo ruido (*LNA*). Cada elemento radiante es un dipolo de 6 dBi de radiación casi isotrópica de 120°. Cuando todos los elementos están activos, se consigue un haz altamente direccional de 10° de ancho y orientable a lo largo de 90°.

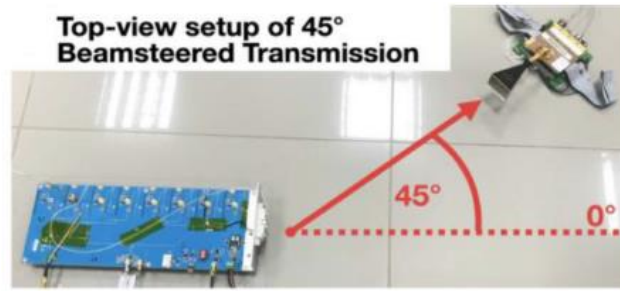


Fig. 7. Prototipo de array de antenas en fase de 32 elementos.

La señal transmitida fue capturada por una antena de bocina piramidal de 22,5 dBi de ganancia y bajada en frecuencia para evaluar la calidad de la señal en términos de magnitud del vector de error (*EVM*). Como podemos ver en la Figura 8 en *EVM* no superó el 12,5% en ninguno de los casos.

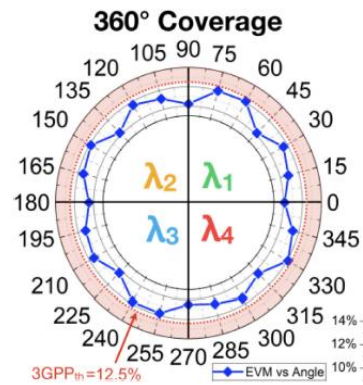


Fig. 8. EVM a lo largo de 360°.

III.1.2. Transmisión multihaz a 60 GHz con un único enlace de RoF

En el siguiente estudio seleccionado [16], los autores llevaron a cabo la transmisión de una señal de radio sobre fibra (*RoF*) para transmitir varios haces a 60 GHz con una antena de onda de fuga (Leaky-wave antenna, *LWA*) en la banda de 50 a 70 GHz. Para transportar los datos de distintos usuarios, se utilizó una multiplexación de subportadora (*SCM*) para transportar los datos a lo largo de 2,2 km de fibra. El esquema utilizado en este caso puede verse en la Figura 9.

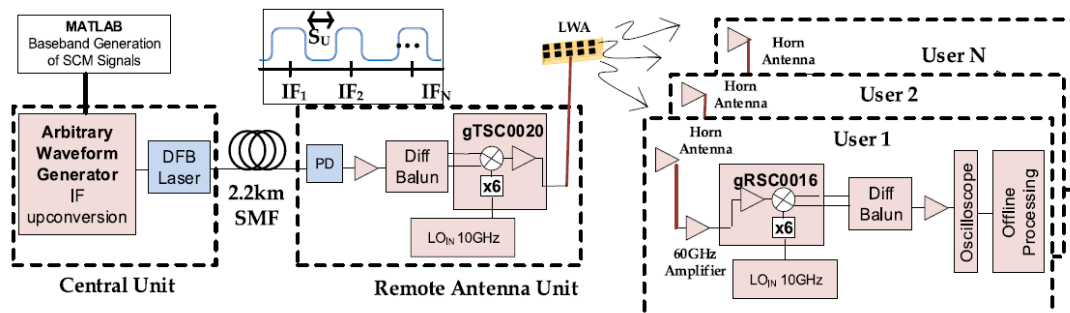


Fig. 9. Setup experimental para la transmisión multiusuario a 60 GHz [16].

Atendiendo al esquema presentado, los autores generaron múltiples señales a diferentes frecuencias intermedias y las multiplexaron por subportadora. En este caso, cada señal de usuario usa una modulación *OFDM* (Multiplexación por división de frecuencias ortogonales) de 512, con 319 subportadoras con datos, 112 subportadoras de guarda, y un prefijo cíclico de 1/8. Para alimentar el láser de realimentación distribuida (*DFB*), se utilizó un generador de señales arbitrario para generar la señal analógica compuesta. Tras 2,2 km de fibra SMF la señal llega a la unidad de antena remota (*RAU*), donde es amplificada y subida a 60 GHz, para transmitirla través de la LWA de forma inalámbrica a lo largo de 4 metros de distancia a múltiples usuarios, cada uno de ellos con una antena de bocina de 22 dBi de ganancia.

En este estudio, se utilizaron dos LWAs de 20 GHz de ancho de banda, consistentes en un array de antenas microstrip de media onda integradas en un sustrato. La primera LWA utilizada es un array de 12x1, mientras que la segunda constaba de un array de 20x1 (ver Figura 10). Para asegurar que cada elemento de la antena radie la señal en un ángulo distinto, se incorporó una diferencia de fase entre elementos dependiente de la frecuencia. De esta forma, cada incremento de 1 GHz provoca un cambio de fase resultante en un incremento del apuntamiento de 1,86°.

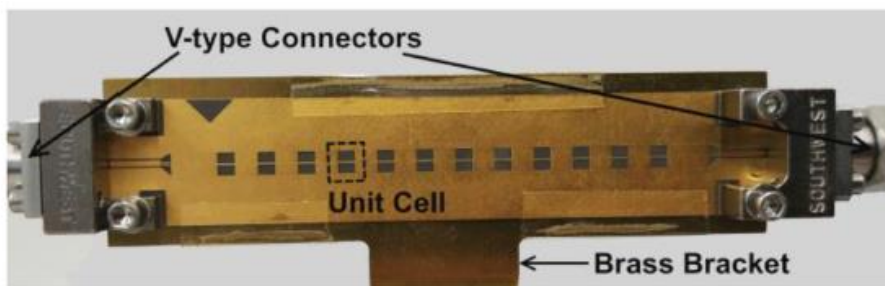


Fig. 10. LWA de 12x1.

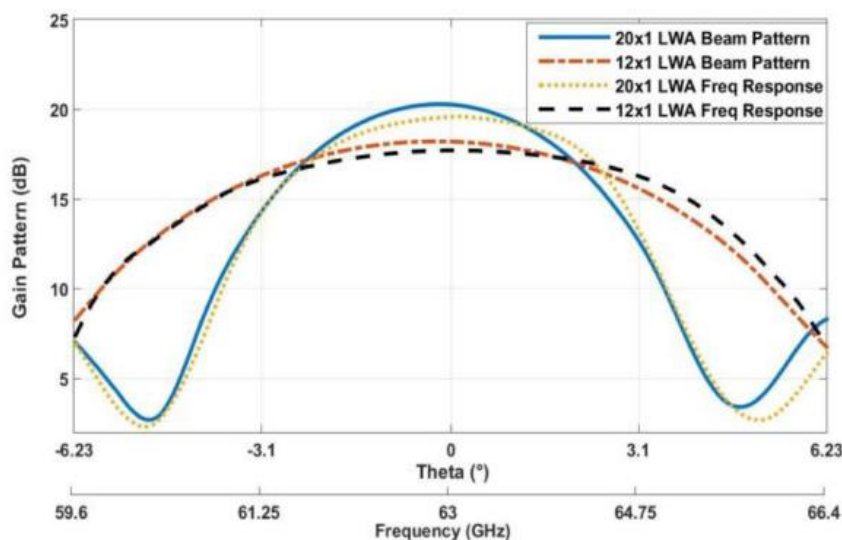


Fig. 11. Patrón del haz frente al ángulo relativo para los dos LWAs.

Atendiendo a la Figura 11, podemos ver que el aumento del número de elementos radiantes provoca que el haz sea más directivo y tenga mayor ganancia, por lo utilizaron la segunda

configuración del LWA para llevar a cabo las transmisiones multi-usuario. Sin embargo, debido a las limitaciones del generador de ondas arbitrario, el rendimiento del sistema se degrada con el aumento de la frecuencia intermedia designada a cada usuario. Sin embargo, este experimento demostró que, con un LWA de 20x1 es posible dar servicio a 10 usuarios con un EVM del 15% utilizando una señal 16-QAM y una velocidad de datos total de 10,6 Gbps.

III.1.3. Conformación de haces en mmW para comunicaciones 5G

Para terminar la sección de conformación de haces eléctricos, se seleccionó un estudio en el que se llevaron a cabo varias campañas de mediciones de canal, además de desarrollar un prototipo conformador de haces híbrido para demostrar que el uso de ondas milimétricas puede ser en efecto beneficioso en la próxima generación de redes móviles [17].

Al utilizar un conformador de haces híbrido tanto en transmisión como en recepción (ver Figura 12), conseguimos que las altas pérdidas de propagación de las ondas milimétricas se vean compensadas por la alta directividad de haz que consiguen los desfasadores. Además, el uso de conformadores de haces digitales aporta la flexibilidad necesaria para las transmisiones MIMO.

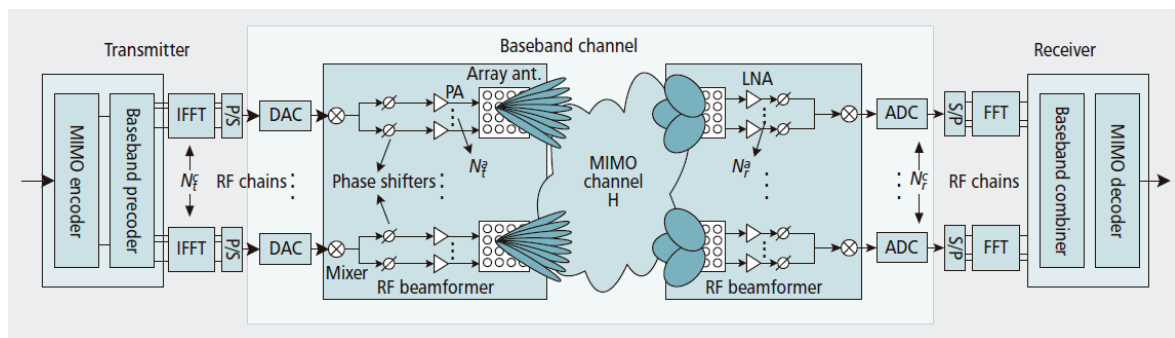


Fig. 12. Arquitectura de conformación de haces híbrida [17].

El prototipo de conformación de haces desarrollado incluye unidades de radiofrecuencia, un array de antenas, un modem de banda base y un monitor (ver Figura 13). Tanto el transmisor como el receptor tienen dos canales con una matriz uniforme plana de 8x4 (32 elementos) que trabaja a 27,927 GHz. A su vez, cada PAA está conectado a la unidad de radiofrecuencia, que contiene desfasadores y mezcladores. Además, estos desfasadores pueden controlarse externamente para redirigir el haz y controlar el patrón de radiación.

Para llevar a cabo las pruebas, se utilizó una señal OFDM de 520 MHz de ancho de banda y 4096 muestras, con un espaciado entre subportadoras de 244,14 kHz y un prefijo cíclico de 0.18. Tal como muestra la Figura 14, las pruebas en espacio abierto demostraron que, con una velocidad de datos de 528 Mbps, era posible conseguir una transmisión de hasta 1,7 km con un ratio de error de bloque (BLER) inferior a 10^{-6} , en condiciones de visión directa (LoS).

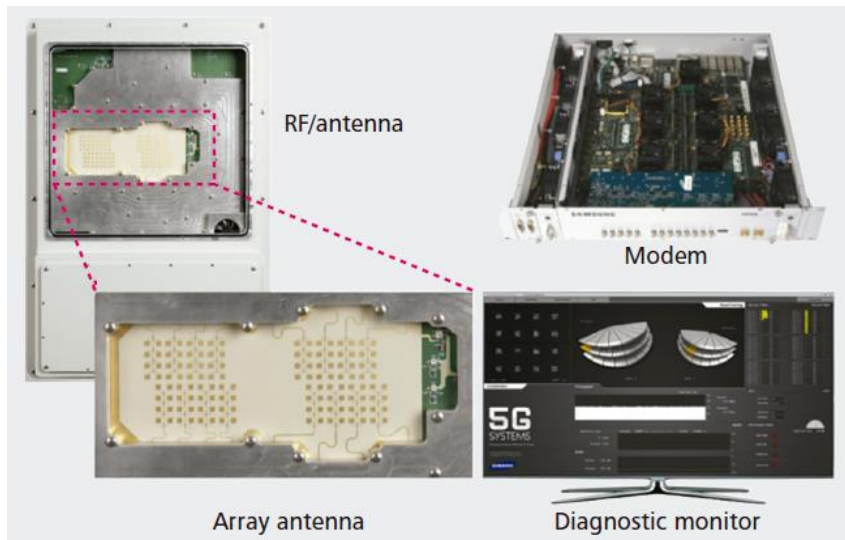


Fig. 13. Prototipo de conformador de haz de ondas milimétricas.

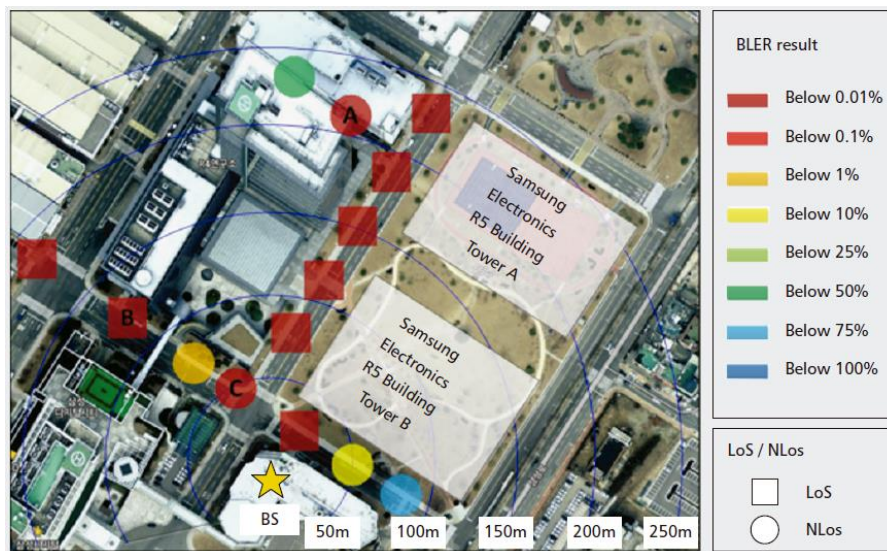


Fig. 14. Cobertura en espacio abierto del prototipo.

III.2. Conformación de haces óptico

III.2.1. Conformación de haces analógico para C-RANs con fibras no lineales

Dado el gran ancho de banda que ofrece la fibra óptica, las técnicas de conformación de haces asistidas por fibra óptica han atraído un sustancial interés para intentar mejorar la cobertura en el borde de las celdas. Así pues, en [18], se propuso un conformador de haces que aprovecha las no-linealidades de la fibra que puede ser utilizado en redes C-RAN.

En la Figura 15 podemos ver el esquema propuesto. En este diseño se propone utilizar fibras altamente no lineales (*HNLF*) de 1 km para crear un conformador de 4 elementos. Tras el modulador MZM, se obtiene una señal óptica de banda lateral única (*OSSB*) que será demultiplexada y transmitida por la fibra HNLF, donde un modulador de fase cruzada (*XPM*) se encargará de desfazar la señal mediante una señal de control. A la salida de la fibra, la señal multiplexada por división de

longitudes de onda (*WDM*) y transmitida a través de una fibra de dispersión desplazada (*DSF*) antes de enviarla al puerto de radio remoto, donde la fase será retenida por un fotodetector coherente para convertir la señal óptica a radiofrecuencia. De esta forma, cada amplificador eléctrico alimenta un elemento del PAA lineal uniforme, dirigiendo el haz en la dirección elegida. Además, la posición relativa de los terminales de usuario puede ser controlada por el desfase específico entre los elementos de la antena.

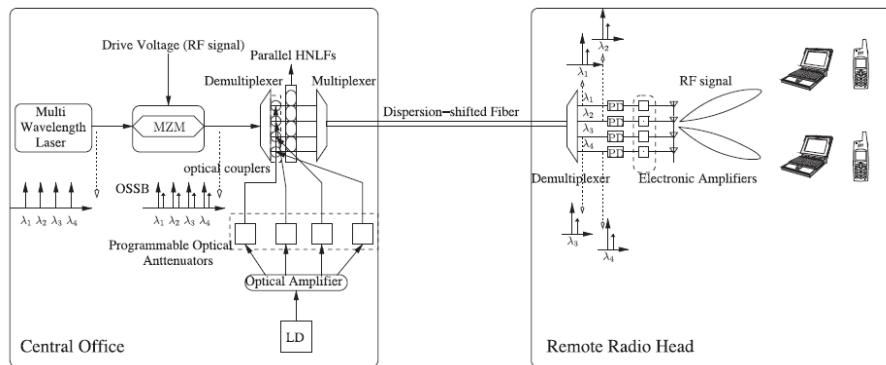


Fig. 15. Conformador de haces de 4 elementos basado en RoF con fibras altamente no lineales [18].

Beamforming Direction	Power Combination (mWatt)				Phase shifts (rad)
	Power 1	Power 2	Power 3	Power 4	
80°	55.9	38.5	19.9	0.1	-0.54
85°	42.1	29.3	15.3	0.1	-0.28
90°	27.5	19.5	10.3	0.1	0
95°	13.3	9.9	5.1	0.1	0.28
100°	0.1	1.3	1.5	0.5	0.54
105°	0.1	6.1	11.1	15.5	0.82
110°	0.1	10.7	20.3	29.7	1.08
115°	0.1	14.9	29.3	42.9	1.33
120°	0.1	19.1	38.1	55.5	1.57

Fig. 16. Combinaciones de potencias para obtener un ángulo de apuntamiento concreto.

Para probar este experimento, se llevó a cabo una simulación en Matlab donde 4 longitudes de onda de entre 1549,4 nm y 1550 nm generadas por una fuente láser fueron moduladas con una señal de RF para generar una señal QPSK de 10 Gbps. Haciendo un barrido de la potencia de la señal de control entre 0,1 mW y 60,1 mW, consiguieron establecer las combinaciones de potencias necesarias para dirigir el haz en una dirección concreta (ver Figura 16). De esta forma, se puede conseguir una sectorización de un rango inferior a 90° que podría ser utilizada en sistemas C-RAN con cabeceras de radio remotas de baja complejidad.

III.2.2. Array de antenas integrado fotónico a 60 GHz para RoF

Dado el gran volumen que suelen ocupar los sistemas de conformación de haces, en [19] se propuso utilizar un array de antenas integrado fotónico (integrated photonic array-antennas, *IPA*) para crear una agrupación de 4x2 antenas de parche y transmitir una señal QPSK de 3,5 Gbps.

Además, se propuso un módulo de antenas IPA compacto para trabajar a 60 GHz, que puede escalarse para aumentar el número de elementos de la agrupación y crear varios patrones de haz.

El módulo propuesto en este caso puede verse en la Figura 17. En este caso, el IPA consiste en una antena de parche de 4x2 elementos en la banda de 60 GHz en el lateral frontal y un fotodiodo UTC-PD (uni-travelling carrier PD) integrado en la parte posterior del sustrato para convertir la señal óptica a RF.

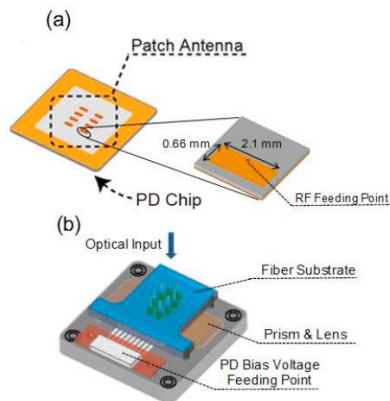


Fig. 17. Esquemático del IPA propuesto.

Para confirmar la viabilidad del modelo (ver Figura 18), se llevó a cabo la transmisión de dos señales de RoF utilizando una señal QPSK generada en el AWG y subida posteriormente a 60,48 GHz con un oscilador local, para modular las longitudes de onda en amplitud. Tras la amplificación en el EDFA (Amplificador de fibra dopada con Erblio), las señales fueron transmitidas a través de 2 km de fibra SMF y demultiplexadas. Tras dividir cada señal RoF en 4 señales con acopladores ópticos, se utilizaron líneas de retardo variable (VDL) para compensar la diferencia de fase de las señales RF originales. En el IPA, las señales RoF son convertidas de nuevo a la señal RF de 60,48 GHz antes de ser radiada. Tras una propagación inalámbrica de 0,3 metros la señal de RF es recibida por una antena de bocina y bajada en frecuencia a 4 GHz.

Los resultados experimentales demostraron que, con la configuración propuesta, era posible transmitir una señal RoF con un EVM del 17 % y un SNR de 15,4 dB (ver Figura 19).

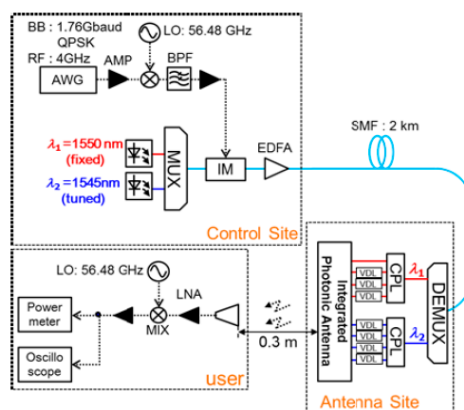


Fig. 18. Setup experimental para transmitir una señal QPSK de 3,5 Gbps [19].

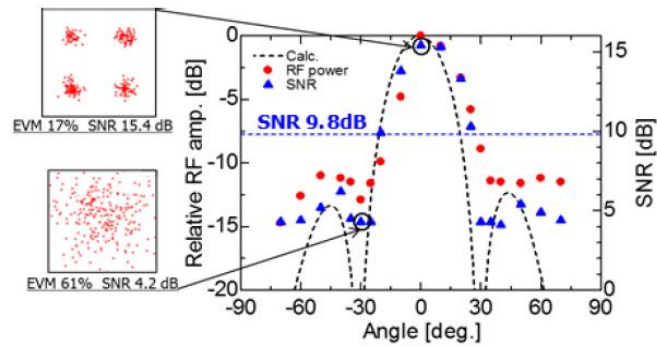


Fig. 19. Patrones de radiación, SNR y EVM obtenidos en el osciloscopio.

III.2.3. Unidad de retardo en tiempo real óptico para conformación multihaz

Por último, en [20], se presentó un conformador óptico de múltiples haces capaz de procesar dos haces de RF independientes en hasta 8 direcciones angulares diferentes, basado en un array binario de tres líneas de retardo compuestas por cuatro fibras de Bragg que demostró no sufrir cambios en el direccionamiento del haz causados por la frecuencia y/o la polarización.

En la Figura 20 podemos ver que el procesado independiente de múltiples de señales se lleva a cabo codificando los distintos haces de RF con canales ópticos WDM diferentes. De esta forma, el conformador de haces puede transmitir o recibir haces de forma independiente en función de un amplio abanico de retardos. Por otra parte, el direccionamiento de los haces puede controlarse mediante una matriz de dispersión programable (*PDM*) de dos canales.

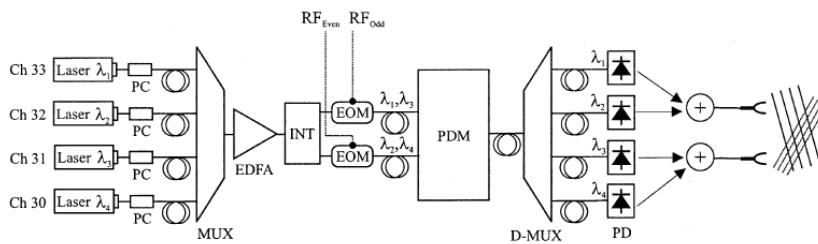


Fig. 20. Transmisor del conformador óptico diseñado [20].

Para comprobar la viabilidad de este esquema, se generaron cuatro portadoras ópticas que serán las encargadas de transportar la información por parejas a cada haz generado. En régimen de transmisión, cada pareja de longitudes de onda es modulada de forma individual con dos moduladores electroópticos (*EOM*), de forma que las señales de RF no estén desfasadas antes de ser procesadas. Al llegar al *PDM*, cada señal de RF será retardada de forma independiente, de manera que las distintas longitudes de ondas se demultiplexen al salir del *PDM*. Utilizando fotodetectores de banda ancha se recuperará entonces las señales de RF para ser combinadas linealmente y alimentar la agrupación de antenas. Finalmente, el experimento llevado a cabo demostró que el ángulo de

apuntamiento del haz de RF se veía reducido de los 0° a los 61° cuando se procesaba el haz con los canales pares (debido a la diafonía entre fibras de Bragg de la tercera línea), mientras que, al procesarlo con los canales impares, el rango de apuntamiento aumentaba hasta los 70° .

III.3. Conformación de haces mixto

III.3.1. Conformador autodireccionable con campo de visión completo para fronthaul móvil de 5G

Dado el alto nivel de pérdidas que sufren las ondas milimétricas, el uso de agrupaciones de antenas en fase tanto en transmisión como en recepción puede ser altamente beneficioso en las RRUs. En [21], se propuso un sistema receptor de fibra inalámbrica, con un conformador de haces auto direccionable (*SSA-BF*) de 4 elementos radiantes en ondas milimétricas (28 GHz).

Atendiendo a la Figura 21, podemos ver que el sistema de auto direccionamiento viene dado por un circuito de bloqueo de retardo (*DLL*) pasivo. El sistema de recepción consta de amplificadores de bajo ruido, mezcladores para bajar la señal a banda base, y un conversor electroóptico.

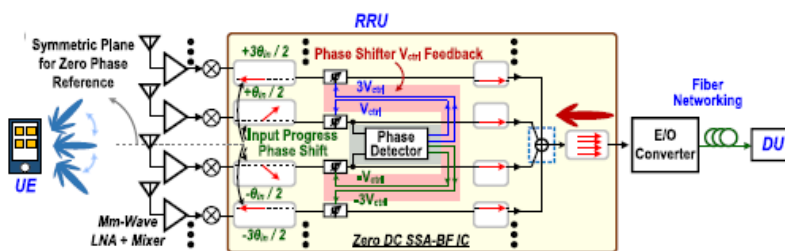


Fig. 21. Esquema propuesto para el conformador de haces auto direccionable [21].

Para demostrar que el sistema es capaz de conseguir un campo de visión completo, se transmitieron 4 señales de 1 GBd, y modulación 64-QAM, para simular un conjunto de señales inalámbricas incidiendo desde distintos ángulos, para generar un desfase eléctrico progresivo (*IPPS*). Estas señales fueron multiplexadas por división de frecuencia ortogonal por un DSP y subidas de los 4-8 GHz de FI a 28 GHz mediante un oscilador local. En recepción, las señales recibidas fueron amplificadas, bajadas a FI y alimentadas al SSA-BF. Las 4 señales recibidas son enviadas a un combinador y suministradas a un láser DFB y enviadas a través de 25-km de fibra. La conversión optoelectrónica final se lleva a cabo entonces con un atenuador óptico y un fotodetector. Los resultados de este experimento demostraron que el SSA-BF tiene un ángulo de visión de 180° con un tiempo de respuesta inferior a los 3 ms.

III.3.2. Conformador óptico con precodificación digital para comunicaciones MIMO en mmW

Por último, en [22], se presentó un conformador de haz fotónico con precodificación digital que puede utilizarse en el acceso de radio remoto (*RRA*). En este caso, el sistema está dividido en dos

partes. En la unidad de banda base se lleva a cabo una precodificación digital que será modulada ópticamente por un láser para ser transportada hasta la RRU a través de cadenas de fibras multimodo. Una vez en la RRU, se lleva a cabo la conformación de haz analógica sustituyendo los desfases de RF por anillos resonantes (ver Figura 22). La señal resultante es entonces detectada por un fotodiodo y transmitida a través de la agrupación de antenas.

Aunque en este caso no se llevó a cabo ningún experimento, las simulaciones realizadas destacaron la eficiencia espectral del algoritmo de precodificación *OMP* (Orthogonal Matching Pursuit).

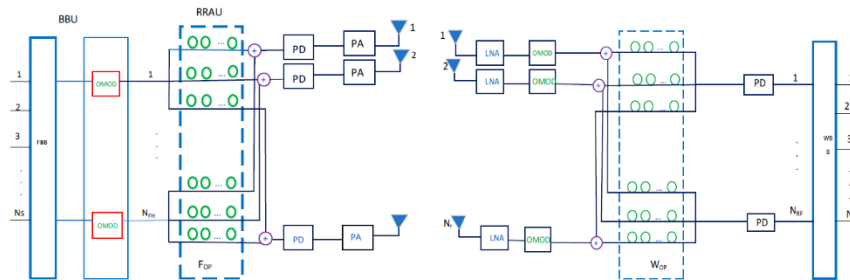


Fig. 22. Sistema de conformación de haces fotónico híbrido [22].

IV. Simulación de resultados

Nuestro estudio se basa en la implementación y simulación de un sistema de conformación de haces eléctrico compuesto por un array lineal de distinto número de elementos, para transmitir una señal de datos sobre una subportadora de radiofrecuencia en ondas milimétricas y comprobar que la señal recibida tiene la calidad suficiente para cumplir con los KPIs de las redes de nueva generación.

Para esto, diseñaremos dos arrays de elementos capaces de transmitir a 80 GHz y estudiaremos sus patrones de radiación a distintas frecuencias para una distancia entre elementos fija. El segundo paso consistirá en llevar a cabo la simulación de un sistema eléctrico con dos arrays de elementos distintos, para transmitir una señal 16-QAM. Por último, simularemos una entrada de datos ópticos en OptiSystem para una futura conformación óptica.

IV.1. Patrones de radiación

Comenzamos simulando dos arrays lineales uniformes (*ULAs*) de antenas isotrópicas de 4 y 8 elementos en MATLAB, para comprobar cómo cambian sus patrones de radiación ante los cambios de frecuencia, así como distintos desfases entre elementos y pesos asignados a cada elemento radiante.

Debemos recordar que para tener un único lóbulo de radiación a partir de un array de antenas, se debe cumplir la condición de la Ecuación (1), donde d es la distancia entre elementos de antenas,

$\theta_{\text{máx}}$ el ángulo de apuntamiento del lóbulo principal y λ_0 la longitud de onda de radiofrecuencia asociada a f_{RF} (ver Figura 23).

$$\frac{d}{\lambda_0} \leq \frac{1}{1 + \sin(|\theta_{\text{máx}}|)} \quad (1)$$

Para el caso particular en que el ángulo de direccionamiento del haz principal sea $\theta_{\text{máx}} = 90^\circ$, la ecuación anterior se simplifica (ver Ecuación (2)).

$$\frac{d}{\lambda_0} \leq \frac{1}{2} \quad (2)$$

Por lo tanto, atendiendo a la Ecuación (2) podemos calcular la distancia entre elementos de antenas para un ángulo de direccionamiento arbitrario, utilizando la frecuencia de trabajo máxima del sistema, dado que $f_{\text{máx}} \equiv \lambda_{\text{mín}}$.

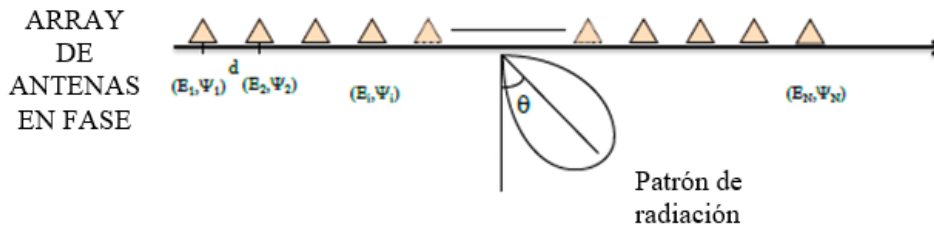


Fig. 23. Patrón de radiación de un array de antenas equiespaciadas.

El código para la generación de los patrones de radiación de los arrays de antenas simulados está disponible en el ANEXO I.

IV.1.1. Array lineal uniforme de 4 elementos

Creamos un array lineal uniforme de 4 elementos radiantes isotrópicos, con pesos uniformes y una distancia entre elementos de $\lambda/2$ (1,875 mm a 80 GHz). Como puede verse en la Figura 24, generamos una agrupación de elementos equidistantes a lo largo del eje de ordenadas cuyo vector normal apuntará hacia el eje de abscisas (acimut 0° , elevación 0°).

Analizamos la directividad de la agrupación de antenas diseñada con y sin apuntamiento del haz a 40 GHz y 80 GHz. Observando la Figura 25 (a), podemos ver que la agrupación de antenas a 80 GHz tiene un lóbulo principal con una directividad máxima de 6,02 dBi en acimut $\pm 180^\circ$ y dos lóbulos secundarios con una directividad máxima de -5,28 dBi en acimut $\pm 47^\circ$. Sin embargo, cuando sometemos este mismo array de antenas a una frecuencia de 40 GHz, los lóbulos secundarios desaparecen y la directividad máxima en acimut $\pm 180^\circ$ disminuye a 3,35 dBi. Por otra parte, observando la Figura 25 (b) vemos que, cuando aplicamos los desfases para que la agrupación de antenas a 80 GHz apunte a acimut 20° y elevación 30° , aparecen muchos más lóbulos. Si bien la

directividad máxima del lóbulo principal disminuye a 5,91 dBi (acimut 20° y acimut 160°), existen lóbulos laterales con directividad máxima de -5,28 dBi en -26° y -154° , y lóbulos laterales con directividad máxima -5,42 dBi en acimut $\pm 90^\circ$. Por último, cuando sometemos esta misma agrupación a una frecuencia de 40 GHz, sólo aparece un lóbulo trasero en acimut -90° con una directividad máxima de -9,17 dBi y el lóbulo principal tiene su directividad máxima en acimut 20° y acimut 160° con un valor aproximado de 3,36 dBi.

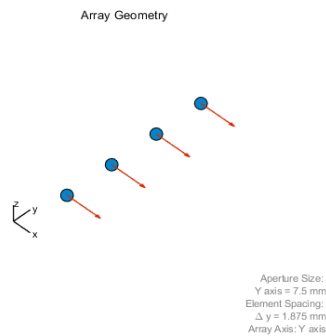
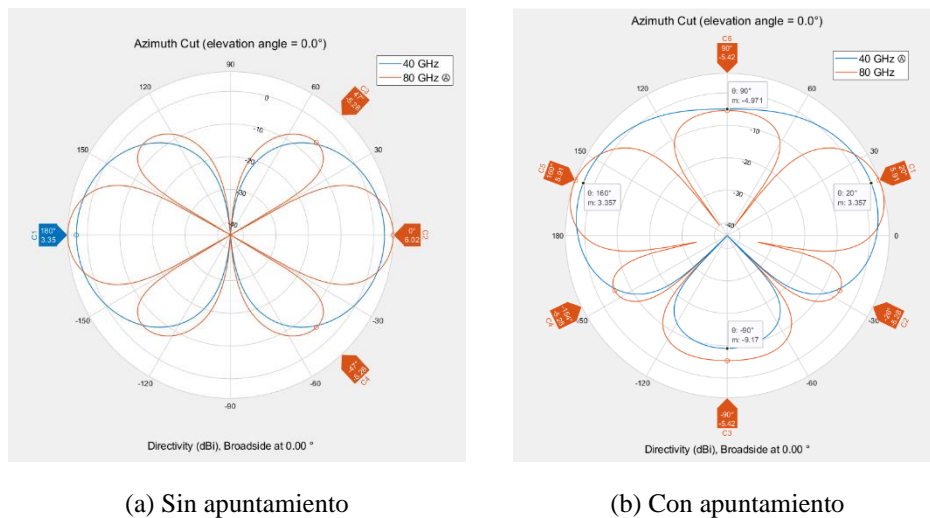


Fig. 24. Geometría del array lineal de 4 elementos con pesos uniformes.



(a) Sin apuntamiento

(b) Con apuntamiento

Fig. 25. Directividad del array de 4 elementos sin y con apuntamiento.

Estudiando los parámetros de la agrupación de antenas sin apuntamiento mostrados en la Figura 26, vemos que el ancho de haz a -3 dB (*HPBW*) cuando el array es sometido a una frecuencia de 40 GHz es prácticamente el doble (54°) que el obtenido a 80 GHz (26°). Además, el ancho de haz entre nullos (*FNBW*) es tres veces mayor a 40 GHz (180°) que el obtenido a 80 GHz (60°). Por último, aunque al someter al array a una frecuencia de 40 GHz no aparecen lóbulos secundarios, a 80 GHz el nivel de lóbulo principal a secundario (*NLPS*) del array es de -11,30 dB.

Sin embargo, observando la Figura 27 vemos que al aplicar los desfases necesarios para direccionar la agrupación de antenas, el ancho de haz a -3dB se ha ensanchado en ambos casos. Ahora, el HPBW a 40 GHz es de 58°, mientras que a 80 GHz es de 36°. Además, el FNBW se ha mantenido estable, y el NLPS a 80 GHz es el mismo (-11,30 dB).

A modo de resumen, los parámetros de la caracterización del ULA de 4 elementos quedan recogidos en la Tabla 2.

	Sin apuntamiento		Con apuntamiento (azimut 20°, elevación 30°)	
	40 GHz	80 GHz	40 GHz	80 GHz
Directividad del lóbulo principal	3,35 dBi	6,02 dBi	3,36 dBi	5,91 dBi
Directividad del lóbulo secundario	NHL *	-5,28 dBi	NHL *	-5,28 dBi
HPBW	54°	26°	58°	36°
FNBW	180°	60°	180°	60°
NLPS	NHL *	-11,30 dB	NHL *	-11,30 dB

Tabla 2. Parámetros de la caracterización del ULA de 4 elementos.

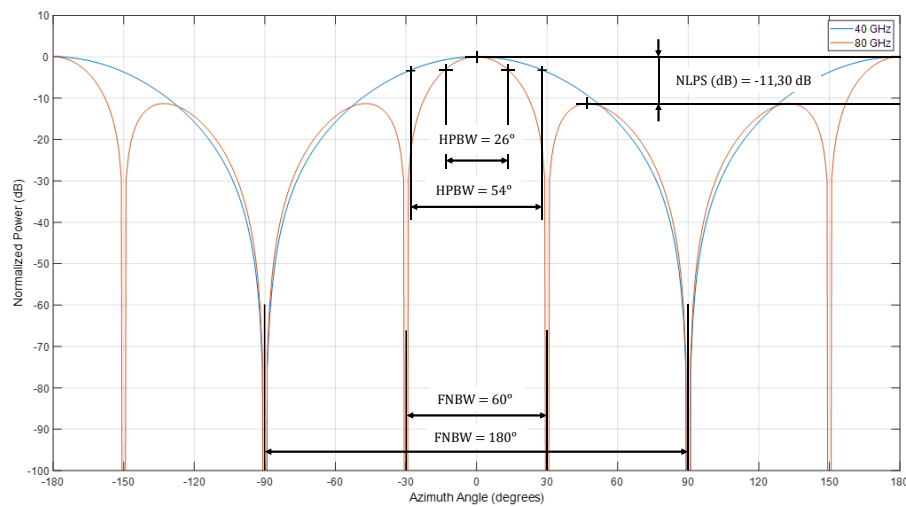


Fig. 26. Potencia normalizada del array de 4 elementos sin apuntamiento.

* NHL indica que el parámetro 'No Ha Lugar'.

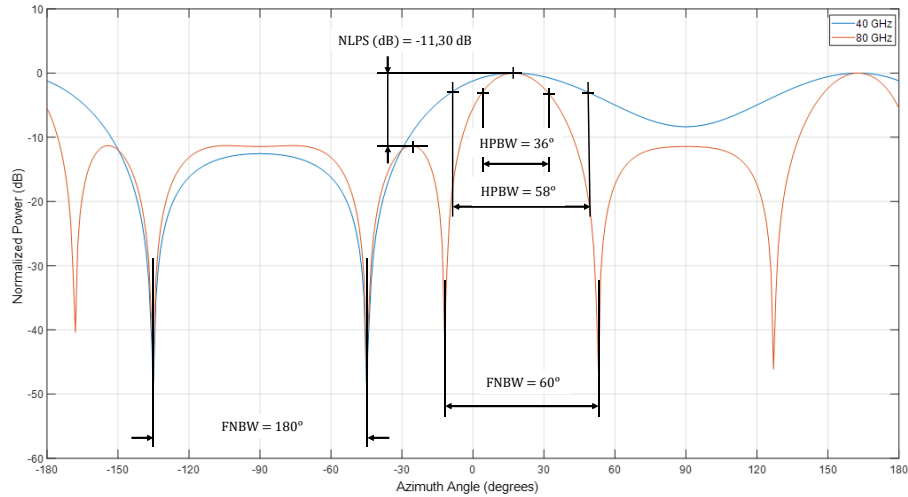


Fig. 27. Potencia normalizada del array de 4 elementos con apuntamiento.

IV.1.2. Array lineal uniforme de 8 elementos con pesos unitarios

Siguiendo el mismo patrón de trabajo, simulamos un array lineal uniforme de 8 elementos isotrópicos con una distancia entre elementos fija de $\lambda/2$ (1,875 mm a 80 GHz) y pesos uniformes. En la Figura 28 podemos ver que la geometría del sistema es en esencia la misma que en el caso anterior, a excepción del número de elementos radiantes.

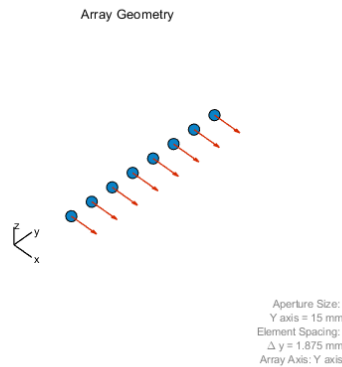


Fig. 28. Geometría del array lineal de 8 elementos con pesos uniformes.

Analizando la directividad de esta agrupación sin apuntamiento del haz a 40 GHz y 80 GHz (ver Figura 29 (a)), observamos que el patrón de radiación cambia considerablemente en función de la frecuencia. Si bien a 40 GHz el ULA presenta un lóbulo principal en acimut $\pm 180^\circ$ con un único lóbulo secundario en acimut $\pm 46^\circ$, cuando lo sometemos a la frecuencia de trabajo de 80 GHz, el lóbulo principal se hace más directivo y aparecen tres lóbulos laterales, encontrándose el lóbulo secundario en acimut $\pm 21^\circ$. Aunque en el primer caso la directividad máxima del lóbulo principal es de 6,2 dBi, en el segundo caso la directividad máxima del lóbulo principal es de 9,03 dBi. Por otra parte, la directividad máxima del lóbulo secundario a 40 GHz es de -6,6 dBi mientras que a 80 GHz, la directividad máxima del lóbulo secundario es de -3,77 dBi.

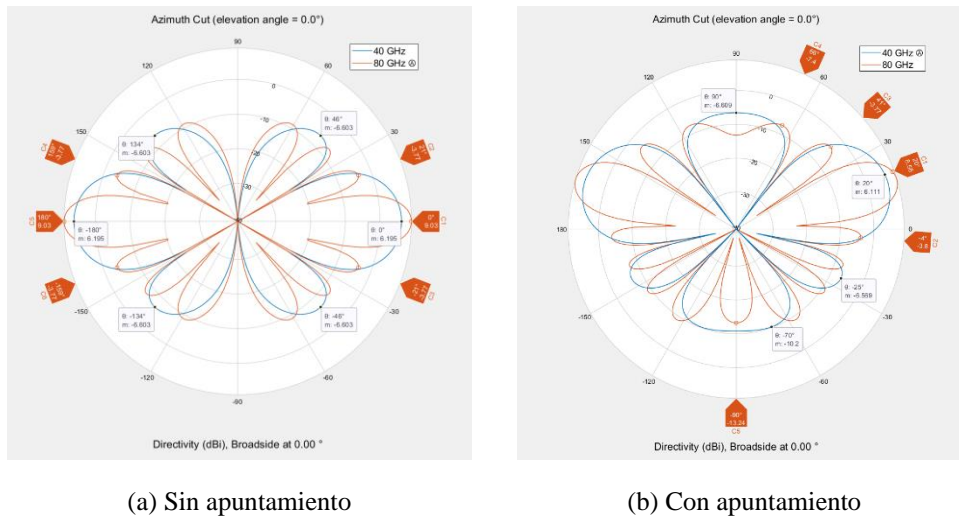


Fig. 29. Directividad del array de 8 elementos sin y con apuntamiento.

	Sin apuntamiento		Con apuntamiento (azimut 20°, elevación 30°)	
	40 GHz	80 GHz	40 GHz	80 GHz
Directividad del lóbulo principal	6,2 dBi	9,03 dBi	6,11 dBi	8,56 dBi
Directividad del lóbulo secundario	-6,6 dBi	-3,77 dBi	-6,57 dBi	-3,8 dBi
HPBW	26°	12°	26°	13°
FNBW	60°	28°	64°	30°
NLPS	-12,8 dB	-12,8 dB	-12,8 dB	-12,8 dB

Tabla 3. Parámetros de la caracterización del ULA de 8 elementos con pesos unitarios.

Al aplicar los desfases para obtener un apuntamiento en acimut 20° y elevación 30°, observamos que el número de lóbulos varía considerablemente (ver Figura 29 (b)), si bien el lóbulo principal apunta en la dirección de acimut 20° en ambos casos. Aunque la directividad máxima se encontró en acimut 17° con valores de 6,23 dBi a 40 GHz y 9,03 dBi a 80 GHz, la directividad del lóbulo principal en acimut 20° a 40 GHz es de 6,11 dBi, mientras que a 80 GHz la directividad máxima aumenta hasta 8,56 dBi. Dado el pequeño margen de error que existe en el apuntamiento, podemos decir que el rendimiento del sistema debería ser más que aceptable. En cuanto a los lóbulos secundarios, encontramos que la directividad máxima obtenida a 80 GHz es de -3,77 dBi en acimut 41° y de -3,8 dBi en acimut -4°, mientras que a 40 GHz, la directividad máxima de los lóbulos secundarios es de -6,57 dBi en acimut -25°.

Observando los parámetros de la agrupación de antenas sin apuntamiento, vimos que el HPBW a 80 GHz es muy estrecho (12°), mientras que el obtenido a 40 GHz vuelve a ser prácticamente el doble (26°) (ver Tabla 3). Lo mismo ocurre con el FNBW, que tiene valores de 60° a 40 GHz y 28°

a 80 GHz. Sin embargo, el NLPS no parecen variar con la frecuencia. Por último, cuando aplicamos los desfases para provocar el apuntamiento, el HPBW a 40 GHz es el doble (26°) que a 80 GHz (13°). Además, aunque el NLPS no ha cambiado ($-12,8$ dB a ambas frecuencias), el FNBW apenas ha aumentado: 64° a 40 GHz y 30° a 80 GHz. Los resultados del análisis completo pueden verse en la Tabla 3.

IV.1.3. Array lineal uniforme de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana

Para terminar, simulamos un array uniforme de 8 elementos isotrópicos dispuestos a lo largo del eje de ordenadas con una distancia entre elementos de $\lambda/2$ ($1,875$ mm a 80 GHz) y pesos de distribución gaussiana. En la Figura 30 hemos representado la geometría del sistema con los pesos aplicados a cada elemento radiante.



Fig. 30. Geometría del array lineal de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana.

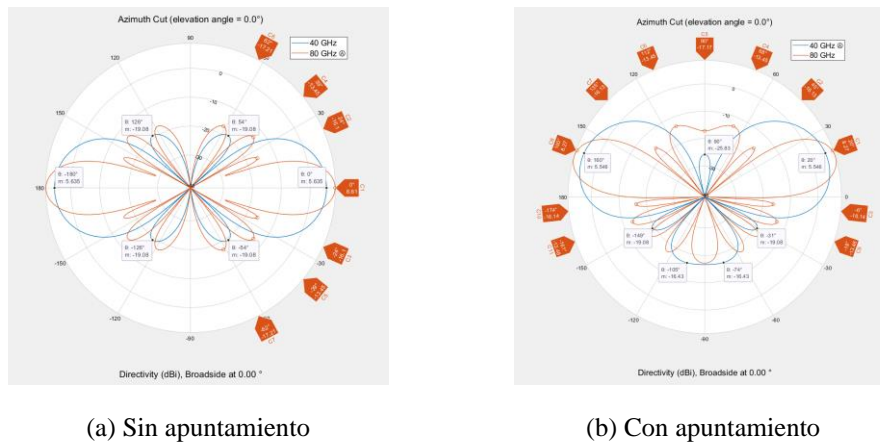


Fig. 31. Directividad del array de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana sin y con apuntamiento.

La directividad del ULA diseñado antes aplicar las fases para provocar el apuntamiento hacia una dirección concreta puede verse en la Figura 31 (a). Aunque el patrón de radiación es similar al del caso con pesos unitarios, aplicar una distribución gaussiana de pesos reduce el tamaño de los lóbulos laterales tanto a 40 GHz como a 80 GHz. Atendiendo a la figura, la directividad máxima de los lóbulos secundarios a 40 GHz es de $-19,08$ dBi en acimut $\pm 54^\circ$, mientras que a 80 GHz aparece un lóbulo secundario en acimut $\pm 24^\circ$ con una directividad máxima de $-16,1$ dBi y un par de lóbulos

laterales más en acimut $\pm 39^\circ$ y acimut $\pm 62^\circ$ con una directividad máxima de -13,45 dBi y -17,21 dBi, respectivamente. Además, la directividad máxima de los lóbulos principales se ha visto disminuida, alcanzando valores de 8.61 dBi a 80 GHz y 5,64 dBi a 40 GHz en acimut $\pm 0^\circ$.

De nuevo, aplicamos los desfases para direccionar el haz (ver Figura 31 (b)) y observamos que, si bien el lóbulo principal apunta en la dirección correcta, la directividad máxima del haz se encuentra en acimut 17° con valores de 5.55 dBi a 40 GHz y 8,27 dBi a 80 GHz. Sin embargo, la directividad del lóbulo principal en acimut 20° a 80 GHz es 8,27 dBi, mientras que a 40 GHz sólo alcanza los 5,5 dBi. Por otra parte, la directividad máxima de los lóbulos secundarios a 40 GHz es de -25,83 dBi en acimut 90° y -19,08 dBi en acimut -31° . En cuanto a los lóbulos secundarios a 80 GHz, su directividad máxima es de -16,13 dBi en acimut 45° y -16,14 dBi en acimut -6° . Sin embargo, en este último caso los lóbulos laterales restantes, aunque disminuidos, siguen presentes. Por lo tanto, parece claro que se deberá llegar a un compromiso entre la reducción de los lóbulos laterales y la directividad máxima del lóbulo principal que podemos esperar al aplicar pesos no unitarios a los elementos radiantes.

Para terminar el análisis, estudiamos los parámetros de la agrupación de antenas con pesos de distribución gaussiana. En primer lugar, atendiendo a la Tabla 4, podemos decir que cuando no provocamos el apuntamiento el HPBW a 40 GHz es casi el doble (30°) del obtenido a 80 GHz (16°). Lo mismo ocurre entre el FNBW a 40 GHz (84°) y a 80 GHz (40°). Sin embargo, el NLPS no varía con la frecuencia y alcanza un valor de -24,71 dB. Por otra parte, cuando aplicamos los desfases para provocar el direccionamiento del haz, el HPBW sigue siendo prácticamente el doble a 40 GHz (32°) que a 80 GHz (15°). Por el contrario, el FNBW a 40 GHz aumenta hasta 96° , mientras que a 80 GHz es prácticamente el mismo (41°). El NLPS, sin embargo, se mantiene estable a 40 GHz (-24,71 dB) y aumenta ligeramente a 80 GHz (-24,74 dB). El conjunto de parámetros obtenidos para el ULA de 8 elementos y pesos de distribución gaussiana está resumido en la Tabla 4.

	Sin apuntamiento		Con apuntamiento (azimut 20° , elevación 30°)	
	40 GHz	80 GHz	40 GHz	80 GHz
Directividad del lóbulo principal	5,64 dBi	8,61 dBi	5,55 dBi	8,27 dBi
Directividad del lóbulo secundario	-19,08 dBi	-16,1 dBi	-19,08 dBi	-16,14 dBi
HPBW	30°	16°	32°	15°
FNBW	84°	40°	96°	41°
NLPS	-24,71 dB	-24,71 dB	-24,71 dB	-24,74 dB

Tabla 4. Parámetros de la caracterización del ULA de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana.

IV.2. Sistema de conformación eléctrica en Simulink

Como vimos en la sección de conformación de haces eléctrica, los sistemas de conformación híbrida se caracterizan por tener una etapa de precodificación digital en banda base seguida de una cadena de RF que envía la información a un transmisor analógico de RF. Dado que la etapa de precodificación digital requiere de una cadena de RF exclusiva para cada antena transmisora o receptora, los sistemas de conformación híbridos en mmW han sido propuestos como una de las tecnologías habilitadoras para comunicaciones móviles de nueva generación. En la Figura 32, podemos ver la estructura de un sistema conformador híbrido para ondas milimétricas y técnicas MIMO. Este tipo de esquemas permite enviar N_S cadenas de datos a través de la etapa de precodificación digital en banda base que serán posteriormente dirigidas a N_{RF} cadenas de RF. Finalmente, tras la etapa de conformación analógica, las señales de RF son transmitidas a través de N_T antenas. Además, en la práctica es posible reducir el número de cadenas de RF utilizando un número de antenas mayor o igual a N_{RF} .

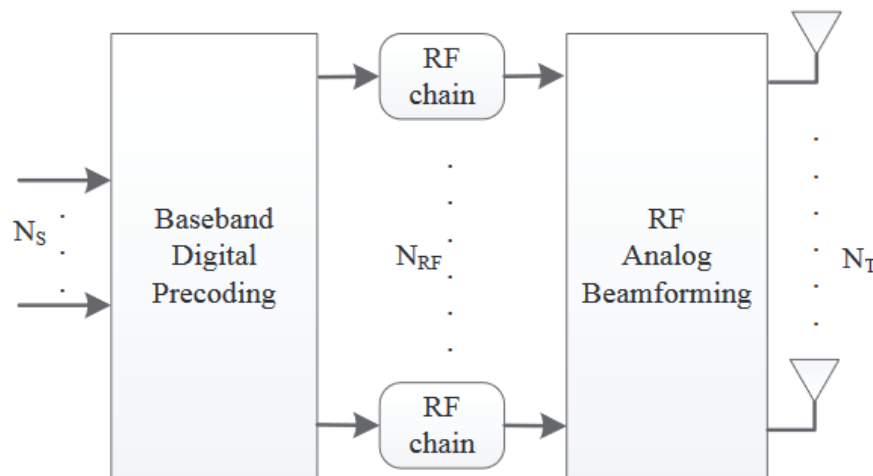


Fig. 32. Estructura de conformación de haces híbrido para mmWave.

En nuestro caso, sin embargo, diseñamos un conformador de haces en Simulink con una única cadena de RF utilizando distintas combinaciones de arrays de elementos, pesos y fases, para comprobar el rendimiento del sistema. La Figura 33 muestra la visión general del modelo en Simulink, el cual está compuesto de:

- Transmisor de bits con modulación 16-QAM, filtro RRC y amplificación de la señal.
- Array de transmisión con una cadena de RF.
- Array de recepción para calcular el ángulo de llegada estimado.
- Receptor con conformación de pulso y sincronización de portadora.

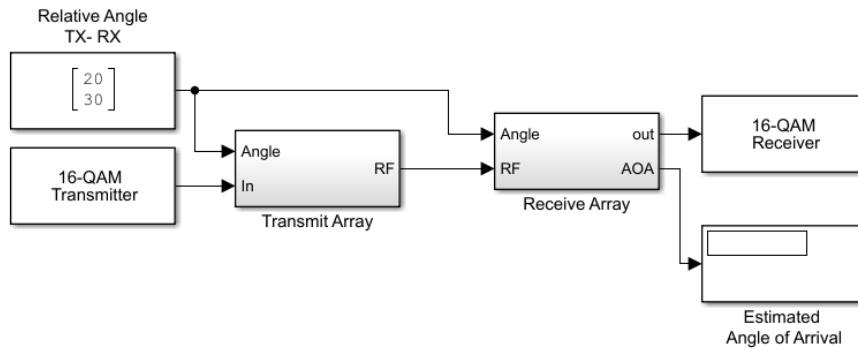


Fig. 33. Conformador de haces en Simulink.

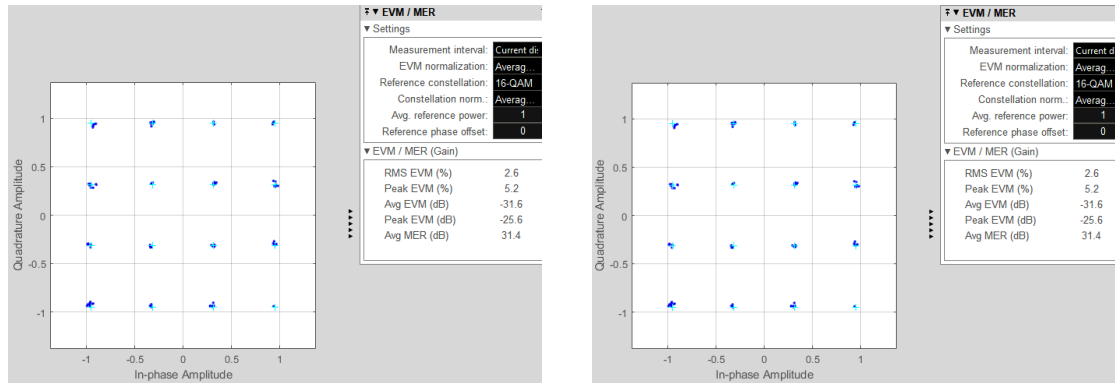
En la etapa de transmisión generamos una trama de datos de 400 bits con distintas tasas de transferencia y anchos de banda, en concreto: 4 Gbps (500 MHz), 8 Gbps (1 GHz) y 16 Gbps (2 GHz). La trama en sí consta de una cabecera 52 bits compuesta por una secuencia binaria de tipo Barker de longitud 13 repetida, y una carga útil de datos de 348 bits de distribución binomial y probabilidad 0,5 que han sido previamente barajados para mejorar la densidad de datos y facilitar la estimación del offset de frecuencia en recepción. Además, para minimizar la interferencia entre símbolos (ISI), añadimos un filtro raíz de coseno alzado tras la etapa de modulación 16-QAM.

En la etapa de transmisión, utilizamos un modulador I/Q con un oscilador local a 5 GHz y ganancia de 8 dB, configurado para simular imperfecciones de ganancia, fase, ruido y no linealidades de segundo y tercer orden. Dado que el conformador de haces trabajará a 80 GHz, añadimos un modulador con un oscilador local a 75 GHz y -5 dB de ganancia, configurado con un filtro FI y un filtro de selección de canal. Para dividir la señal entre los elementos del array, utilizamos una serie de divisores Wilkinson en cascada que transmitirán la señal a los desfases. Dado que en nuestro caso sólo utilizamos una cadena de RF, los pesos de cada elemento del array son suministrados en el array de transmisión de banda estrecha.

La descripción completa del modelo, incluyendo la estimación del ángulo de llegada y el receptor pueden verse en el ANEXO II.

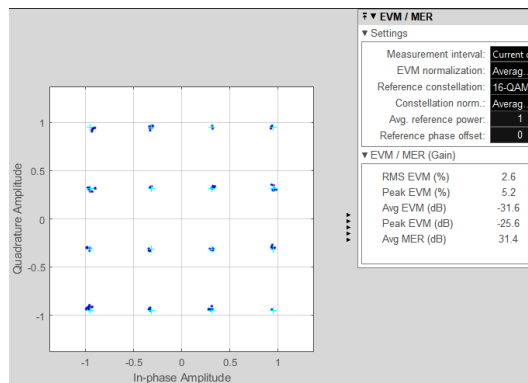
IV.2.1. Conformador de 4 elementos con pesos unitarios

Como puede verse en la Figura 49 del ANEXO II, en recepción utilizamos dos antenas de banda estrecha para calcular el ángulo estimado de llegada. En un primer lugar, configuramos el PAA de transmisión y ambas antenas de recepción para que apunten en una misma dirección. Las antenas de recepción están compuestas de 4 elementos radiantes cada una y pesos unitarios. De esta forma, nos aseguramos de conseguir una buena recepción de la señal. En la Figura 34 podemos ver que el EVM de las distintas tasas de datos cuando ambos arrays apuntan en un mismo ángulo de acimut 20° con un array de 4 elementos y pesos uniformes se mantiene estable (2.6 %).



(a) 4 Gbps.

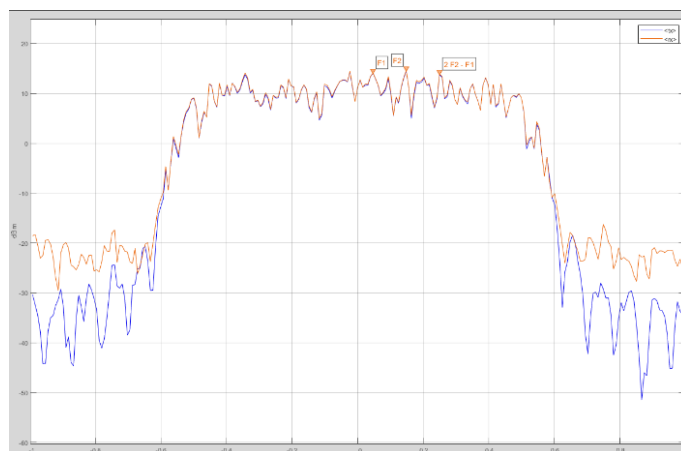
(b) 8 Gbps.



(c) 16 Gbps.

Fig. 34. Constelación y EVM con PAA de 4 elementos a 20° y 4 Gbps, 8 Gbps y 16 Gbps.

Comprobando el espectro de las señales transmitidas vemos que la señal recibida es prácticamente idéntica a la señal transmitida dentro del ancho de banda de la misma, independientemente de la tasa de datos transmitida, si bien existen productos de intermodulación de segundo y tercer orden y ruido de fondo (ver Figura 35, Figura 36, y Figura 37).

Fig. 35. Espectro de las señales Tx y Rx con PAA de 4 elementos a 20° y 4 Gbps.

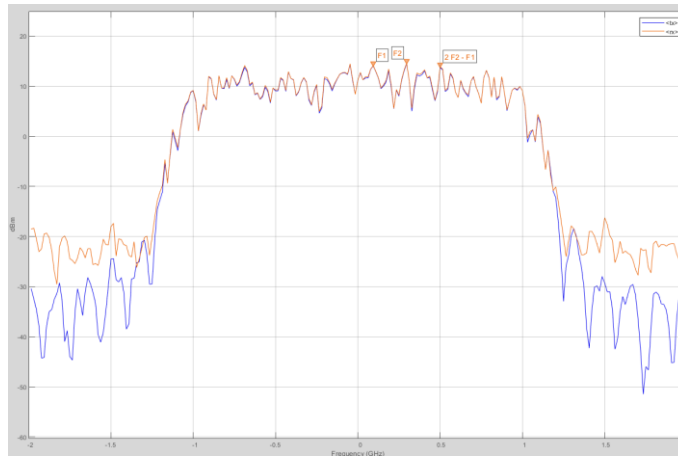


Fig. 36. Espectro de las señales Tx y Rx con PAA de 4 elementos a 20° y 8 Gbps.

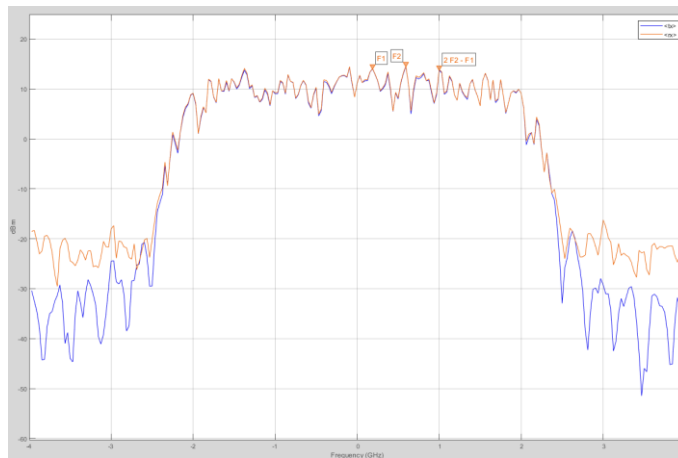


Fig. 37. Espectro de las señales Tx y Rx con PAA de 4 elementos a 20° y 16 Gbps.

Aunque en el modelo básico los ángulos de apuntamiento del array de transmisión y las antenas de recepción son el mismo, aprovechamos este tipo de antenas receptoras de banda estrecha para hacer un barrido de acimut 0° a 45° , utilizando una única antena en recepción configurada para apuntar a acimut 20° con pesos unitarios. Dado que tomaremos mediciones cada 5 grados, creamos una gráfica de dispersión con los datos recogidos. Observando la Figura 38, vemos que los EVMs obtenidos para distintas tasas de transferencia de datos es prácticamente la misma. Por otra parte, aunque el EVM mínimo (indicado por el marcador) aparece en 20° , los EVMs obtenidos para valores de acimut incrementales apenas varían. Sin embargo, en acimut 10° y acimut 0° , el EVM aumenta considerablemente, llegando a alcanzar un valor de 23.6 %. De hecho, en las simulaciones se pudo observar que las constelaciones no llegaban a converger, rotando indefinidamente, en estos últimos ángulos de apuntamiento del haz. Observando el patrón de radiación de esta agrupación de antenas, parece factible asumir que la contribución del lóbulo lateral a 90° afecta a los valores de EVM obtenidos más allá de los 20° . En las simulaciones posteriores trataremos de comprobar si esta suposición es válida.

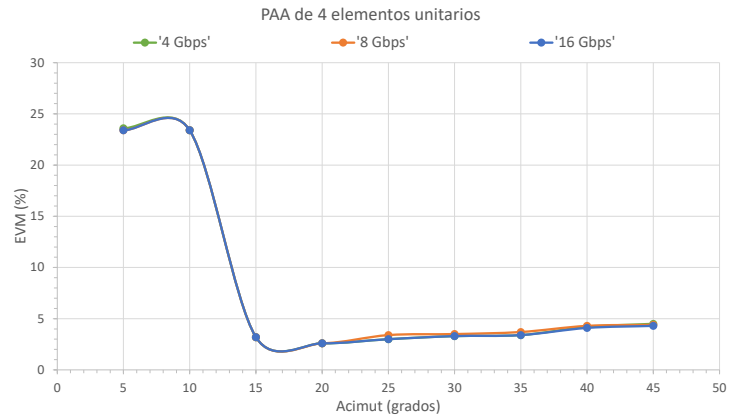
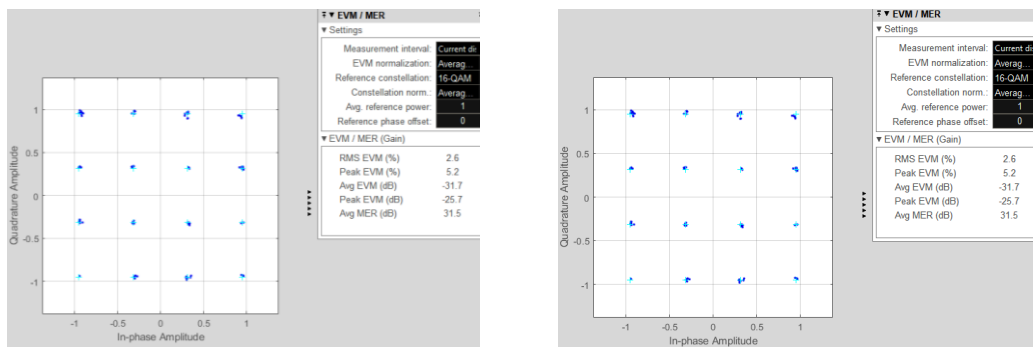


Fig. 38. EVM a diferentes ángulos de apuntamiento con un PAA de 4 elementos.

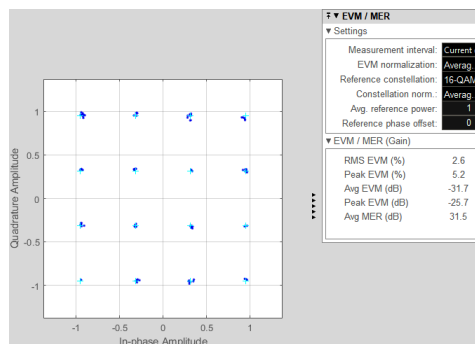
IV.2.2. Conformador de 8 elementos con pesos unitarios

Pasamos entonces a diseñar un array lineal de 8 elementos radiantes y pesos unitarios. De nuevo, las antenas receptoras están compuestas por 4 elementos radiantes cada una y pesos unitarios. Como puede verse en la Figura 39, cuando dirigimos el apuntamiento de la antena receptora hacia la antena transmisora (20°), obtenemos un EVM constante de 2.6 % independientemente de la tasa de transmisión.



(a) 4 Gbps.

(b) 8 Gbps.



(c) 16 Gbps.

Fig. 39. Constelación y EVM con PAA de 8 elementos a 20° y 4 Gbps, 8 Gbps y 16 Gbps.

En esta ocasión, hacemos el barrido usando una antena de 8 elementos de pesos unitarios en recepción con un ángulo de apuntamiento de 20° en acimut. Observando la gráfica de la Figura 40, vemos que, en esta ocasión existen ciertas variaciones de EVM para distintas tasas de datos. En concreto, si bien las señales de 4 y 8 Gbps parecen tener un rendimiento muy similar, la señal de 16 Gbps se ve más afectada. Por otra parte, aunque en 5° el EVM de todas las señales sobrepasa el 20 %, en 45° apenas sobrepasa el 5 %. Lo mismo ocurre en acimut 30° y 35° , y sin embargo en acimut 40° el EVM vuelve a disminuir. Comparando esta tendencia con el patrón de radiación de la agrupación de antenas con direccionamiento del haz, vemos que hay un nulo cerca de los 30° y que existe un lóbulo secundario con directividad máxima en 41° .

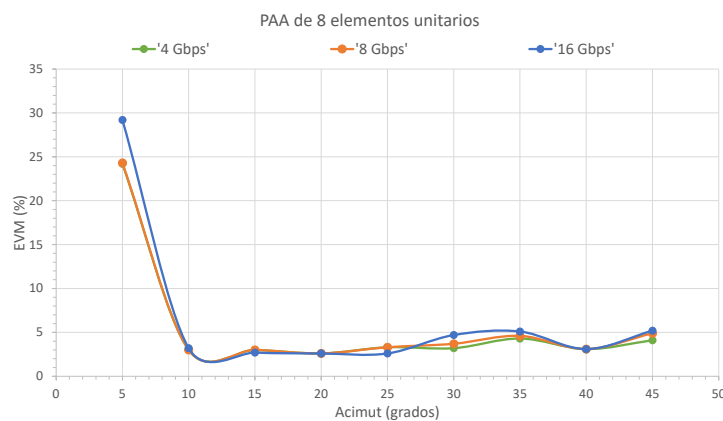
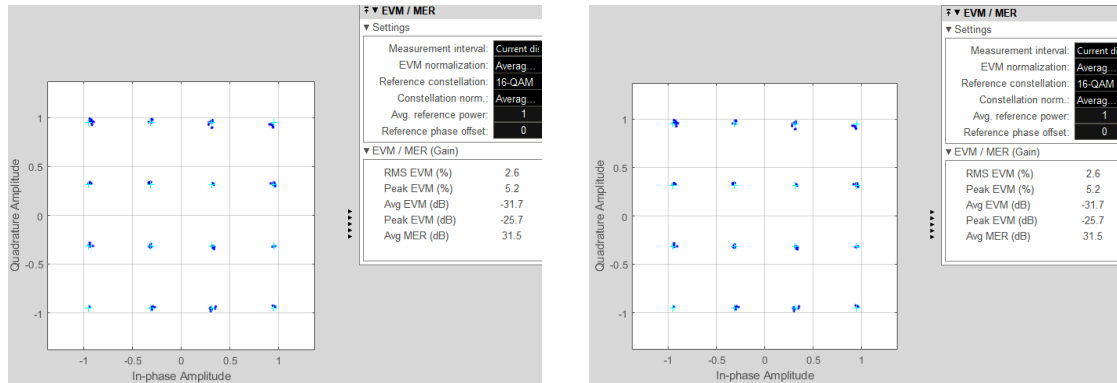


Fig. 40. EVM a diferentes ángulos de apuntamiento con un PAA de 8 elementos.

IV.2.3. Conformador de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana

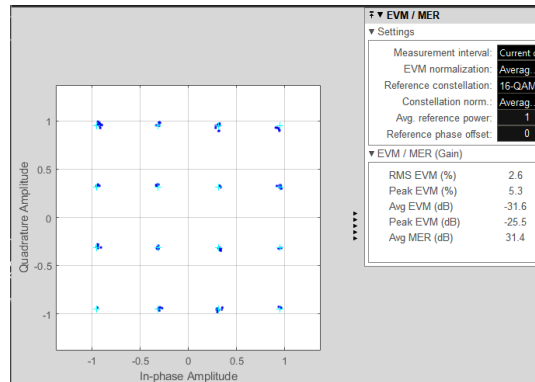
Terminaremos el análisis del sistema eléctrico simulando un array de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana en transmisión y dos antenas receptoras de 4 elementos y pesos unitarios. De nuevo, al configurar ambas antenas con un ángulo de transmisión relativo de 20° , los EVM obtenidos para las tres señales de tasas de datos distintas se mantiene en 2.6 % (ver Figura 41).

Hacemos un último barrido para un array de antenas con pesos de distribución gaussiana en transmisión y una única antena receptora de 8 elementos y pesos unitarios apuntando a acimut 20° . Observando la gráfica de la Figura 42, vemos que en este caso el único mínimo aparece en el ángulo de apuntamiento acimut 20° , con un valor de 2.6 %, y que una variación de $\pm 5^\circ$ provoca un aumento de hasta un 2 %. Además, las señales con tasas de 4 Gbps y 16 Gbps parecen ser las que menos rendimiento ofrecen. Por otra parte, aunque el EVM tiende a aumentar conforme nos alejamos del ángulo de apuntamiento, su valor vuelve a disminuir al llegar a 5° . Observando el patrón de radiación de esta antena, vemos que hay un nulo en 39° y un lóbulo lateral en 45° , mientras que en acimut 5° la potencia normalizada de la antena es de alrededor de -8 dB.



(a) 4 Gbps.

(b) 8 Gbps.



(c) 16 Gbps.

Fig. 41. Constelación y EVM con PAA de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana a 20° y 4 Gbps, 8 Gbps y 16 Gbps.

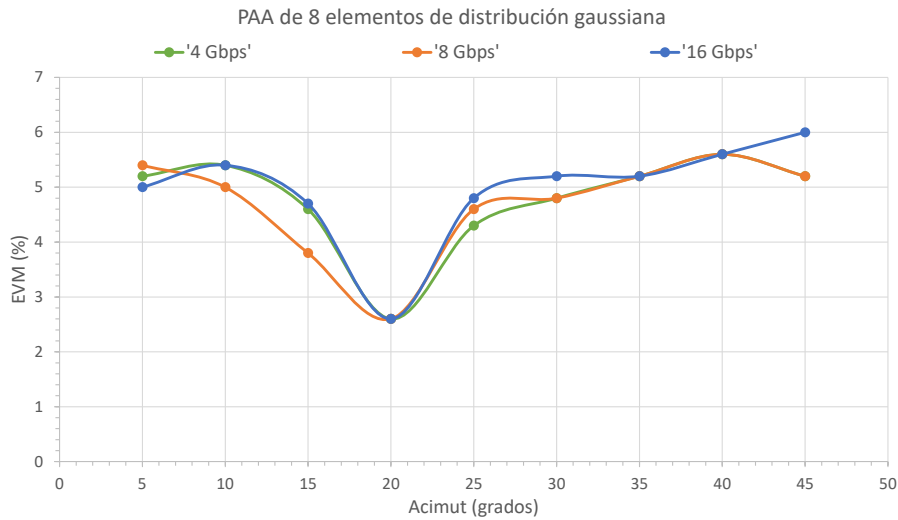


Fig. 42. EVM a diferentes ángulos de apuntamiento con un PAA de 8 elementos con pesos de distribución gaussiana.

IV.3. Generación de una señal óptica en OptiSystem

Para poder llevar a cabo la conformación óptica en un futuro y con la intención de utilizar este estudio en el futuro, generamos una señal 16-QAM de 1 GHz en OptiSystem (ver Figura 43). Para

ello, utilizamos una secuencia de 32768 bits que será modulados y multiplexados por división de frecuencias ortogonales en 512 subportadoras de 1024 puntos y posteriormente enviados a un láser de modulación directa para imprimir los datos en una portadora de 2 GHz. Para subir la señal a la frecuencia deseada, utilizaremos una señal sinusoidal a modo de oscilador local a 39 GHz. Tras una serie de etapas de amplificación óptica, filtrado y atenuación, la señal es enviada a un fotodetector PIN de responsividad 0.6 A/W para su conversión opto-eléctrica. Finalmente, atendiendo al esquema, amplificamos la señal y la filtramos con un filtro gaussiano paso-banda para visualizar el espectro y demodular la señal recibida. En la Figura 44 podemos ver el espectro y la constelación de la señal recibida en OptiSystem.

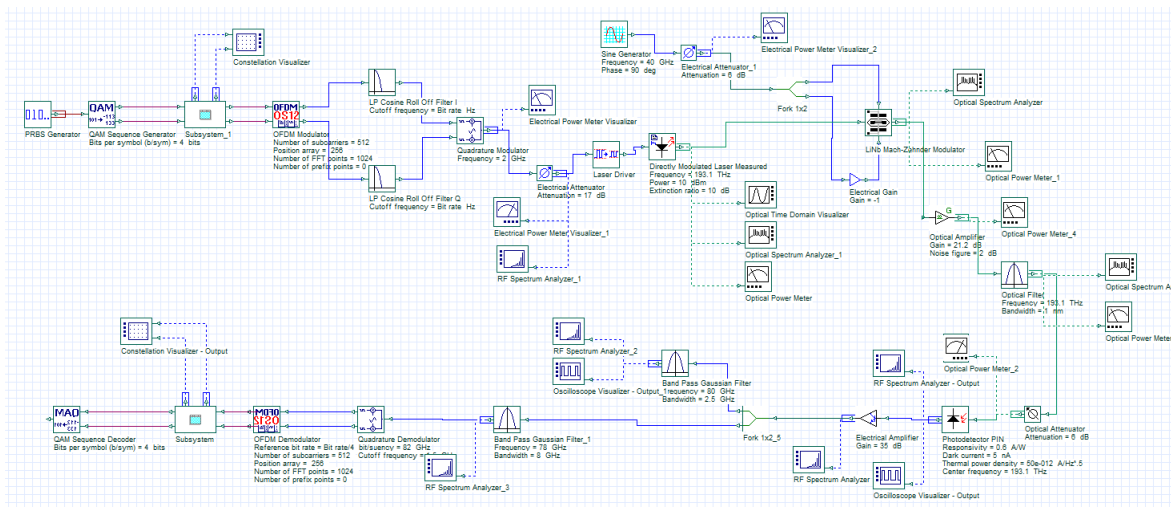


Fig. 43. Esquema de OptiSystem para la generación de una señal óptica de 1 GHz.

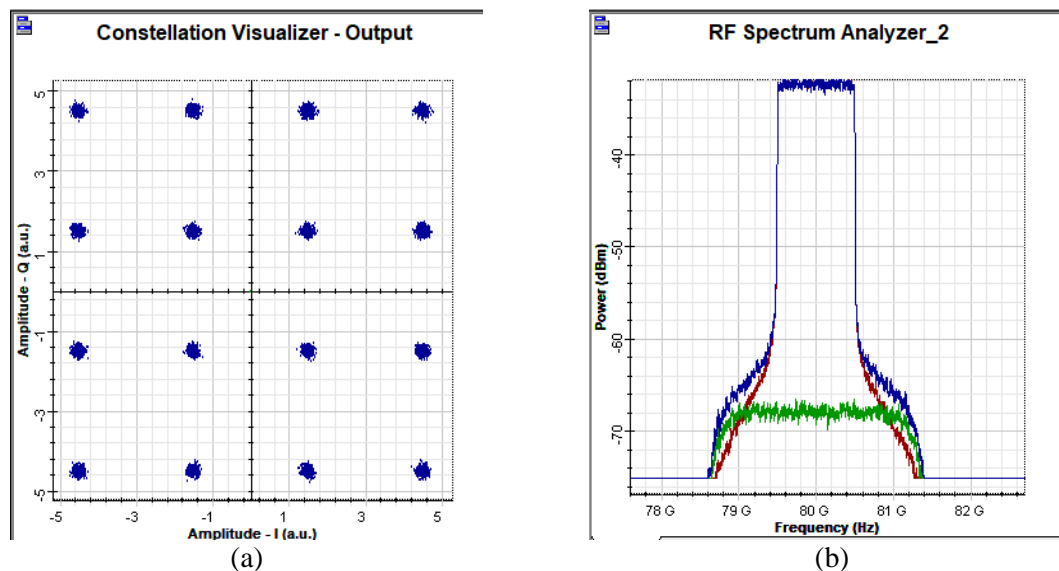


Fig. 44. Modulación 16-QAM y espectro de la señal recibida en OptiSystem.

IV.4. Líneas de retardo para la conformación óptica de antenas de microondas

La conformación de haces óptica ofrece múltiples ventajas frente a la conformación analógica/digital de haces de onda milimétrica. Si bien por un lado la tecnología fotónica permite

diseñar circuitos compactos de bajo coste ligeros que reducen considerablemente el tamaño de los segmentos de redes, estas estructuras son además altamente reconfigurables y capaces de transmitir grandes anchos de banda con inmunidad a las interferencias electromagnéticas. Por estas razones, la conformación de haces óptica ha sido estudiada desde hace décadas como implementación alternativa para el control del desfase en agrupaciones de antenas. Por lo tanto, aunque no fue posible simular un esquema de conformación de haces completamente óptico, en este apartado describiremos la estructura básica de este tipo de sistemas y calcularemos los parámetros necesarios para conseguir un apuntamiento del haz en ondas milimétricas.

En la Figura 45 podemos ver que la estructura básica para la conformación óptica de haces consiste en utilizar un láser de modulación directa con un modulador Mach-Zehnder para imprimir la información a transmitir sobre una portadora óptica que será enviada a través de un tramo de fibra óptica hasta un splitter para dividir la señal en tantas partes como elementos radiantes tenga la agrupación de antenas. Para conseguir el direccionamiento del array de antenas en la dirección deseada, se deberá calcular el retardo entre elementos radiantes asociado y la longitud de los tramos de fibra necesarios para crear dicho desfase. Por último, para transmitir las distintas señales a través de las antenas se utilizará un fotodiodo al final de cada tramo de fibra para convertir la señal óptica en eléctrica y poder así alimentar las distintas antenas del array.

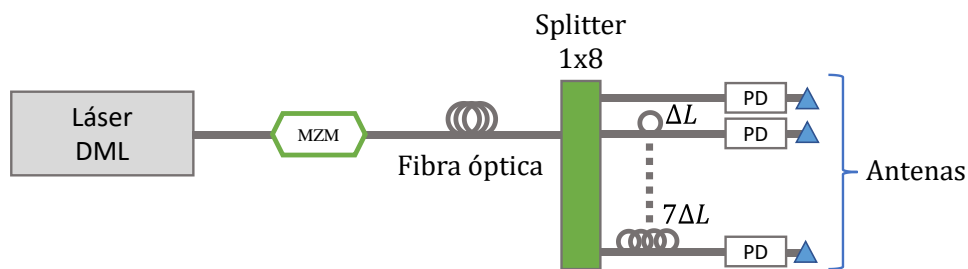


Fig. 45. Esquema de conformación de haces óptica.

A modo práctico, calcularemos los parámetros necesarios para crear los desfases entre antenas, y la longitud del tramo de fibra asociado, para dirigir un haz a 40° con una agrupación de 8 elementos a una frecuencia de 80 GHz.

Como dijimos anteriormente, la distancia entre elementos radiantes debe ser de $\lambda/2$. Teniendo en cuenta que trabajamos a una frecuencia de 80 GHz, podemos decir que la distancia entre elementos será de 1,875 mm (ver Ecuación (3)).

$$d = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 80 \cdot 10^9} = 1.875 \text{ mm} \quad (3)$$

A partir de la distancia entre antenas y teniendo en cuenta el ángulo de apuntamiento deseado, podemos calcular el retardo, el cual vendrá dado por la Ecuación (4). En nuestro caso, el retardo asociado para conseguir un direccionamiento del haz a 40° será de aproximadamente 4,02 ps.

$$\sin(\theta) = \frac{c \Delta T}{d} \rightarrow \Delta T = \frac{\sin(\theta) * d}{c} = \frac{\sin\left(\frac{40^\circ \cdot \pi}{180^\circ}\right) \cdot 1.875 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^8} \approx 4.017 \text{ ps} \approx 4.02 \text{ ps} \quad (4)$$

Suponiendo una fibra con un índice de refracción de 1,46 en el núcleo, la longitud del tramo de fibra necesario para crear el retardo calculado será de 825,5 μm (ver Ecuación (5)).

$$L_{fibra} = \frac{c \Delta T}{n} = \frac{3 \cdot 10^8 * 4.02 \cdot 10^{-12}}{1.46} \approx 825.498 \mu\text{m} \approx 825.5 \mu\text{m} \quad (5)$$

Por lo tanto, para conseguir un direccionamiento del haz a 40° con 8 elementos radiantes, los últimos siete tramos de fibra deberán incrementarse en 825.5 μm , siendo el último tramo de aproximadamente 5,78 mm más largo que el primero.

V. Conclusiones

Para la realización de este trabajo, llevamos a cabo el estudio del estado del arte de las distintas técnicas de conformación de haces existentes en la literatura, así como de las configuraciones paramétricas de los sistemas más novedosos. Como vimos, existen múltiples configuraciones de sistemas que utilizan la conformación de haces eléctrica con etapas de precodificación digital y conformación de haz analógico, pero muchos autores abogan cada vez más por la conformación de haces ópticos para cumplir con los requisitos de sistema de las redes de nueva generación, que además de resultar más económicos, tienen un tamaño reducido y altamente eficientes.

Con la simulación de distintas configuraciones de agrupaciones de antenas en MATLAB, fuimos capaces de prever y deducir las posibles causas de la degradación de la señal a ciertos ángulos durante el análisis en Simulink; pero, sobre todo, nos permitió comprender como las distintas agrupaciones de antenas se comportaban a diferentes frecuencias, y cómo sus patrones de radiación cambiaban al aplicar los desfases para el direccionamiento del haz. Además, comprobamos que distintas distribuciones de pesos en los elementos radiantes pueden ayudar a conseguir haces más directivos con lóbulos laterales más reducidos. Por su parte, el diseño, modelado y simulación de un sistema de conformación eléctrica de ondas milimétricas en Simulink sirvió de aprendizaje a la hora de manejar cadenas de RF y simular agrupaciones de elementos radiantes.

Finalmente, la última etapa de este proyecto se centró en la generación de una señal óptica en OptiSystem, y la caracterización de conformador de haces óptico que nos servirá en futuras líneas de investigación para continuar desarrollando conformados ópticos con líneas de retardo e incorporando redes de difracción de Bragg. De esta forma, podremos evaluar el impacto de la transmisión óptica en la conformación de haces y experimentar implementando técnicas de conformación mixtas en las simulaciones, lo que nos permitirá evaluar la aplicación de estas técnicas en escenarios concretos con vistas al desarrollo de las redes de nueva generación con escenarios multicelda y multiusuario. Dado que el trabajo experimental asociado enmarcado en los proyectos de investigación activos en el PRL ha demostrado la generación fotónica de la señal de ondas milimétricas, cuyo esquema se ha implementado con OptiSystem en el este trabajo de Fin de Máster, el siguiente paso será incorporar el enlace de radiofrecuencia a 40 GHz.

VI. Bibliografía

- [1] K. David and H. Berndt, "6G vision and requirements: Is there any need for beyond 5G?", IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 13, pp.72–80, 2018.
- [2] Cisco. Cisco Visual Networking Index 2019: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022. Cisco. [online]
- [3] G. Chang and Y. Chen, "Key Fiber Wireless Integrated Radio Access Technologies for 5G and Beyond," 2019 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) and 2019 International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC), 2019, pp. 1-3, doi: 10.23919/PS.2019.8817875.
- [4] C. Lim et al., "Evolution of Radio-Over-Fiber Technology", Journal of Lightwave Technology, vol. 37, pp. 1647-1656, 2019.
- [5] Recommendation ITU-R M.2083-0. IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond. [online] https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-I!!PDF-E.pdf.
- [6] Recommendation ITU-R M.2150-0. Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2020 (IMT-2020). [online] https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2150-0-202102-I!!PDF-E.pdf.
- [7] ARM Solutions (2020) Managing the Future of Cellular: What 5G Means for the Radio Access Network (RAN) [White paper] file:///C:/Users/user/AppData/Local/Temp/managing-the-future-of-cellular.pdf
- [8] HUAWEI (2020) 5G Spectrum Public Policy Position [White paper] https://www-file.huawei.com/-/media/corporate/pdf/public-policy/public_policy_position_5g_spectrum_2020_v2.pdf?la=en
- [9] The 5G Infrastructure Association (5G IA) (2021) European Vision for the 6G Network Ecosystem [White paper] <https://5g-ppp.eu/wp-content/uploads/2021/06/WhitePaper-6G-Europe.pdf>, DOI: 10.5281/zenodo.5007671
- [10] L. Vallejo; J. Mora; D.N. Nguyen; J. Bohata; V. Almenar; S. Zvanovec; B. Ortega, "On the 40 GHz Remote versus Local Photonic Generation for DML-based C-RAN Optical Fronthaul," in Journal of Lightwave Technology, doi: 10.1109/JLT.2021.3102818.
- [11] SECRETARÍA DE ESTADO PARA LA SOCIEDAD DE LA INFORMACIÓN Y LA AGENDA DIGITAL (2017) Plan Nacional 5G 2018-20 [online] https://avancedigital.mineco.gob.es/5G/Documents/plan_nacional_5g.pdf
- [12] La Moncloa. 21/07/2021. Finaliza la licitación de frecuencias de la banda de 700 MHz [Prensa/Actualidad/Asuntos Económicos y Transformación Digital]
- [13] ETSI TS 138 101-1 V16.5.0 (2020-11) 5G NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone [online] https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138100_138199/13810101/16.05.00_60/ts_13810101v160500p.pdf
- [14] I. F. Akyildiz, S. Nie, S.C. Lin, M. Chandrasekaran, "5G roadmap: 10 key enabling technologies", Computer Networks, 2016, Vol. 106, pp. 17-48, ISSN 1389-1286, DOI:10.1016/j.comnet.2016.06.010.
- [15] E. Ruggeri et al., "A 5G Fiber Wireless 4Gb/s WDM Fronthaul for Flexible 360° Coverage in V-Band massive MIMO Small Cells," in Journal of Lightwave Technology, vol. 39, no. 4, pp. 1081-1088, 15 Feb.15, 2021, doi: 10.1109/JLT.2020.3029608.
- [16] U. Habib, M. Steeg, A. Stöhr and N. J. Gomes, "Single Radio-Over-Fiber Link and RF Chain-Based 60 GHz Multi-Beam Transmission," in Journal of Lightwave Technology, vol. 37, no. 9, pp. 1974-1980, 1 May1, 2019, doi: 10.1109/JLT.2019.2896778.
- [17] W. Roh et al., "Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results," IEEE Commun. Mag., vol. 52, no. 2, Feb. 2014, pp. 106–13.
- [18] Y. Li, S. Ghafoor, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar and L. Hanzo, "Analogue Wireless Beamforming Exploiting the Fiber-Nonlinearity of Radio Over Fiber-Based C-RANs," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 3, pp. 2802-2813, March 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2893589.
- [19] K et al., "60 GHz-Band photonic-integrated array-antenna and module for radio-over-fiber-based beam forming," IEICE Trans. Commun., vol. E100-B, no. 10, pp. 1717–1725, 2017.
- [20] S. Granieri, M. Jaeger, and A. Siahmakoun, "Multiple-beam fiber-optic beamformer with binary array of delay lines," J. Lightw. Technol., vol. 21, no. 12, pp. 3262–3272, Dec. 2003.

- [21] M. Huang, Y. Chen, P. Peng, H. Wang and G. Chang, "A Full Field-of-View Self-Steering Beamformer for 5G mm-Wave Fiber-Wireless Mobile Fronthaul," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 6, pp. 1221-1229, 15 March 2020, doi: 10.1109/JLT.2019.2956667.
- [22] F. Mihret, P. Kumar and T. Srinivas, "Hybrid Photonic Beamforming for 5G Downlink Millimeter Wave MIMO Communication," *2020 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (CONECCT)*, Bangalore, India, 2020, pp. 1-6. doi: 10.1109/CONECCT50063.2020.9198561

VII. ANEXOS

ANEXO I: Patrones de radiación

Tabla 5. Código para representar los patrones de radiación de distintos arrays lineales.

```

%% Phased Array
clc, clear all, close all

% parameters
c= 3e8;
f1 = 40e9;
f2 = 80e9;
lambda = c/f2;
distElmts = 0.5*lambda
numElemts = 8;
taper4 = [1 1 1 1];
taper8_1 = [1 1 1 1 1 1 1 1];
taper8_2 = [0.4 0.6 0.8 1 1 0.8 0.6 0.4];
apuntamiento = [20;30]; % acimut, elevacion

%% phased array ULA

% isotropic by default
array = phased.ULA('NumElements',numElemts,'ElementSpacing',distElmts,
'ArrayAxis', 'y', 'Taper',taper8_1);
% Plot array
viewArray(array, 'ShowNormals', true, 'ShowTaper',true);

%% delays
delay = phased.ElementDelay('SensorArray',array);
tau = delay(apuntamiento);

% Negative delays indicate that the signal arrives at an element before
% reaching the phase center of the array

%% fases
% Steering for each element
steervec = phased.SteeringVector('SensorArray',array);
sv1 = steervec(f1,apuntamiento);
sv2 = steervec(f2,apuntamiento);
PhaseShift = angle(sv2)*180/pi

%% Array Response - 3D radiation pattern

% 40 GHz - Sin/Con Steering
figure
subplot(211)
pattern(array, f1,'Type', 'directivity');
legend('40 GHz');
subplot(212)
pattern(array, f1,'Type', 'directivity','Weights',sv1);
legend('40 GHz');
sgtitle('Sin y Con Steering')

% 80 GHz - Sin/Con Steering
figure
subplot(211)
pattern(array, f2,'Type', 'directivity');
legend('80 GHz');
subplot(212)
pattern(array, f2,'Type', 'directivity','Weights',sv2);
legend('80 GHz');
sgtitle('Sin y Con Steering')

%% Array Response - 2D radiation pattern

% Directividad

% Azimut
figure
subplot(121), legend('40 GHz','80 GHz')

```

```

pattern(array,f1,-180:180,0,'CoordinateSystem','polar', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','directivity')
hold on,
pattern(array,f2,-180:180,0,'CoordinateSystem','polar', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','directivity')
hold off

subplot(122),legend('40 GHz','80 GHz')
pattern(array,f1,-180:180,0,'CoordinateSystem','polar', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','directivity','Weights',sv1)
hold on,
pattern(array,f2,-180:180,0,'CoordinateSystem','polar', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','directivity','Weights',sv2)
hold off
sgtitle('Directividad - Sin/Con Steering')

% Elevacion
figure
subplot(121), legend('40 GHz','80 GHz')
pattern(array,f1,0,-90:90,'CoordinateSystem','polar', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','directivity')
hold on,
pattern(array,f2,0,-90:90,'CoordinateSystem','polar', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','directivity')
hold off

subplot(122),legend('40 GHz','80 GHz')
pattern(array,f1,0,-90:90,'CoordinateSystem','polar', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','directivity','Weights',sv1)
hold on,
pattern(array,f2,0,-90:90,'CoordinateSystem','polar', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','directivity','Weights',sv2)
hold off
sgtitle('Directividad - Sin/Con Steering')

% Potencia Normalizada

% Azimut
figure
subplot(211),legend('40 GHz','80 GHz');
pattern(array,f1,-180:180,0,'CoordinateSystem','rectangular', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','powerdb', 'Normalize',true)
hold on,
pattern(array,f2,-180:180,0,'CoordinateSystem','rectangular', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','powerdb', 'Normalize',true)
hold off

subplot(212),legend('40 GHz','80 GHz');
pattern(array,f1,-180:180,0,'CoordinateSystem','rectangular', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','powerdb','Weights',sv1, 'Normalize',true)
hold on,
pattern(array,f2,-180:180,0,'CoordinateSystem','rectangular', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','powerdb','Weights',sv2, 'Normalize',true)
hold off
sgtitle('Potencia normalizada - Sin/Con Steering')

% Elevacion
figure
subplot(211),legend('40 GHz','80 GHz');
pattern(array,f1,0,-90:90,'CoordinateSystem','rectangular', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','powerdb', 'Normalize',true)
hold on,
pattern(array,f2,0,-90:90,'CoordinateSystem','rectangular', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','powerdb', 'Normalize',true)
hold off

subplot(212),legend('40 GHz','80 GHz');
pattern(array,f1,0,-90:90,'CoordinateSystem','rectangular', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','powerdb','Weights',sv1, 'Normalize',true)
hold on,
pattern(array,f2,0,-90:90,'CoordinateSystem','rectangular', ...
        'PropagationSpeed',c,'Type','powerdb','Weights',sv2, 'Normalize',true)
hold off
sgtitle('Potencia normalizada - Sin/Con Steering')

```

ANEXO II: Modelo de Simulink

Transmisor 16-QAM

La Figura 46 muestra el transmisor de señales diseñado. Como puede observarse, se trata de un generador de bits seguido de un modulador 16-QAM y un filtro raíz de coseno alzado con un factor de roll-off de 0.2. Además, antes de transmitir la señal la pasamos por un bloque de 3 dB de ganancia. Antes de transmitir la señal la pasamos por un bloque de 3 dB de ganancia.

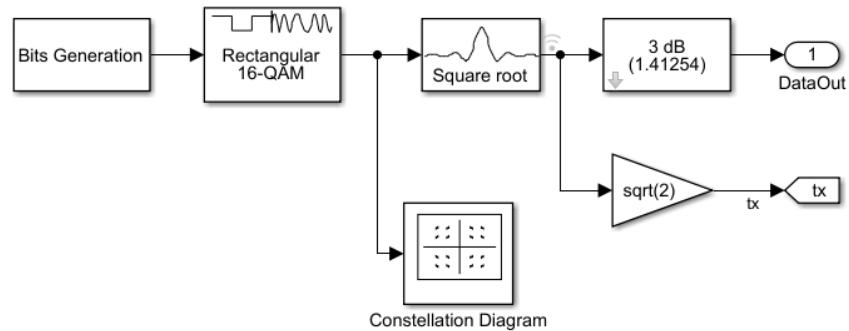


Fig. 46. Bloque transmisor 16-QAM.

Generador de bits

En la Figura 47 podemos ver que, para la generación de bits utilizamos un bloque generador de código Barker de 13 bits que será repetido 4 veces y utilizado como cabecera del frame. El resto de bits tendrán una distribución Bernoulli que pasaremos por un mezclador para mejorar la densidad de la transmisión de datos y facilitar la estimación del offset.

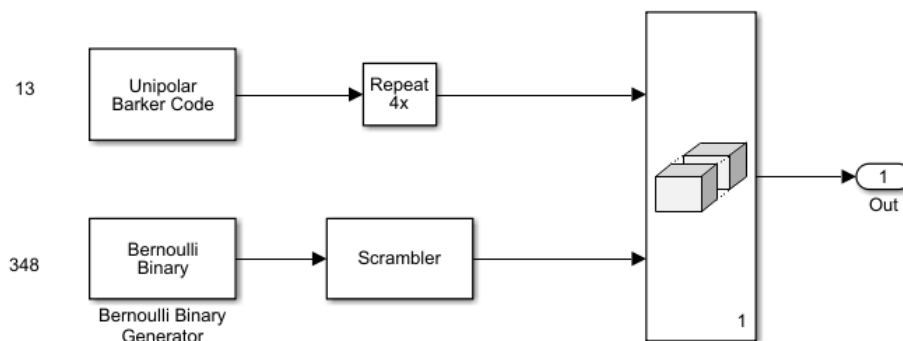


Fig. 47. Bloque generador de bits.

Agrupación de antenas

El conformador de haces está compuesto por una ventana Hamming por la que pasamos la señal transmitida antes de descomponerla en sus partes real e imaginaria para pasarla por los bloques de RF que se encargarán de subirla a 80 GHz con un oscilador local de 5 GHz. El último paso antes de transmitir la señal al array es aumentar su potencia en 12 dB y dividirla en tantos desfases como deseemos mediante divisores Wilkinson (ver Figura 48).

En nuestro caso, utilizamos un script de Matlab para calcular las fases que deberán aplicarse a cada desfaseador (ver ANEXO III) y emularemos un array de antenas con el bloque S-parameter. Por último, sumamos las señales y las transmitimos como una única señal a través del bloque Narrowband Transmit Array.

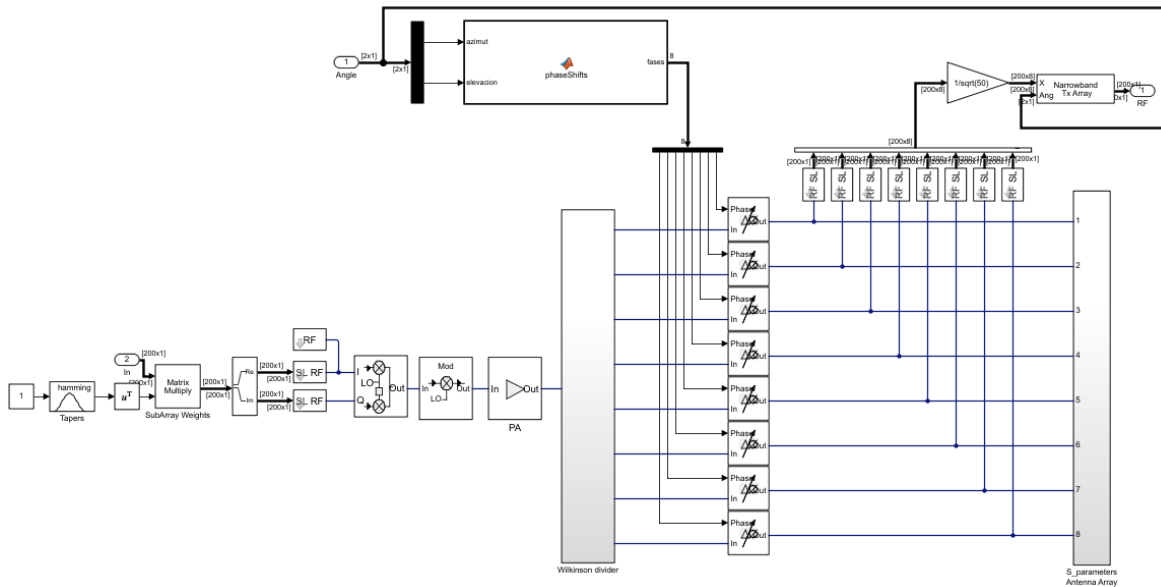


Fig. 48. Bloque conformador de haces.

Array de recepción

Para poder calcular el ángulo estimado de llegada, utilizamos dos bloques de arrays de recepción de 4 elementos orientados en los ejes ‘y’ y ‘z’, y los pasamos por un par de bloques Root MUSIC DOA comúnmente utilizados para este tipo de tareas (ver Figura 49). Para poder calcular el acimut, deberemos hacer la conversión con el bloque broadside2az.

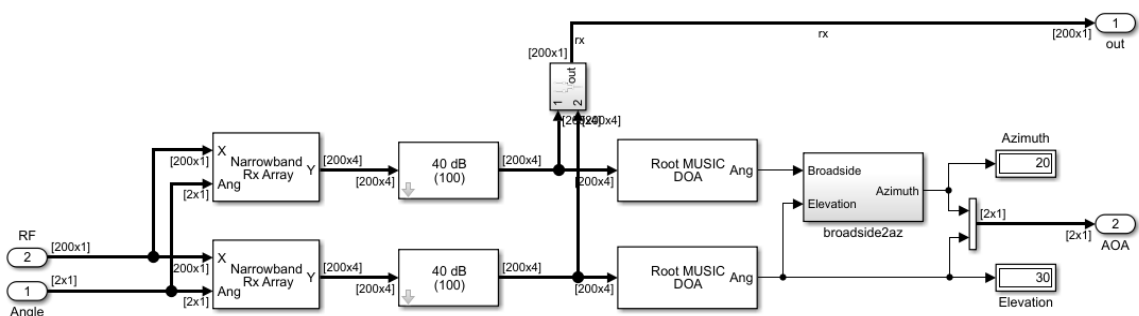


Fig. 49. Bloque de array de recepción.

Receptor 16-QAM

El receptor diseñado consta simplemente de un controlador de ganancia automática (ACG) seguido de un filtro de raíz de coseno alzado equivalente al de transmisión y un sincronizador de portadora con un factor de amortiguamiento de 0.7071 (ver Figura 50).

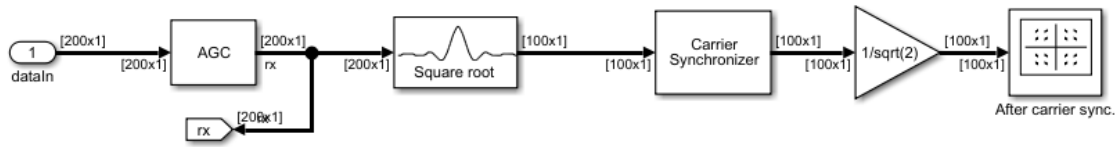


Fig. 50. Bloque receptor 16-QAM.

ANEXO III: Cálculo del desfase entre elementos

Tabla 6. Código para calcular los desfases a aplicar en los arrays.

```
function fases = phaseShifts(azimut, elevacion)

c= 3e8;
f = 80e9;
lambda = c/f;

distElmts = 0.5*lambda;
numElmts = 8;
taper = [1 1 1 1 1 1 1 1]

%% phased array ULA

array = phased.ULA('NumElements',numElmts,'ElementSpacing',distElmts,
'ArrayAxis', 'z', 'Taper',taper);

%% fases

steervec = phased.SteeringVector('SensorArray',array);
sv = steervec(f,[azimut;elevacion]); % azimut, elevacion
fases = -angle(sv)*180/pi
```