

SORUS

Validación y optimización conjunta de RIS y vRANs

SORUS-RIS A3.2-E1

DISEÑO DE LA PLATAFORMA

Revisión	Autor	Fecha de entrega	Cambios
Versión 01	Jose Ayala Romero, Andrés García Saavedra	31/08/2023	Versión Inicial
Versión 02	Luis Roda Sánchez, Jorge San Martín Gómez	08/09/2023	Revisión y actualización de tablas y resumen ejecutivo y conclusiones.

Exención de responsabilidad:

El apoyo de la Comisión Europea a la elaboración de esta publicación no constituye una aprobación de su contenido, que refleja únicamente las opiniones de los autores, y la Comisión no se hace responsable del uso que se pueda hacer de la información aquí difundida.

CONTENIDOS

LISTA DE ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS	3
LISTA DE FIGURAS	4
LISTA DE TABLAS	5
1 RESUMEN EJECUTIVO	6
2 INTRODUCCIÓN	7
2.1. TRABAJO PREVIO RELACIONADO	8
2.2. RESUMEN DEL DISEÑO PROPUESTO EN ESTE ENTREGABLE	8
3 DISEÑO DE LA RIS.....	10
4 CODEBOOK	12
4.1. CODEBOOK PARA CONDICIONES DE PROPAGACIÓN DE CAMPO LEJANO	12
4.2. CODEBOOK PARA CONDICIONES DE PROPAGACIÓN DE CAMPO CERCANO	13
4.3. CODEBOOK PARA GENERAR HACES MULTI-USUARIO	14
5 CONCLUSIONES.....	16

LISTA DE ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS

Tabla 1. Lista de abreviaturas y acrónimos

Abreviatura	Explicación/Definición
AF	Amplify and Forward
AoA	Angle of Arrival
AoD	Angle of Departure
BS	Base Station
CSI	Channel State Information
IA	Inteligencia Artificial
IoT	Internet of Things
LA	Learning Agent
LoS	Line of Sight
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
mmWave	millimeter Wave
MRT	Maximal Ratio Transmission
MSE	Mean Squared Error
NLoS	Non-Line of Sight
RAN	Radio Access Network
RF	Radio Frequency
RIS	Reconfigurable Intelligent Surface
SDR	SemiDefinite Relaxation
SINR	Signal to Interference & Noise Ratio
SMSE	Sum of Mean Squared Errors
SNR	Signal-to-Noise Ratio
UE	User Equipment
UPA	Uniform Planar Array

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1: DISEÑO DE UNA PLACA RIS Y DE UNA UNIDAD REFLECTANTE	9
FIGURA 2: RIS CON SUPERFICIE REFLECTANTE ADAPTABLE.	11
FIGURA 3: RIS MULTI-PLACA	11

LISTA DE TABLAS

TABLA 1. LISTA DE ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS..... 3

1 RESUMEN EJECUTIVO

En este documento se incluyen los requerimientos impuestos para conseguir una RIS pasiva, escalable y sostenible. A diferencia de otros trabajos, se propone un diseño de RIS con características de modularidad y capaz de ofrecer una resolución de 3 bits, lo que permite codebooks de alta resolución espacial. Se propone un diseño de RIS utilizando un conmutador RF, que reduce el coste de control de las células reflectoras respecto a soluciones basadas en diodos PIN, y la utilización de dos buses denominados buses de selección de celda y selección de fase, que posibilitan la escalabilidad.

Con este diseño se podrían construir codebooks de conformación de haz que nos permitirán configurar nuestra RIS en tres escenarios diferentes: dentro de las transmisiones con un solo usuario, existen dos opciones i) condiciones de propagación de campo lejano y ii) propagación de campo cercano entre la terna transmisor-RIS-usuario; y el caso de transmisión multiusuario, también válido para ambas posibilidades.

2 INTRODUCCIÓN

La llegada de las redes móviles 6G exige un cambio de paradigma en los sistemas de comunicación inalámbrica, priorizando no sólo las altas tasas de transmisión de datos y la baja latencia, sino también considerando la sostenibilidad del sistema. La eficiencia energética es una preocupación primordial, lo que motiva la exploración de soluciones escalables e innovadoras para mitigar el impacto medioambiental. En este contexto, las superficies inteligentes reconfigurables (*Reconfigurable Intelligent Surfaces* o RIS, por sus siglas en inglés) han captado la atención de la comunidad investigadora y de la industria considerándola una tecnología clave para los sistemas móviles de próxima generación¹.

A pesar del reciente entusiasmo sobre el tema, impulsado principalmente por modelos teóricos y simulaciones², los estudios empíricos al respecto son escasos debido a la falta de prototipos RIS accesibles y asequibles³. Una RIS es esencialmente una estructura plana con células reflectantes que pueden alterar programáticamente la respuesta electromagnética de las señales de radiofrecuencia (RF) incidentes, como cambios en fase, amplitud o polarización. De hecho, las RIS introducen un nuevo paradigma⁴ donde el canal inalámbrico, tradicionalmente tratado simplemente como una restricción a la hora de optimizar el sistema, juega un papel activo sujeto a optimización en sí mismo con el potencial de aumentar la eficiencia energética de las redes móviles en más del 50%.⁵

Lo anterior nos motiva a diseñar una RIS pasiva, escalable y sostenible, que deberá cumplir con los siguientes requisitos:

- Debe (re)dirigir señales RF con mínima pérdida de potencia.
- No debe utilizar componentes RF activos.
- Debe minimizar la energía requerida para reconfigurar sus células reflectantes.
- Debe ser reconfigurable en tiempo real.
- Debe ser susceptible a una producción a bajo coste y gran escala.

¹ C. Pan, et al., Reconfigurable intelligent surfaces for 6g systems: Principles, applications, and research directions, *IEEE Communications Magazine* 59 (6) (2021) 14–20.

² P. Mursia, S. Phang, V. Sciancalepore, G. Gradoni, M. D. Renzo, SARIS: Scattering aware reconfigurable intelligent surface model and optimization for complex propagation channels, *IEEE Wireless Communications Letters* (2023). doi:10.1109/LWC.2023.3299304.

³ M. Di Renzo, A. Zappone, M. Debbah, M.-S. Alouini, C. Yuen, J. de Rosny, S. Tretyakov, Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 38 (11) (2020) 2450–2525. doi:10.1109/JSAC.2020.3007211.

⁴ A. Albanese, et al., MARISA: A Self-configuring Metasurfaces Absorption and Reflection Solution Towards 6G, in: *IEEE INFOCOM 2022 - IEEE Conference on Computer Communications, 2022*, pp. 250–259.

⁵ Z. Yang, et al., Energy-efficient wireless communications with distributed reconfigurable intelligent surfaces, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 21 (1) (2022) 665–679.

2.1. Trabajo previo relacionado

Dentro de la literatura existente sobre diseños RIS previos, Yezhen et al.⁶ revelan una RIS de 16x16 células reflectantes que opera a 28 GHz de RF, mientras que Trichopoulos et al.⁷ introducen una RIS de 16x10 que trabaja en sub-6 GHz con una unidad de control basada en Arduino donde solo se pueden configurar grupos de elementos. Ambas soluciones implementan una RIS basada en diodos PIN con un desplazamiento de fase de resolución de 1 bit. Además, el prototipo presentado por Dai et al.⁸ obtiene una cuantización de fase de 2 bits usando 5 diodos PIN por célula reflectante de RIS, mientras que en el trabajo de Hu et al.⁹ el uso de 3 diodos PIN permite 8 desplazamientos de fase. Fara et al.¹⁰ presentan una RIS de 14x14 células reflectantes basada en diodos varactor, que permite un control continuo de los desplazamientos de fase a costa de requerir amplio rango en voltajes de control, que generalmente es difícil de lograr.

Por otro lado, las implementaciones basadas en conmutadores RF permiten un coste más bajo con respecto a los diodos PIN utilizados para controlar las unidades reflectoras. En particular, Tan et al.¹¹ presentan un prototipo de RIS con reflectores de 14x16 a 60 GHz. Los elementos reflectantes están colocados a más de una λ de distancia para reducir el acoplamiento mutuo a expensas de un ángulo de escaneo máximo más estricto (λ es la longitud de onda operativa). Arun et al.¹² montan 40 reflectores en placas de circuito impreso (PCB, por sus siglas en inglés), con una altura de $\lambda/4$, un ancho de $\lambda/10$ y están separados $\lambda/10$ tanto en el eje x como en el eje y. Finalmente, la solución de Dunna et al.¹³ permite configuraciones singulares de los elementos, reduciendo así el número de pines utilizados en el lado del controlador. Esta RIS está compuesta por 4x4 antenas *patch* que operan a 5 GHz y se controlan con un desplazador de fase de 2 bits construido con el método de línea de transmisión.

2.2. Resumen del diseño propuesto en este entregable

Además de cumplir con los requisitos arriba propuestos para una RIS, nuestro enfoque ofrece características adicionales en comparación con trabajos anteriores. A diferencia de los enfoques

⁶ L. Yezhen, et al., A novel 28 ghz phased array antenna for 5g mobile communications, ZTE Communications 18 (3) (2020) 20–25.

⁷ G. Trichopoulos, et al., Design and evaluation of reconfigurable intelligent surfaces in real-world environment, arXiv preprint arXiv:2109.07763 (2021).

⁸ L. Dai, et al., Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results, IEEE Access 8 (2020) 45913–45923.

⁹ J. Hu, et al., Reconfigurable intelligent surface based rf sensing: Design, optimization, and implementation, IEEE Journal on Selected Areas in Communications 38 (11) (2020) 2700–2716.

¹⁰ R. Fara, et al., A prototype of reconfigurable intelligent surface with continuous control of the reflection phase, arXiv preprint arXiv:2105.11862 (2021).

¹¹ X. Tan, Z. Sun, D. Koutsonikolas, J. M. Jornet, Enabling indoor mobile millimeter-wave networks based on smart reflect-arrays, in: IEEE INFOCOM 2018-IEEE Conference on Computer Communications, IEEE, 2018, pp. 270–278.

¹² V. Arun, H. Balakrishnan, Rfocus: Beamforming using thousands of passive antennas, in: USENIX NSDI, 2020, pp. 1047–1061.

¹³ M. Dunna, et al., Scattermimo: Enabling virtual mimo with smart surfaces, in: ACM MobiCom, 2020, pp. 1–14.

basados en diodos, generalmente limitados a desplazadores de fase de 1 bit, nuestro diseño tiene una **resolución de 3 bits**, lo que permite *codebooks* de alta resolución espacial.

Además, nuestro **diseño modular** permite coordinar múltiples (M) placas, y por lo tanto, permite estructuras verdaderamente escalables y adaptativas de superficies $M \times N_x \times N_y$, de manera flexible, donde N_x y N_y son el número de células o unidades reflectantes en el eje x e y , respectivamente.

Otra característica única de nuestro diseño es la capacidad de **absorción total** de la energía de la señal en unidades configuradas para ello, lo que abre varias posibilidades. Por ejemplo, podemos apagar efectivamente los componentes reflectantes deseados, lo que nos permite optimizar virtualmente la forma y el tamaño de la RIS para cumplir con las restricciones del sistema. Apagar una celda en una RIS no es trivial cuando una celda está diseñada específicamente para reflejar señales de forma pasiva, sin una alimentación directa de energía que se pueda administrar.

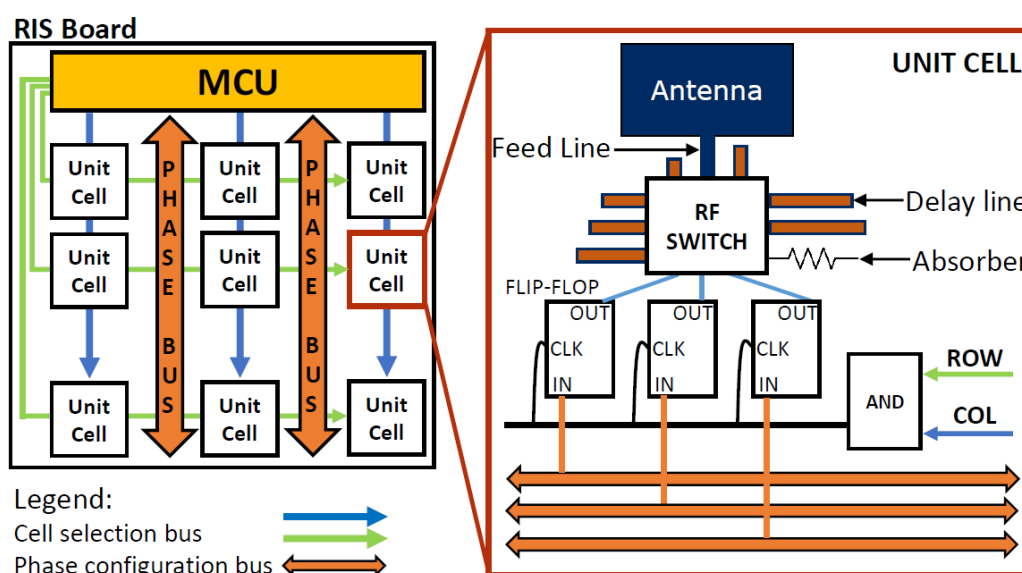


Figura 1: Diseño de una placa RIS y de una unidad reflectante

3 DISEÑO DE LA RIS

El principal propósito de nuestra RIS es realizar conformación de haz (beamforming, en inglés) 3D de manera pasiva, es decir, reenfocar la energía recibida de las señales de RF incidentes hacia direcciones específicas sin componentes RF activos (que consumen energía). La

Figura 1 ilustra una placa compuesta por una cuadrícula de celdas unitarias $N_x \times N_y$ distribuidas en un arreglo bidimensional. Las celdas unitarias son elementos que pueden reflejar señales RF con desplazamientos de fase configurables.

Los desplazamientos de fase son configurados por una unidad basada en microcontrolador (MCU, por sus siglas en inglés), que puede ser programada desde un controlador externo. Los diseños convencionales de RIS se caracterizan por conexiones dedicadas $N_x \times N_y$ desde la MCU a cada celda unitaria. Sin embargo, las MCUs solo admiten un número limitado de tales conexiones, lo que limita el número máximo de celdas y, en consecuencia, las ganancias de conformación de haz alcanzables.

Un enfoque más escalable es conectar cada celda con un par de buses, denominados *buses de selección de celda* de columna/fila, que seleccionan la celda a configurar, y un *bus de configuración de fase*, que comunica el índice de configuración deseado de un conjunto discreto de posibles configuraciones. De esta manera, reducimos la complejidad del diseño de $N_x \times N_y$ a conexiones $N_x + N_y$ por placa, lo que mejora la escalabilidad del número de elementos reflectantes o celdas unitarias por placa.

Como se muestra en el lado derecho de la

Figura 1, cada celda unitaria conecta ambos buses de selección de columna/fila con una compuerta AND. Por lo tanto, cuando la MCU establece un estado de alto voltaje en la fila x y columna y , la MCU activa el bus de configuración para la celda unitaria (x,y) , mientras que todas las demás compuertas en la placa emitirán un estado de bajo voltaje (0 V). Cada celda también integra un conjunto de flip-flops D, que aprovecha el estado alto saliendo de la compuerta AND como un borde ascendente para actualizar y enviar el valor almacenado en la memoria.

Diseñamos nuestra RIS con desplazadores de fase de 3 bits, lo que permite codebooks de alta resolución espacial. Por lo tanto, cada celda utiliza tres buses de configuración de fase de 1 bit y tres flip-flops. Estos últimos están conectados a los puertos de configuración de un conmutador RF. Un conmutador RF es un componente que puede redirigir la señal RF recibida de un puerto de entrada hacia un puerto de salida, según lo indicado por los puertos de configuración. El puerto de entrada está conectado a una antena patch, la responsable última de interactuar con el medio, a través de una línea de alimentación. Cada puerto de salida (excepto uno) utiliza una línea de retardo de extremo abierto con una longitud adecuadamente diseñada para reflejar las señales incidentes con un retraso de tiempo específico, desplazando la fase de la señal.

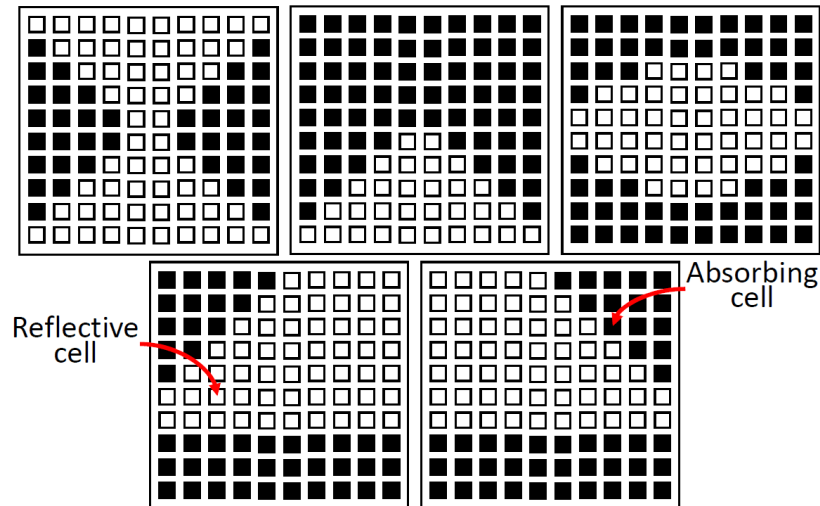


Figura 2: RIS con superficie reflectante adaptable.

Reservamos un puerto de salida del conmutador RF para conectar un absorbedor, un componente de adaptación de impedancia que absorbe la energía de las señales entrantes en lugar de reflejarlas. Llamamos a esta configuración: *estado de absorción*, y nos permite optimizar virtualmente el área reflectante de la RIS para cumplir con las restricciones del sistema. Por ejemplo, podemos adaptarnos de manera flexible a diferentes restricciones de tiempo al optimizar la configuración de la RIS, lo que lleva más tiempo cuanto mayor es el número de celdas activas en la RIS. Esto se ilustra en la Figura 2. Alternativamente, se puede emplear un recolector de energía para reutilizar la energía disipada para alimentar una MCU de bajo consumo, convirtiéndose en placas auto-sostenibles, lo cual dejamos para trabajos futuros.

El diseño de nuestra RIS es **modular**: como se muestra en la Figura 3, se pueden coordinar múltiples placas a través de un bus común. La disposición de las celdas unitarias en diferentes placas ha sido cuidadosamente diseñada para tener una separación de $\lambda/2$, donde λ es la longitud de onda operativa. Este diseño modular permite aumentar/disminuir el área física de la estructura RIS sin comprometer la distancia entre celdas, como se muestra en la Figura 2.

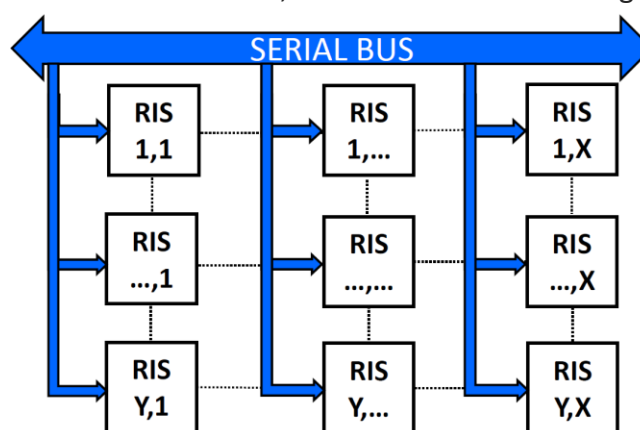


Figura 3: RIS multi-placa

4 CODEBOOK

A continuación, detallamos el procedimiento propuesto para construir codebooks de conformación de haz que nos permitirán configurar nuestra RIS en tres escenarios diferentes. En primer lugar, en el caso de transmisión de un solo usuario, distinguimos entre (i) condiciones de propagación de campo lejano y (ii) condiciones de propagación de campo cercano entre la RIS y tanto el transmisor como el usuario. Además, discutimos el caso de (iii) transmisión multiusuario (válido tanto para condiciones de campo cercano como de campo lejano).

4.1. Codebook para condiciones de propagación de campo lejano

Una placa RIS se puede modelar como un arreglo planar uniforme (UPA, en sus siglas en inglés) compuesto por $N = N_x \times N_y$ elementos reflectantes (antenas). Por tanto, bajo condiciones de propagación de canal en campo lejano, definimos la respuesta del UPA en la RIS para los ángulos de dirección $\bar{\theta}, \bar{\phi}$ a lo largo del azimut y la elevación, respectivamente, como

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{\phi}) &\triangleq \mathbf{a}_x(\bar{\theta}) \otimes \mathbf{a}_y(\bar{\phi}) \\ &= [1, e^{j2\pi\delta\cos(\bar{\theta})}, \dots, e^{j2\pi\delta(N_x-1)\cos(\bar{\theta})}] \\ &\quad \otimes [1, e^{j2\pi\delta\sin(\bar{\phi})}, \dots, e^{j2\pi\delta(N_y-1)\sin(\bar{\phi})}] \in \mathbb{C}^{N \times 1}, \end{aligned}$$

donde δ es la relación entre el espaciado de la antena y la longitud de onda de la señal (generalmente, $\delta = 0.5$). Asumiendo propagación de señal en línea de visión directa (Line of Sight o LOS, por sus siglas en inglés) y un transmisor de antena única, el canal entre este último y la RIS se da por

$$\mathbf{g} \triangleq \sqrt{\gamma_t} \mathbf{a}(\theta_t, \phi_t) \in \mathbb{C}^{N \times 1},$$

donde definimos la ganancia media de potencia del canal como $\gamma_t \triangleq \beta_0/d_t^2$, con β_0 la ganancia media de potencia del canal a una distancia de referencia. d_t representa la distancia entre el transmisor y el RIS, mientras que θ_t y ϕ_t denotan los ángulos de llegada al RIS a lo largo del azimut y la elevación, respectivamente. Con un razonamiento similar, el canal entre el RIS y el receptor de antena única se da por:

$$\mathbf{h} \triangleq \sqrt{\gamma_r} \mathbf{a}(\theta_r, \phi_r) \in \mathbb{C}^{N \times 1}.$$

La matriz que contiene la configuración RIS se define como

$$\Phi \triangleq \text{diag}[e^{j\psi_1}, \dots, e^{j\psi_N}] \in \mathbb{C}^{N \times N},$$

con $\psi_n \in \mathcal{Q}$, $\forall n$ y \mathcal{Q} the quantized RIS phase shift set. Cabe destacar que, para conservar un modelo manejable en la ecuación anterior, hemos descartado cualquier coeficiente de reflexión dependiente de la fase en la RIS. Finalmente, la señal recibida en el receptor se da por

$$\mathbf{y} \triangleq \mathbf{h}^H \Phi \mathbf{g} s + \mathbf{n} \in \mathbb{C},$$

donde $s \in \mathbb{C}$ es el símbolo transmitido y $\mathbf{n} \in \mathbb{C}$ es el término de ruido distribuido como $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$.

Definamos $\mathbf{v} \triangleq \text{diag}(\Phi^H) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ y $\bar{\mathbf{h}} \triangleq \text{diag}(\mathbf{h}^H)\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, de manera que la potencia en el receptor se maximiza dejando¹⁴

$$\mathbf{v} = \exp[j f_q(\angle \bar{\mathbf{h}})],$$

donde $f_q(\cdot)$ proyecta cada elemento del vector $\angle \bar{\mathbf{h}}$ en la ecuación anterior al elemento más cercano del conjunto \mathcal{Q} para obtener una solución viable.

Es importante destacar que el vector $\bar{\mathbf{h}}$ tiene la forma de un término de escalado multiplicado por el vector de respuesta UPA en la ecuación para $\mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{\phi})$, definida más arriba, para algunos ángulos de dirección (θ, ϕ) . Por lo tanto, para diseñar un codebook para vectores de conformación de haz RIS, creamos artificialmente N_B parejas de $\{(\theta_n, \phi_n)\}_{n=1}^{N_B}$ y generamos los correspondientes vectores de respuesta UPA $\{\bar{\mathbf{h}}_n\}_{n=1}^{N_B}$. Dada la simetría de la respuesta del arreglo alrededor del eje x para el azimut y alrededor del eje y para la elevación, y con la finalidad de ahorrar tiempo a la hora de realizar una caracterización empírica de este codebook, tomamos una rejilla regular de puntos espaciados por 3 grados en el espacio de búsqueda $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}] \times [-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}]$, tal que $N_B = 1891$. Finalmente, obtenemos las configuraciones RIS $\mathcal{V} = \{\mathbf{v}_n\}_{n=1}^{N_B}$ para cada pareja de ángulos de dirección $\{(\theta_n, \phi_n)\}_{n=1}^{N_B}$ en el codebook aplicando la expresión $\mathbf{v} = \exp[j f_q(\angle \bar{\mathbf{h}})]$, que ha sido definida anteriormente.

4.2. Codebook para condiciones de propagación de campo cercano

El modelo de canal mencionado anteriormente y el diseño de codebooks asociados son válidos en el campo lejano de la RIS, es decir, más allá del umbral de $2\frac{D^2}{\lambda}$, donde D es la distancia máxima entre dos elementos cualquiera en la RIS. Sin embargo, dada la escalabilidad ofrecida por nuestro diseño, se pueden realizar estructuras RIS masivas aprovechando la modularidad de nuestro diseño. De esta forma, inevitablemente, existe la posibilidad de que un usuario se encuentre en el campo cercano de la RIS. Por ejemplo, en comparación con una única placa RIS de 10×10 RIS, cuyo umbral de campo lejano es de 6.5 m, en el caso de una configuración RIS de 10×20 RIS, es decir, dos placas RIS conectadas horizontalmente, el umbral de campo lejano se incrementa 2.5 veces. Mientras que, en una configuración RIS de 20×20 RIS, es decir, cuatro placas RIS conectadas para formar un arreglo cuadrado, se incrementa 4 veces. Como resultado, el frente de onda del enlace del canal RIS exhibe una curvatura no despreciable. Para abordar este problema, desarrollamos un codebook de campo cercano de la siguiente manera. Dejemos que $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_N] \in \mathbb{R}^{3 \times N}$ denote la matriz que contiene las posiciones 3D de las celdas unitarias de la RIS, y que $\mathbf{p}_{TX} \in \mathbb{R}^{3 \times N}$ and $\mathbf{p}_{RX} \in \mathbb{R}^{3 \times N}$ denoten la posición 3D del transmisor y el receptor, respectivamente. Por lo tanto, expresamos el coeficiente de canal de campo cercano entre el transmisor y la celda unitaria p-th en la RIS como:

$$g_p^{nf} = \sqrt{\frac{\beta_0}{\|\mathbf{q}_p - \mathbf{p}_{TX}\|^2}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\|\mathbf{q}_p - \mathbf{p}_{TX}\|}, \quad p = 1, \dots, N$$

¹⁴ Q. Wu, et al., Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network: Joint Active and Passive Beamforming Design, IEEE Transactions on Wireless Communications 18 (11) (2018) 5394–5409.

De forma similar, el coeficiente de canal entre la celda unitaria p -th en la RIS y el receptor está dado por:

$$h_p^{nf} = \sqrt{\frac{\beta_0}{\|\mathbf{q}_p - \mathbf{p}_{RX}\|^2}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\|\mathbf{q}_p - \mathbf{p}_{RX}\|}, \quad p = 1, \dots, N$$

Para construir un codebook de conformación de haz, fijamos la posición del transmisor y el valor asociado del canal \mathbf{g}^{nf} de acuerdo a la ecuación de arriba, mientras variamos la posición del receptor como:

$$\mathbf{p}_{RX}(\theta_r, \phi_r) = d_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \sin \phi_r \\ \sin \theta_r \sin \phi_r \\ \cos \phi_r \end{bmatrix}$$

Queremos destacar aquí que la elección de d_r es irrelevante para el diseño del codebook, ya que la RIS sólo puede controlar la fase de la señal incidente. Por tanto, fijamos el valor de d_r y creamos artificialmente N_B parejas de $\{(\theta_{rn}, \phi_{rn})\}_{n=1}^{N_B}$ en una esfera 3D con un espaciado uniforme dado. Finalmente, como se detalla en la sección anterior, obtenemos las configuraciones de la RIS $\mathcal{V} := \{\mathbf{v}_n\}_{n=1}^{N_B}$ construyendo el canal equivalente $\bar{\mathbf{h}}^{nf}(\theta_r, \phi_r) = \text{diag}(\mathbf{h}^{nf}(\theta_r, \phi_r)^H) \mathbf{g}^{nf} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ y la configuración asociada de la RIS aplicando

$$\mathbf{v} = \exp[j f_q(\angle \bar{\mathbf{h}})],$$

para cada pareja (θ_{rn}, ϕ_{rn}) .

4.3. Codebook para generar haces multi-usuario

En esta sección, detallamos el enfoque propuesto para diseñar una configuración RIS de múltiples haces, es decir, una configuración en la que la señal reflejada en la RIS se maximiza en múltiples ubicaciones en el espacio (por ejemplo, para comunicaciones multicast). Para ello, empleamos un marco de optimización max-min.

Dejemos que $\{\mathbf{h}_k\}_{k=1}^K$ denote el conjunto de canales correspondientes a los K usuarios cuya señal recibida debe ser maximizada. La configuración RIS de múltiples haces optimizada se obtiene resolviendo el siguiente problema:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{v}} \quad & \min_{k=1, \dots, K} \|\mathbf{v}^H \bar{\mathbf{h}}_k\|^2 \\ \text{s. t.} \quad & |v_p|^2 = 1, \quad p = 1, \dots, N \end{aligned}$$

donde hemos definido el canal equivalente para cada usuario k como $\bar{\mathbf{h}}_k = \text{diag}(\mathbf{h}_k^H) \mathbf{g}$. Se debe tener en cuenta que, tanto \mathbf{g} como cada \mathbf{h}_k , se pueden construir de acuerdo a cualquiera de las soluciones aportadas anteriormente en la Sección 4.1 o 4.2, dependiendo de la distancia asociada entre el transmisor y la RIS, y entre el usuario k y la RIS, respectivamente.

El problema max-min descrito más arriba es no convexo debido a la restricción en cada elemento del vector de configuración RIS \mathbf{v} , que es necesario para garantizar que no haya amplificación de señal. Para abordar este problema, empleamos relajación semidefinida de la siguiente manera.

Dejamos que $\mathbf{V} = \mathbf{v}\mathbf{v}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ and $\bar{\mathbf{H}}_k = \bar{\mathbf{h}}_k \bar{\mathbf{h}}_k^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$, de modo que el problema de arriba puede ser reescrito como:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{V} \succeq \mathbf{0}} \quad & \min_{k=1, \dots, K} \operatorname{tr}(\mathbf{V} \bar{\mathbf{H}}_k) \\ \text{s. t.} \quad & \operatorname{diag}(\mathbf{V}) = \mathbf{1}, \quad \operatorname{rank}(\mathbf{V}) = 1. \end{aligned}$$

Este problema se resuelve ignorando la restricción de rango no convexo, obteniendo así la matriz optimizada \mathbf{V}^* con programación semidefinida estándar, como CVX. Finalmente, extraemos la configuración RIS optimizada (de rango-1) \mathbf{v} empleando aleatorización gaussiana en \mathbf{V}^* .

5 CONCLUSIONES

La utilización de RIS en comunicaciones inalámbricas abre nuevas posibilidades para potenciar la eficiencia espectral y la formación de haces. En este documento, se propone un diseño de RIS novedoso, con características de modularidad y fases cuantizadas de 3 bits, ofrecen una flexibilidad única, permitiendo combinar múltiples placas para crear estructuras más grandes y adaptarse a diferentes escenarios de propagación. Además, la introducción de un modo de absorción amplía sus capacidades operativas. Además, al desarrollar codebooks y configuraciones de haces optimizados para nuestra RIS, se aborda eficientemente tanto la transmisión en campo cercano como en campo lejano. A pesar de los desafíos de optimización no convexa, las técnicas avanzadas como la programación semidefinida posibilitan una optimización efectiva.

Dado el desarrollo mostrado en este documento, en entregables posteriores se procederá a presentar la implementación del mismo, y se realizará una descripción de la caracterización experimental en entornos controlados llevada a cabo.