



**UNIVERSIDAD
DE GRANADA**

TRABAJO FIN DE MASTER
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Diseño y fabricación de superficies inteligentes reconfigurables (RIS) para comunicaciones 5G

Autor

Marcos Baena Molina

Directores

Juan Francisco Valenzuela Valdés
Ángel Palomares Caballero



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍAS INFORMÁTICA Y DE
TELECOMUNICACIÓN

Granada, julio de 2024



Diseño y fabricación de superficies inteligentes reconfigurables (RIS) para comunicaciones 5G

Autor

Marcos Baena Molina

Directores

Juan Francisco Valenzuela Valdés

Ángel Palomares Caballero

Diseño y fabricación de superficies inteligentes reconfigurables (RIS) para comunicaciones 5G

Marcos Baena Molina

Palabras clave: Electromagnetismo, Fabricación, Impresión 3D, Metalización, Propagación, Superficie Inteligente Reconfigurable.

Resumen

Este Trabajo Fin de Máster se centra en el diseño, fabricación y caracterización electromagnética de una Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) mecánica operando a 28 GHz, dirigida a mejorar las comunicaciones inalámbricas en 5G y siendo una tecnología con alto potencial para futuras generaciones de telecomunicaciones. Con el crecimiento exponencial del tráfico de datos y la necesidad de conexiones de baja latencia y alta fiabilidad con servicios como detección, localización, inteligencia y reconfiguración, será necesario un aumento significativo de las frecuencias de operación. Es por ello que las telecomunicaciones se enfrentan a importantes retos en términos de capacidad de penetración de las señales en diferentes escenarios, generando zonas sin cobertura debido a estas altas frecuencias, lo que requerirá soluciones como el desarrollo e implementación de tecnologías como las RIS.

Por lo tanto, se realizará un recorrido por el estado del arte de este tipo de tecnologías, desde los tipos de reconfiguración posibles hasta los cálculos necesarios para realizar un correcto diseño, valorando todas las ventajas e inconvenientes de cada una de las consideraciones en dichos cálculos. Una vez realizado el cálculo en función de los parámetros correspondientes, se pasará al diseño electromagnético, donde primeramente se realizará un estudio de cada una de las posibles propuestas bajo los criterios principales del diseño, para concluir con la mejor solución en términos electromagnéticos, teniendo en cuenta un mayor ancho de banda de operación, mayor linealidad y menores pérdidas, entre otras consideraciones.

Se explicará la fabricación de bajo coste de cada uno de los elementos necesarios para la RIS y su ensamblaje. También se analizará la metalización utilizada, realizando para ello un estudio electromagnético para concluir con una solución correcta y viable.

Finalmente, se demostrará su funcionamiento y el gran potencial de este tipo de tecnologías en el ámbito de las comunicaciones inalámbricas mediante una caracterización electromagnética constituida por medidas de validación dentro de una cámara anecoica, para comprobar el correcto funcionamiento del prototipo y verificar de esta forma tanto el diseño como la fabricación utilizada. Además, se realizará una evaluación en un entorno real, con un

procesado posterior de las medidas para identificar el impacto del uso de un dispositivo RIS en un canal inalámbrico a 28 GHz.

Design and manufacture of Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) for 5G communications

Marcos Baena Molina

Keywords: Electromagnetics, Manufacturing, 3D-Printing, Metallization, Propagation, Reconfigurable Intelligent Surface.

Abstract

This Master Thesis focuses on the design, fabrication and electromagnetic characterization of a mechanical Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) operating at 28 GHz, aimed at improving wireless communications in 5G and being a technology with high potential for future generations of telecommunications. With the exponential growth of data traffic and the need for low latency and high reliability connections with services such as sensing, location, intelligence and reconfiguration, a significant increase in operating frequencies will be necessary. This is why telecommunications face important challenges in terms of signal penetration capacity in different scenarios, generating areas without coverage due to these high frequencies, which will require solutions such as the development and implementation of technologies like RIS.

Therefore, a review will be made of the state of the art of this type of technology, from the possible types of reconfiguration to the necessary calculations for a correct design, assessing all the advantages and disadvantages of each of the considerations in these calculations. Once the calculation has been made according to the corresponding parameters, we will move on to the electromagnetic design, where we will first carry out a study of each of the possible proposals under the main design criteria, to conclude with the best solution in electromagnetic terms, taking into account a greater operating bandwidth, greater linearity and lower losses, among other considerations.

The low cost fabrication of each of the elements necessary for the RIS and their assembly will be explained. The metallization used will also be analyzed, carrying out an electromagnetic study to conclude with a correct and viable solution.

Finally, its operation and the great potential of this type of technology in the field of wireless communications will be demonstrated by means of an electromagnetic characterization consisting of validation measurements inside an anechoic chamber, to verify the correct operation of the prototype and thus verify both the design and the manufacturing used. In addition, an evaluation will be performed in a real environment, with a post-processing

of the measurements to identify the impact of the use of a RIS device in a 28 GHz wireless channel.

Agradecimientos

A mi familia por apoyarme incondicionalmente en mi carrera académica, a todos y cada uno de los miembros del SWAT Group, a los presentes y a los que ya partieron, por darme la oportunidad con la que siempre me imaginé, la investigación. Por último, pero no menos importante, agradezco a mi pareja, María, y a mi amigo, David, por su paciencia y apoyo durante los altibajos de un teleco.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Motivación y objetivos	1
1.2. Estructura del Trabajo	4
2. Fundamento teórico y estado del arte	7
2.1. <i>Reflectarray</i>	7
2.1.1. Ventajas del <i>reflectarray</i>	8
2.1.2. Desventajas del <i>reflecarray</i>	10
2.2. Fundamento teórico	10
2.2.1. Cálculo de distribución de fases	11
2.2.2. Cálculo del diagrama de radiación	16
2.2.3. Truncamiento de la distribución de fases	21
2.3. Estado del arte: paradigma de la RIS	24
2.3.1. Actuadores	25
2.3.2. Diseños en la literatura	28
2.3.3. Tratamiento a la onda	38
3. Diseño electromagnético	41
3.1. Computer Simulation Technology (CST)	41
3.2. Criterios de diseño	44
3.2.1. Actuador	44
3.2.2. Estructura	47
3.2.3. Mecánica y control	47
3.3. Principio de funcionamiento	47
3.4. Metalización por aerosol	51
3.5. Celda unidad para RIS #1	56
3.6. Ceda unidad para RIS #2	63
3.7. Celda unidad para RIS #3	66
3.8. Comportamiento EM para incidencia oblicua	71
3.9. Simulación prototipo RIS	72

4. Fabricación y validación experimental	79
4.1. Fabricación del prototipo	79
4.2. Proceso de metalización de la RIS	82
4.3. Ensamblado de la RIS	85
4.4. Control	87
4.4.1. PCB de agrupación	88
4.4.2. PCB de control #1	89
4.4.3. PCB de control #2	90
5. Caracterización electromagnética de la RIS	95
5.1. Validación experimental	95
5.1.1. Diferencia de fase entre estados de la celda unidad RIS	97
5.1.2. Diagramas de radiación	101
5.2. Evaluación de la RIS en un entorno real	104
6. Planificación y estimación de costes	113
6.1. Recursos	113
6.1.1. Recursos humanos	113
6.1.2. Recursos <i>hardware</i>	114
6.1.3. Recursos <i>software</i>	115
6.2. Planificación	115
6.3. Costes	117
7. Conclusiones y líneas futuras	121
7.1. Trabajos futuros	121
7.2. Conclusiones	124

Índice de figuras

1.1. Representación de uso de un dispositivo RIS en un escenario de comunicaciones inalámbricas. <i>Fuente propia</i>	3
2.1. Configuración de un RA basado en elementos de bocina terminados en circuito abierto o cortocircuito [8].	8
2.2. Esquema conceptual del primer RA con guías de ondas como elemento unitario [8].	9
2.3. Geometría típica para un RA [8].	11
2.4. Esquema diferenciador de diferentes alimentaciones para (a) superficie con una fuente puntal a una distancia focal F y normal al plano, (b) superficie con una onda incidente plana y (c) con un cierto ángulo con respecto a la normal. <i>Fuente propia</i>	11
2.5. Proceso visual del cálculo de la distribución de fases de un tablero RIS para una configuración de salida de $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ$, e incidencia normal con (a) onda esférica y (b) onda plana.	14
2.6. Cálculo de distribución de fases de un tablero RIS para una incidencia normal y con onda plana, para unas configuraciones de salida de $\theta = 10^\circ$, $\theta = 25^\circ$ y $\theta = 30^\circ$ (de izquierda a derecha) para (a) $\phi = 0^\circ$ y (b) $\phi = 20^\circ$	15
2.7. Proceso visual del cálculo de la distribución de fases de una tablero RIS para una configuración de salida multi-haz e incidencia normal con onda plana (siendo el segundo sumando la suma de la exponencial compleja de la fase progresiva tal y como se indica en 2.6).	16
2.8. Sistema de coordenadas de la antena reflectora o RIS para el análisis teórico del cálculo del diagrama de radiación [15]. . .	17
2.9. Diagramas de radiación calculados, de izquierda a derecha, en 3D, corte para el ϕ correspondiente y en coordenadas U-V para las configuraciones de tablero en incidencia normal y salida en $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 10^\circ]$, (b) $[0^\circ, 20^\circ]$, (c) $[0^\circ, 25^\circ]$, (d) $[0^\circ, 30^\circ]$ y (e) $[20^\circ, 25^\circ]$	19

2.10. Prueba de mitigación de los <i>grating lobes</i> por medio de aleatorización en las posiciones de los elementos para una configuración de superficie con incidencia normal y apuntamiento a $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 30^\circ$, donde (a) se representa la superficie original en azul y en rojo el aleatorizado tras el algoritmo y (b) el cálculo correspondientes (respetando los colores).	20
2.11. Representación gráfica del truncamiento de la distribuciones de fases para el caso de (a) 1 bit, es decir, dos estados, y (b) 2 bits, es decir, cuatro estados.	22
2.12. Truncamiento de diagramas de fase tanto de 1 bit (zona de la izquierda) y de 2 bits (zona de la derecha) junto al corte de diagrama de radiación correspondiente a sin truncar y truncado para las configuraciones de superficie en incidencia normal y salida en $[\phi, \theta]$ de (a, b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c, d) $[0^\circ, 20^\circ]$, (e, f) $[0^\circ, 25^\circ]$, (g, h) $[0^\circ, 30^\circ]$ y (i, j) $[20^\circ, 25^\circ]$	23
2.13. Detalle de los haces de salida para la configuración de superficie en incidencia normal y salida $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 10^\circ$ con fases truncadas.	24
2.14. Ejemplo de implementación de un componente electrónico en la celda unitaria de una RIS.	26
2.15. Circuitos equivalente para (a) un diodo PIN en estado <i>ON</i> , (b) un diodo PIN en estado <i>OFF</i> y (c) un varactor [22].	26
2.16. Ejemplo de implementación de un mecanismo mecánico en la celda unitaria de una RIS.	27
2.17. Ejemplos de diseño basados en (a) metasuperficies o bloques metálicos [25] y (b) parches en PCBs [26].	29
2.18. Diseño de celda unidad basada en parche mas stub controlada por un diodo PIN, extraída de [27].	30
2.19. Diseño de celda unidad basada acoplamiento entre parches, extraída de [28].	31
2.20. Diseño de celda unidad con componente electrónico de reconfiguración en la parte trasera, extraída de [21].	31
2.21. Diseño de celda unidad con dos diodos PIN, extraída de [29].	32
2.22. Diseño de celda unidad giratoria mecánicamente, extraída de [30].	33
2.23. Diseño de celda unidad tipo <i>array</i> de parches cuadrados con desplazamiento de plano de masa, extraída de [31].	33
2.24. Diseño de celda unidad con doble control mecánico para control de escaneo y polarización, extraída de [32].	34
2.25. Diseño de celda unidad con desplazamiento lineal, extraída de [33].	35
2.26. Diseño de celda unidad con grafeno por capas, extraída de [34].	36
2.27. Diseño de celda unidad con metal líquido <i>eGain</i> , extraída de [35].	36

2.28. Diseño de celda unidad con cavidades de corte cuadrado por donde se puede modificar sus propiedades mediante la inyección de agua destilada, extraída de [36].	37
2.29. Etapas del diseño celda unidad con utilización de dióxido de vanadio como interruptor, extraída de [37].	37
2.30. Diseño de celda unidad con utilización de cristal liquido, extraída de [38].	38
3.1. Logotipo del software <i>CST Studio Suite 2022</i>	42
3.2. Entorno de trabajo del software <i>CST Studio Suite</i> con un diseño propio de una antena tipo <i>bowtie</i>	42
3.3. Fotografías de (a) la composición del electroimán y (b) las cotas del mismo. Aportadas por el fabricante.	45
3.4. Representación de la temperatura física del electroimán para diferentes tipos de operación y en función del tiempo de funcionamiento.	46
3.5. Ilustración del principio básico de funcionamiento de la celda unidad, donde el función sinusoidal representa la onda reflejada en el material PEC del elemento, propagación en $+x$. <i>Fuente propia</i>	48
3.6. Ilustración del principio básico de funcionamiento de la celda unidad basado en líneas de transmisión, donde Z_0 representa la impedancia característica del aire o vacío y m el desplazamiento del plano metálico del elemento, este último representado como un cortocircuito. <i>Fuente propia</i>	49
3.7. Ilustración del efecto parásito capacitivo entre celdas unidad de la RIS. <i>Fuente propia</i>	50
3.8. Ilustración del principio básico de funcionamiento de la celda unidad basado en líneas de transmisión junto a los efectos capacitivos de la periodicidad del diseño. <i>Fuente propia</i>	51
3.9. Sprays de metalización utilizados para la prueba de rendimiento, a la izquierda con la composición únicamente de níquel y a la derecha con la composición de plata y cobre.	52
3.10. Placas utilizadas para las medidas de los sprays. De izquierda a derecha: placa metálica de referencia, placa de metacrilato con spray de plata y cobre, placa de metacrilato con spray de níquel y placa de metacrilato pura.	52
3.11. <i>Setup</i> de medida en espacio libre con (a) el soporte de las placas bajo prueba y (b) soporte especial para la bocina WR34 (22 GHz a 33 GHz).	53
3.12. Medida del parámetro de reflexión S_{11} de los sprays de metalización junto a la placa metálica de referencia.	54

3.13. <i>Setup</i> de medida en guía de onda, donde el plano de salida de la transición de WR34 se coloca paralelo a la placa a medir, en este caso a la placa con metalización en plata y cobre.	55
3.14. Medida del parámetro de reflexión S_{11} para el <i>setup</i> en espacio libre de los sprays de metalización junto a la placa metálica de referencia.	56
3.15. Representación de los coeficientes de reflexión y transmisión en la situación de interfaz aire-metal. <i>Fuente propia</i>	57
3.16. Diferentes vistas en el software CST Studio Suite de la celda unidad con extremo cúbico, (a) vista tridimensional, (b) con corte realizado longitudinalmente para observar la composición de materiales utilizados y (c, d) vista lateral para diferentes la posición del elemento extremo para los dos estados diferentes, $m' = 5.1$ mm (<i>OFF</i>) y $m' = 2.1$ mm (<i>ON</i>), respectivamente. El nombramiento de cada unos de los estados será de $m = 0$ mm para el <i>ON</i> y de $m = 3$ mm para el <i>OFF</i> . Las demás cotas en mm son: $H = 1.95$, $W = 12$, $D = 8.04$, $p = 9$, $\delta_e = 3$ y $\delta_i = 2.9$	58
3.17. Disposición de los diferentes materiales en la celda unidad, (a) dieléctrico <i>High Temp</i> , (b) metalización por aerosol y (c) émbolo de material ferromagnético.	59
3.18. Condiciones de contorno de simulación para la celda unidad. Aplicable a todas las simulaciones de elementos que componen a la RIS.	60
3.19. Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los dos estados tras simulación de la celda unidad #1 de (a) la magnitud, (b) fase desenrollada y (c) diferencia de fase entre los dos estados.	61
3.20. Monitores de campo eléctrico para el estado <i>OFF</i> ($m = 3$ mm) para las frecuencias de (a) 26 GHz, (b) 26 GHz con corte en la estructura, (c) 29.38 GHz y (d) 29.38 GHz con corte en la estructura.	62
3.21. Diferentes vistas en el software CST Studio Suite de la celda unidad con extremo cilindro, (a) vista tridimensional, (b) con corte realizado longitudinalmente para observar la composición de materiales utilizados y (c, d) vista lateral para diferentes la posición del elemento extremo para los dos estados diferentes, $m' = 5.1$ mm (<i>OFF</i>) y $m' = 2.1$ mm (<i>ON</i>), respectivamente. El nombramiento de cada unos de los estados será de $m = 0$ mm para el <i>ON</i> y de $m = 3$ mm para el <i>OFF</i> . Las demás cotas en mm son: $H = 1.95$, $W = 12$, $D = 8.04$, $p = 9$, $\delta_e = 3$ y $\delta_i = 2.9$	64
3.22. Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los dos estados tras simulación de la celda unidad #2 de (a) la magnitud, (b) fase desenrollada y (c) diferencia de fase entre los dos estados.	65

3.23. Monitores de campo eléctrico para el estado <i>OFF</i> ($m = 3$ mm) para las frecuencias de (a) 26 GHz, (b) 26 GHz con corte en la estructura, (c) 28.53 GHz y (d) 28.53 GHz con corte en la estructura.	66
3.24. Diferentes vistas en el software CST Studio Suite de la celda unidad con extremo conoidal, (a) vista tridimensional, (b) con corte realizado longitudinalmente para observar la composición de materiales utilizados y (c, d) vista lateral para diferentes la posición del elemento extremo para los dos estados diferentes, $m' = 5.1$ mm (<i>OFF</i>) y $m' = 2.1$ mm (<i>ON</i>), respectivamente. El nombramiento de cada unos de los estados será de $m = 0$ mm para el <i>ON</i> y de $m = 3$ mm para el <i>OFF</i> . Las demás cotas en mm son: $H = 1.95$, $W = 12$, $D = 8.04$, $p = 9$, $\delta_e = 3$ y $\delta_i = 2.9$	68
3.25. Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los dos estados tras simulación de las celdas unidad de (a) la magnitud, (b) fase desenrollada y (c) diferencia de fase entre los dos estados.	69
3.26. Monitores de campo eléctrico para el estado <i>OFF</i> ($m = 3$ mm) para la celda unidad #3 y las frecuencias (a) 28 GHz de funcionamiento, (b) 28.53 GHz donde existía resonancia en la #2, (c) 29.38 GHz donde existía resonancia en la #1 y (d) 30.9 GHz donde se encuentra el límite de #3.	70
3.27. Representaciones de las superficies de los condensadores (marcados en rojo) equivalentes para los diseños (a) #1, (b) #2 y (c) #3. Donde d_{min} hace referencia a la mínima distancia entre elementos siendo 0.96 mm y d_{med} la distancia promedio para los casos del diseño #2 y #3 siendo 4.98 mm. <i>Fuente propia</i>	71
3.28. Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los dos estados tras simulación de las celdas unidad con diferentes ángulos de incidencia de (a) la magnitud, (b) fase desenrollada y (c) diferencia de fase entre los dos estados.	73
3.29. Modelos del prototipo RIS junto a sus mapas de fase para un configuración en incidencia normal y salida en $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 0^\circ]$, (b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c) $[0^\circ, 20^\circ]$, (d) $[0^\circ, 25^\circ]$	74
3.30. Modelo del prototipo RIS en el simulador EM junto al tipo de alimentación de onda plana con campo eléctrico paralelo al plano de la RIS y propagándose en la normal de este.	76
3.31. Cortes del diagrama de radiación calculado tanto teóricamente como con la simulación de la estructura diseñada para $\phi = 0^\circ$ y (a) $\theta = 0^\circ$, (b) $\theta = 10^\circ$, (c) $\theta = 20^\circ$, (d) $\theta = 25^\circ$	77
4.1. Impresora de estereolitografía <i>Formlabs Form 3+</i> [47].	80

4.2. Pieza de joyería en impresión 3D SLA con resina <i>High Temp</i> [47].	80
4.3. Captura del software <i>PreForm</i> donde aparecen los modelos 3D con la orientación y los soportes de impresión de (a) los elementos extremos conoidales y (b) la estructura principal del prototipo.	81
4.4. Imágenes de la (a) <i>Form Wash</i> y (b) <i>Form Cure</i> [47].	82
4.5. Piezas preliminares (con diferente resina) impresas en SLA para el prototipo RIS, donde se observa (a) visión frontal de la estructura principal, (b) visión trasera de la estructura principal, (c) tapadera trasera para los electroimanes y (d) algunos de los elementos conoidales.	83
4.6. Fotografías en detalle del trabajo de metalización en (a) elemento conoidal con ayuda del soporte para pintar, (b) zona crítica de la cavidad cilíndrica y (c) piezas terminadas tras el trabajo de metalización mediante aerosol.	84
4.7. Esquema del montaje de los actuadores dentro de la estructura principal de la RIS. <i>Fuente propia</i>	85
4.8. Fotografía realizada en el proceso de montaje donde se observa tanto el proceso de la introducción de los émbolos en las cavidades cilíndricas, la introducción del actuador y la colocación de los cables de alimentación por los orificios de la tapa de sujeción.	86
4.9. Fotografía realizada tras el montaje completo del prototipo RIS.	87
4.10. Fotografía de la fuente de alimentación para los actuadores con una salida de 5 V y 40 A.	88
4.11. Placa de agrupación de los actuadores, (a) captura del diseño en el software <i>KiCad</i> donde el color rojo representa la capa superior y el color azul la capa inferior y (b) fotografía de la placa una vez fabricada y montada.	89
4.12. Placa de control #1 para el prototipo RIS, (a) captura del diseño en el software <i>KiCad</i> donde el color rojo representa la capa inferior y el color azul la capa superior y (b) fotografía de la placa una vez fabricada y montada.	90
4.13. Placa de control #2 para el prototipo RIS, (a) captura del diseño en el software <i>KiCad</i> donde el color rojo representa la capa inferior y el color azul la capa superior y (b) fotografía de la placa una vez fabricada y montada.	91
4.14. Fotografías de la interconexión entre placas PCB para (a) el uso de la PCB de control #1 y (b) para la PCB de control #2.	92

4.15. Fotografía realizadas en el proceso de comprobación de funcionamiento del prototipo fabricado con la placa de control #1 para las configuraciones a medir de $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 0^\circ]$, (b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c) $[0^\circ, 20^\circ]$, (d) $[0^\circ, 25^\circ]$	93
5.1. <i>Setup</i> de medidas de validación y de funcionalidad para el prototipo RIS.	96
5.2. <i>Setup</i> de medidas de validación para el prototipo RIS.	97
5.3. Esquema de la configuración de antenas para el caso del segundo <i>setup</i> para la medida de la verificación entre estados (a) todos OFF y (b) todos ON. <i>Fuente propia</i>	98
5.4. Resultados de la medida de validación del prototipos RIS fabricado con el <i>setup</i> de medidas mostrado en la Fig.5.2, donde se representa (a) un zoom la fase enrollada en la frecuencia de funcionamiento para los dos estados de la RIS y (b) la diferencia de fase entre estos estados.	99
5.5. Procesado <i>Time-Gating</i> de aplicado al parámetro S_{11} para la eliminación de reflexiones no deseadas.	100
5.6. Resultados de la medida de validación del prototipos RIS fabricado con el <i>setup</i> de medidas mostrado en la Fig.5.1, donde se representa (a) un zoom la fase enrollada en la frecuencia de funcionamiento para los dos estados de la RIS y (b) la diferencia de fase entre estos estados.	101
5.7. <i>Setup</i> giratorio para la medida de los diagramas de radiación.	102
5.8. Diagramas de radiación de la RIS normalizados para $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 0^\circ]$, (b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c) $[0^\circ, 20^\circ]$ y (d) $[0^\circ, 25^\circ]$, tanto medidos como en simulación y representados en formato polar para una mejor visualización.	103
5.9. Cálculo de las ganancias de la RIS para todas las configuraciones, tanto simulado como medido a la frecuencia de operación de 28 GHz.	105
5.10. Plano del entorno del <i>setup</i>	106
5.11. <i>Setup</i> de medida en torno de propagación real donde se observan (a) el sistema Tx-RIS, (b) Rx y (c) vista del Rx a la RIS.	107
5.12. Potencia medida en el receptor en forma de mapa de calor para cada una de las configuraciones del prototipo RIS.	108
5.13. Comparación de la potencia recibida entre la calculada (con simulación de antena Rx, ganancia medida de RIS y modelado de espacio libre) y medida para una configuración de la RIS de $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ$	109
5.14. Capacidades calculadas a partir del canal constituido por la RIS para las configuraciones $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 0^\circ]$, (b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c) $[0^\circ, 20^\circ]$ y (d) $[0^\circ, 25^\circ]$	111

6.1. Diagrama de Gantt del Trabajo Fin de Máster.	118
7.1. Fotografía de micro-motor paso a paso potencialmente adaptable a una RIS.	122
7.2. Ilustración de un diseño RF para el actuador de la Fig. 7.1.	123
7.3. Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los cuatro estados tras simulación de la supuesta celda unidad de (a) la magnitud, (b) desenrolle de la fase y (c) diferencia de fase entre los cuatro estados.	123

Índice de cuadros

3.1. Datos para el movimiento del émbolo	45
3.2. Tabla de materiales y propiedades de la celda unidad	59
5.1. Ganancias simuladas y medidas del prototipo RIS.	105
6.1. Presupuesto del Trabajo Fin de Máster.	120

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación y objetivos

La conectividad inalámbrica, que es fundamental en nuestra sociedad contemporánea, se encuentra en un fase de expansión sin precedentes debido al crecimiento vertiginoso del tráfico de datos. Se anticipa que para el año 2030, el tráfico global de datos alcanzará aproximadamente 5016 exabytes, con posibles velocidades de transferencia de hasta 1 TB/s. Este aumento en la demanda de datos está impulsado no solo la expansión de servicios existentes como la detección y localización de alta precisión, sino también la necesidad de contar con conexiones de baja latencia y ultrafiabilidad, aspectos cruciales para aplicaciones críticas en diversos sectores.

Con el rápido desarrollo de las aplicaciones de comunicación, las tecnologías de comunicación están experimentando cambios revolucionarios generación tras generación. Hasta la fecha, el desarrollo de los sistemas de comunicación móvil celular ha atravesado cinco generaciones. Desde los sistemas de comunicación analógica de primera generación (1G) hasta los sistemas de comunicación digital de quinta generación (5G), cada generación ha incorporado frecuencias más altas, mayores anchos de banda y tasas de datos más elevadas. A partir de 2019, el 5G ha sido comercializado oficialmente, utilizando bandas de sub-6 GHz y ondas milimétricas (mmWave), con una tasa pico de 20 Gbps [1]. Desde la perspectiva de la arquitectura, los sistemas de comunicación móvil han evolucionado hacia más antenas, tecnologías de acceso múltiple más avanzadas y servicios más ricos, como se muestra en la Fig. 1.1. Las estaciones base de 5G aprovechan tecnologías de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) masivas [2], mmWave y redes ultradensas (UDN) [3], soportando hasta 64 cadenas de transceptores con más elementos de antena.

Esta evolución está marcando la transición desde la tecnología 5G hacia la emergencia del 6G, que se caracteriza por requerimientos avanzados como la reconfigurabilidad, mayor inteligencia en la red y niveles de seguridad ro-

bustos, los cuales no son completamente soportados por las infraestructuras 5G actuales. Además, el 6G plantea retos tecnológicos significativos al operar en el rango de frecuencias milimétricas, que ofrecen grandes capacidades pero también presentan desafíos debido a las altas pérdidas de propagación que limitan el alcance efectivo de las comunicaciones.

Para superar esta limitación, las estaciones base emplean típicamente antenas de alta ganancia y alta directividad, lo que resuelve el problema de las pérdidas en el radio-enlace, pero restringe la cobertura a áreas no deseadas debido a la estrechez del haz de la antena o de la agrupación (o *array*) de antenas. Como resultado, los problemas asociados con el incremento de las frecuencias pueden incluir una longitud de radio-enlace reducida, zonas de sombra, y una cobertura insuficiente, además de una propagación limitada en interiores debido a las pérdidas que ocurren, por ejemplo, al atravesar muros.

Una de las soluciones propuestas en [4], [5] es el uso de *reflectarrays* (RA), que reflejan la onda incidente de la estación base hacia áreas específicas del espacio, mitigando así las zonas de sombra o agujero de cobertura y mejorando la propagación en entornos *indoor* o aumentando la distancia del enlace. Estas superficies pueden construirse utilizando diversos métodos, pero su objetivo común es realizar un desfase adecuado a la onda incidente desde un ángulo determinado, de modo que se refleje en otro ángulo de salida fijo. Aunque este haz de salida puede modificarse para cubrir más espacio o hacerse más directivo, el apuntamiento es fijo, es decir, la configuración de estados en este *reflectarray* es invariante en el tiempo. Dicho con otras palabras, son reflectores pasivos que provocan una reflexión anómala, en contraste con la reflexión especular que se produce en una placa metálica convencional.

Es evidente que el dispositivo mencionado no cumple con la propuesta anterior de reconfigurabilidad. Por esta razón, en este trabajo se propone como un dispositivo intermedio capaz de crear un haz o varios haces para el seguimiento adecuado de usuarios objetivo (*targets*) y/o proporcionar cobertura en zonas de sombra mediante las Superficies Inteligentes Reconfigurables, denominadas a partir de ahora como RIS por sus siglas en inglés [6]. Las cuales poseen la capacidad de alterar los estados de sus elementos bajo estímulos externos, permitiendo que, en base a una incidencia predefinida, modificar tanto los ángulos de reflexión e incluso el tipo de haz o haces reflejados. En la Fig. 1.1 se presenta una representación del uso de las Superficies Inteligentes Reconfigurables (RIS). En ella, se observa cómo una estación base, operando, por ejemplo, en la banda de las milimétricas, proporciona cobertura a una zona urbana con edificios, uno de los cuales crea una zona de sombra. Idealmente, una RIS se instalaría en una fachada que sí recibe directamente la señal de la estación base, reflejando la onda incidente hacia diferentes usuarios, como una persona caminando a una velocidad determinada y un vehículo que se desplaza a una velocidad mayor.

La RIS tiene la capacidad de cambiar su estado para ofrecer cobertura adecuada a los usuarios que en ese momento se encuentran en la zona de interés, asegurando así un seguimiento efectivo. Aunque no es visible en la ilustración, es factible proporcionar cobertura dentro de un entorno *indoor*. Por ejemplo, es posible dirigir un haz de salida a través de una puerta o ventana de una vivienda, facilitando así la conexión en áreas internas que de otro modo estarían fuera del alcance directo de la señal. Es también importante mencionar que, gracias a la capacidad de reconfiguración de los estados, si la estación base cambia de posición, no es necesariamente obligatorio modificar el emplazamiento de la RIS. Basta con que la RIS se mantenga en línea de visión directa y dentro del rango de los ángulos de incidencia adecuados para adaptar su funcionamiento a la nueva orientación de la estación base.

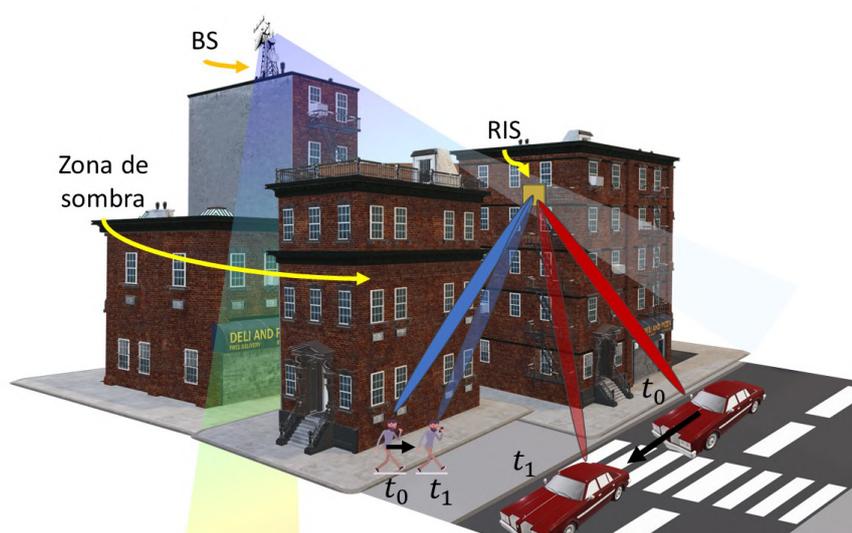


Figura 1.1: Representación de uso de un dispositivo RIS en un escenario de comunicaciones inalámbricas. *Fuente propia.*

En este Trabajo Fin de Máster, se propone el diseño, fabricación y evaluación experimental de una RIS de 1 bit (2 estados) a 28 GHz, ubicada en la banda de las milimétricas, que será fundamental para las actuales comunicaciones 5G y futuras tecnologías en 6G. Al igual que el estándar 5G NR, el 6G utilizará tanto el rango de frecuencias 1 (FR1) hasta los 7.125 GHz, como el rango de frecuencias 2 (FR2) de ondas milimétricas, que se extiende desde los 24.25 GHz hasta los 71 GHz [7]. El diseño de radiofrecuencia (RF) propuesto se basará en una técnica poco común de reconfiguración mecánica, que, hasta el momento, no ha sido ampliamente discutida en las publicaciones científicas. La solución desarrollada para cumplir con todos los requisitos incluye:

- Un diseño de celda unitaria que incorpora una reconfiguración mecáni-

ca asistida por un actuador.

- La utilización del cálculo del factor de *array* para determinar las contribuciones de fase de cada elemento de la RIS, facilitando así la orientación del haz reflejado.
- La elección de una técnica de fabricación en 3D que ofrezca la precisión necesaria y permita una fabricación tolerante de los detalles geométricos específicos del diseño de la RIS.
- Una campaña de medidas del prototipo fabricado para verificar tanto su funcionalidad como su potencial implementación en un entorno de propagación real.

1.2. Estructura del Trabajo

Para que el lector tenga una perspectiva global del contenido de los capítulos que estructuran este Trabajo Fin de Máster, en este apartado se ofrece un resumen de cada uno de ellos. Esta introducción facilitará la comprensión del alcance y la estructura del documento, proporcionando una visión clara y concisa de los temas tratados en cada capítulo.

El primer capítulo, **Introducción**, se dedica a presentar la motivación y objetivos de este proyecto, abarcando las razones detrás de su realización, situaciones de uso, mejoras respecto al futuro de las comunicaciones inalámbricas y los objetivos principales establecidos para asegurar el mayor éxito posible.

En el segundo capítulo, **Fundamento teórico y estado del arte**, se realiza una revisión actualizada sobre el paradigma creado por las RIS y los diversos tipos identificados en la investigación reciente. Además, se explica la matemática que sustenta el cálculo del desfase en un *reflectarray* o, como en este caso, una RIS.

El tercer capítulo, **Diseño electromagnético**, describe los criterios clave seguidos para el diseño del elemento unitario de la RIS, desde el diseño RF necesario para obtener el comportamiento deseado hasta las limitaciones intrínsecas del método de impresión 3D seleccionado, incluyendo la integración del actuador responsable del movimiento mecánico de los elementos de la RIS.

El cuarto capítulo, **Fabricación y validación experimental**, aborda la preparación de los elementos que constituyen la RIS para su impresión en 3D, su limpieza y curación. Además, se valida la metalización empleada con diferentes sistemas de pulverización comerciales, concluyendo con una validación experimental para su selección.

El quinto capítulo, **Caracterización electromagnética de la RIS**, presenta una serie de medidas realizadas con el prototipo construido, incluyendo un estudio de validación RF del comportamiento y una comparativa

entre los diagramas de radiación medidos y los simulados para distintas configuraciones de la RIS. También se añade un estudio de propagación en un entorno *indoor* realizado con el prototipo RIS.

El sexto capítulo, **Planificación y estimación de costes**, detalla la distribución temporal de las tareas llevadas a cabo durante el desarrollo del proyecto y presenta un presupuesto que considera todos los costos materiales y temporales involucrados.

Finalmente, el séptimo capítulo, **Conclusiones y líneas futuras**, resume las conclusiones finales obtenidas tras la realización de este Trabajo Fin de Máster, discutiendo los resultados logrados, las contribuciones científicas y analizando posibles mejoras o modificaciones que podrían realizarse para diseñar más dispositivos radiantes en este rango de frecuencias.

Capítulo 2

Fundamento teórico y estado del arte

2.1. *Reflectarray*

El RA es una antena alimentada espacialmente que consiste en una superficie reflectante plana o ligeramente curvada y una antena alimentadora que ilumina en campo cercano (y en campo lejano para el caso de las RIS), como se muestra en la Fig. 2.1. En la superficie reflectante, hay muchos elementos radiantes (por ejemplo, guías de ondas, parches microstrip impresos, dipolos, anillos, etc.) sin unión entre elementos. La antena alimentadora ilumina espacialmente estos elementos del RA, que están prediseñados para reradiar y desfazar el campo incidente con desfases correspondientes para conformar un frente de fase plano (para el ángulo/s deseado/s) en campo lejano. En otras palabras, las fases prediseñadas de todos los elementos se utilizan para compensar las diferentes fases asociadas con las diferentes trayectorias (S_1, S_2, \dots, S_n en la Fig. 2.1) desde la antena alimentadora. Esta operación es similar en concepto al uso de un reflector parabólico, que utiliza su curvatura para reflejar y formar un frente de fase plano cuando se coloca una fuente radiante en su punto focal. A estas fases individuales de cada elemento se le añade una segunda componente, la cual realiza el desvío del haz reflejado, es decir, introduce un desfase adicional al mencionado anteriormente para redirigir el frente de fase plano hacia la dirección objetivo. Por lo tanto, las fases prediseñadas del RA o de la RIS para el caso de este trabajo se componen de dos términos principales: la contribución para convertir la onda incidente en onda plana perpendicular al RA o RIS y la contribución para realizar el redireccionamiento del haz. No obstante, el cálculo del desfase de cada elemento se explicará más adelante.

El concepto de antena RA fue concebido por primera vez a principios de los años 60 por Berry, Malech y Kennedy [9]. Se utilizaron elementos de guía de onda con extremos terminados en cortocircuito y longitudes variables,

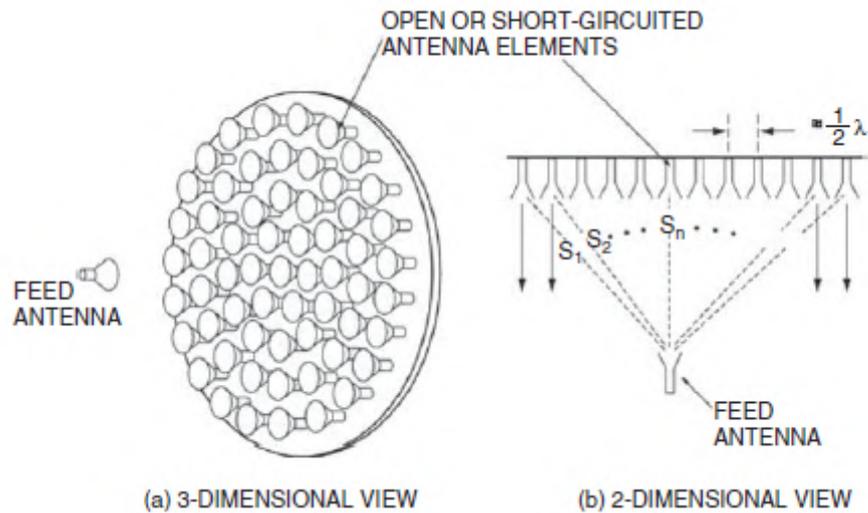


Figura 2.1: Configuración de un RA basado en elementos de bocina terminados en circuito abierto o cortocircuito [8].

tal y como se ilustra en la Fig. 2.2, para demostrar la capacidad de lograr haces de campo lejano reradiados. La onda electromagnética procedente del alimentador se acopla en las guías de onda por el extremo abierto y viaja como en una línea de transmisión hasta los extremos cortocircuitados. En estos cortos, la onda se refleja y se reradia por los extremos abiertos. Al poder controlar las longitudes de las guías de onda, se controlan las fases de las señales reradiadas por cada una de estas, fases que se ajustan para conformar el haz en la dirección deseada. Debido a que la mayoría de las operaciones inalámbricas durante ese tiempo se realizaban en frecuencias de microondas relativamente bajas, los RAs de guía de onda resultaban ser elementos radiantes muy voluminosos y pesados, y por lo tanto, este concepto no fue perseguido hasta más de diez años después, debido a la evolución tecnológica del proceso de fabricación de circuitos impresos (PCB). Además, las eficiencias de estos RAs no fueron estudiadas ni optimizadas.

2.1.1. Ventajas del *reflectarray*

Similar a un reflector parabólico, el RA puede lograr una eficiencia muy alta (mayor al 50%) incluso para aperturas grandes, ya que no requiere un divisor de potencia, lo cual reduce significativamente las pérdidas de inserción resistivas. Al igual que un *array* de antenas, el haz principal del RA puede diseñarse para inclinarse en un ángulo considerablemente alto (mayor de 50°), aunque, como ya se verá, esto depende de los parámetros de diseño con respecto al ángulo del haz de entrada. Además, para el caso de las RIS, se

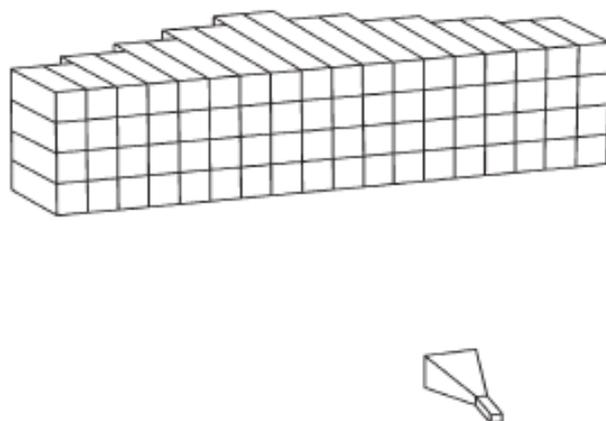


Figura 2.2: Esquema conceptual del primer RA con guías de ondas como elemento unitario [8].

incorporan desfasadores electrónicos, mecánicos o de distinta naturaleza de bajas pérdidas en los elementos para permitir el escaneo del haz en diferentes ángulos (en parejas de ángulo de entrada y de salida). Esta capacidad de los mapas de fase RA o RIS de reconfiguración elimina la necesidad de la complicada y costosa red de formación de haz y los módulos amplificadores de transmisión/recepción que se utilizan en *phase-shifter* tradicionales.

Una ventaja significativa del RA (o RIS) es su naturaleza plana o pseudo-plana, lo que permite un mecanismo de despliegue más sencillo y fiable comparado con la superficie curva de un reflector parabólico cuando se necesita una antena espacial o de gran apertura. Además, la naturaleza plana de estos diseños también es adecuada para montarse en estructuras de viviendas o mobiliario urbano (tal y como se mostró en la Fig. 1.1) sin añadir una cantidad significativa de masa y volumen al conjunto del sistema. Un RA o RIS con cientos o miles de elementos se puede fabricar mediante un proceso relativamente simple y económico, principalmente por la repetitividad de sus elementos.

Otro rasgo importante de este tipo de reflectores es que, al tener el elemento unitario todas las configuraciones de fase posibles, se pueden lograr formas de haz de salida muy precisas mediante una técnica de síntesis de fase [10], [11]. Al igual que en el reflector parabólico, también se puede conseguir la capacidad de, a partir de un único haz de alimentación, reradiar múltiples haces en diferentes direcciones del espacio, repartiendo la potencia incidente entre los haces conformados. La tecnología del RA, y por ende, la de la RIS, puede aplicarse en todo el espectro de microondas, así como en las frecuencias de ondas milimétricas.

2.1.2. Desventajas del *refleccarray*

La desventaja principal de los RA y RIS es el ancho de banda de funcionamiento, es decir, el rango de frecuencias en el cual la configuración de los elementos mantiene la diferencia de fases correspondiente. Esta característica depende principalmente del diseño individual del elemento, del tamaño de la apertura, de la distancia focal, entre otros factores. El rendimiento en cuanto al ancho de banda de un RA o RIS no se compara con el de un reflector parabólico, donde teóricamente existe un ancho de banda infinito. Aunque existen técnicas de diseño que pueden mejorar este ancho de banda de funcionamiento, por ejemplo, para elementos de parche *microstrip*, el ancho de banda es limitado. Sin embargo, para elementos que operan con desplazamientos cortos o finales de guías de ondas, como el mostrado en la Fig. 2.2, la mejora es sustancial.

2.2. Fundamento teórico

Un enfoque para el análisis y diseño de RAs o RISs se basa en el uso de curvas que relacionan la fase del campo reradiado con ciertos parámetros geométricos del elemento RA, asumiendo incidencia normal. Este enfoque supone que la respuesta de fase es independiente del ángulo de incidencia de la onda. Esta suposición, comúnmente adoptada, es válida para los elementos centrales de un RA alimentado centralmente, es decir, para ángulos no muy alejados de la incidencia normal. Dado que la mayor parte de la potencia incidente es reflejada por los elementos de la parte central de la superficie, la suposición de incidencia normal puede proporcionar buenas predicciones para RA alimentados centralmente con una relación F/D (distancia focal/lado de la superficie del RA) razonablemente grande. Aunque no es obligatorio trabajar con incidencia normal, ya que se podría realizar un diseño de RA para un cierto ángulo de llegada, con el fin, por ejemplo, de evitar el efecto de sombra del alimentador, tal y como se puede observar en la Fig. 2.3. Esta última suposición es necesaria tenerla en cuenta a la hora de calcular la distribución de fases de la superficie, ya que, tal y como se demostró en [12], para un ángulo de incidencia de 40° en un RA conformado de parches de tamaños variables, el cambio de fase es de alrededor de 25° con respecto a la respuesta de incidencia normal, y de 50° para un ángulo de incidencia de 60° .

Lo anterior se basa en la suposición de trabajar con alimentación de onda esférica, es decir, una distribución de fase esférica en el instante en que esta incide con el RA. Sin embargo, bajo el paradigma de las RISs, donde su implementación es para una alimentación con onda plana, estos conceptos anteriormente descritos no son de mucha importancia. No obstante, en la Fig. 2.4 se muestra la diferencia de las distribuciones de fases (o *delay*), de la onda incidiendo en el plano del RA o RIS.

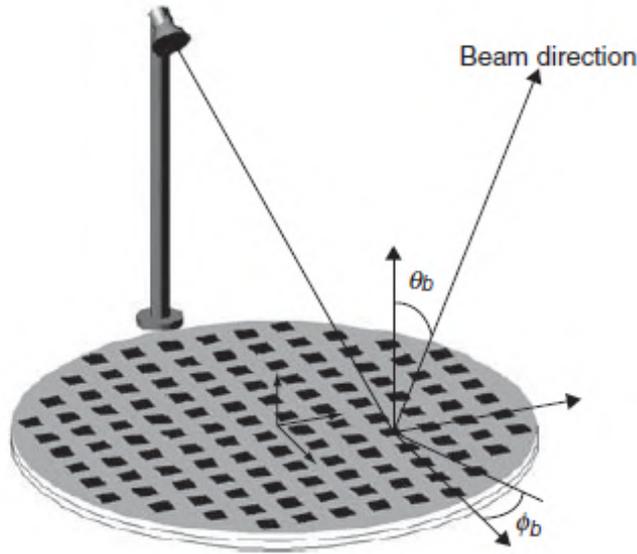
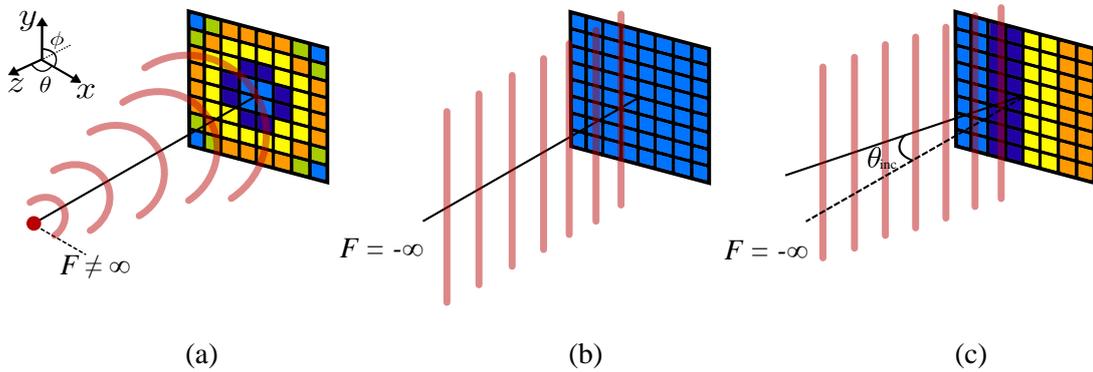


Figura 2.3: Geometría típica para un RA [8].

Figura 2.4: Esquema diferenciador de diferentes alimentaciones para (a) superficie con una fuente puntal a una distancia focal F y normal al plano, (b) superficie con una onda incidente plana y (c) con un cierto ángulo con respecto a la normal. Fuente propia.

2.2.1. Cálculo de distribución de fases

El cálculo del desplazamiento de fase que se debe introducir en cada elemento de la RIS para producir el haz colimado en la dirección deseada se expondrá en este apartado y proviene de [8], el cual se utiliza para todos los mapas de fases creados en este trabajo.

Considerando el sistema de coordenadas detallado en la Fig. 2.3 y supo-

niendo que la superficie creada por la RIS se sitúa en el plano XY ($z_i = 0$), la distribución de fase del campo reflejado en cada elemento del RA o RIS es igual a la fase del campo incidente, la cual se observa representada en la Fig. 2.4 según la alimentación, más el desplazamiento de fase introducido por cada celda para realizar la desviación del haz, como se muestra a continuación:

$$\psi(x_i, y_i) = -k_0 d_i + \psi'(x_i, y_i), \quad (2.1)$$

donde k_0 es la constante de propagación en el vacío y depende de la frecuencia de funcionamiento, (x_i, y_i) son las coordenadas del elemento i -ésimo y ψ' es la fase del coeficiente de reflexión o desplazamiento de fase para el elemento i -ésimo que forma un *array*, y su expresión es:

$$\psi'(x_i, y_i) = k_0(x_i \cos \phi_b + y_i \sin \phi_b) \sin(\theta_b). \quad (2.2)$$

Donde los ángulos ϕ_b y θ_b representan la dirección del haz que se requiere en la reflexión de la onda incidente. Las posiciones de los elementos marcan un parámetro muy importante en este trabajo, el espaciado entre elementos, o también conocido como periodicidad (p). Normalmente, y no es la excepción en este trabajo, esta periodicidad es igual tanto en la dirección x como en la y . Como se verá en el transcurso de este trabajo, la periodicidad marca el funcionamiento de la RIS o RA, haciendo que mejore drásticamente cuando se respeta el teorema de muestreo espacial. Aunque para periodicidades mayores, el comportamiento también puede ser aceptable.

Cabe destacar que los ángulos de incidencia a la superficie se obtienen calculando la distancia de la fuente a cada uno de los elementos que lo componen. Este cálculo se realiza de forma relativa con la posición del centro de fase del alimentador:

$$d_i = \sqrt{(x_i - x_f)^2 + (y_i - y_f)^2 + (z_i - z_f)^2}, \quad (2.3)$$

donde x_f , y_f y z_f representan la posición del centro de fase del alimentador y se obtiene de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} x_f &= \sin \theta_f \cos \phi_f d_f \\ y_f &= \sin \theta_f \sin \phi_f d_f \\ z_f &= \cos \phi_f d_f. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Donde d_f es la distancia del alimentador al centro de la superficie y los ángulos ϕ_f y θ_f representan la dirección de la onda incidente, es decir, en la dirección de $-z$.

Adicionalmente, es posible ajustar el ancho del haz de salida mediante un reajuste de la distribución de fases del tablero [13]. Más específicamente, se agrega una fase adicional que depende de dos parámetros α y β , siendo

independiente en polarización. Esto significa que con este ajuste es posible ensanchar o reducir el haz de salida en una dirección o en ambas. El término que se añadiría a la expresión 2.1, dependiendo de la polarización de ensanchamiento, es la suma en la dirección de x e y , respectivamente:

$$\begin{aligned}\Delta\psi_x(x_i, y_i) &= \alpha_x k_0 \left(\frac{d_{x_i}^2}{2} - x_i \right)^{\beta_x} \\ \Delta\psi_y(x_i, y_i) &= \alpha_y k_0 \left(\frac{d_{y_i}^2}{2} - y_i \right)^{\beta_y}.\end{aligned}\tag{2.5}$$

Donde al variar α_x , β_x , α_y y β_y , es posible hacer que el haz de salida sea más o menos direccional en la dirección x y/o y , respectivamente. Sin embargo, en este trabajo no se ha considerado este cálculo debido al nivel de truncamiento presente en la RIS, como se discutirá en la siguiente sección. Por lo tanto, para el cálculo de todas las distribuciones de fases presentes en esta memoria, solo se ha tenido en cuenta la expresión 2.1. No obstante, es importante mencionar que actualmente existe una gran posibilidad de ajustar el haz de salida según sea necesario. Sin embargo, se debe tener en cuenta la física del RA/RIS en sí, ya que es esta la que limitará la técnica, como en este caso el truncamiento de bits.

En la Figura 2.5 se ilustra el proceso de cálculo de la distribución de fases en una superficie compuesta por 10x10 elementos o celdas unitarias. Esta representación muestra la evolución del cálculo según la ecuación 2.1. Inicialmente, se observa la distribución de fases para un caso de incidencia de onda esférica (para la suposición de RAs) y para un caso de incidencia de onda plana (para la suposición de RISs). Como se muestra en la Figura 2.4, en la primera distribución de fases en la superficie se muestra con qué fase incide la onda sobre este, siendo esférica para el caso de la onda esférica, calculada para una distancia del transmisor (Tx) de 15λ , es decir, 16 cm para una frecuencia de 28 GHz. Para el segundo caso, se observa cómo la distribución de fases es constante, ya que se alimenta con una onda plana y el retraso es constante para todos los elementos de la superficie. Luego, se suma el desfase progresivo correspondiente para desviar o reflejar el haz a un ángulo específico, en este caso, $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ$. Finalmente, se muestra el resultado de sumar estas dos componentes, tal como se muestra en la ecuación 2.1. Es importante mencionar que este caso corresponde a una incidencia totalmente normal al plano que forma la superficie. Se debe tener en cuenta que si existe un ángulo de incidencia diferente, solo cambiaría la distribución de fases debido al retraso (representaciones de la izquierda en la Figura 2.5).

Ya que este trabajo está centrado en el diseño de una RIS, todos los cálculos se realizarán utilizando la segunda forma mostrada en la figura, es decir, considerando una onda plana. En la Figura 2.6, se presentan una serie de ejemplos de distribuciones de fase finales para reflejar o desviar el haz

incidente normalmente en diferentes ángulos de salida ϕ y θ . Como se puede observar, la configuración de los ángulos de salida en la componente angular θ realiza el escaneo de forma horizontal únicamente, mientras que la incorporación de la componente ϕ produce una elevación vertical en la distribución de fases. También es importante destacar la variación en la intensidad del gradiente para diferentes configuraciones de ángulos. Se observa que para un ángulo menor, como en el caso de $\theta = 10^\circ$, la distribución de fase en la superficie se desplaza de manera más gradual a lo largo del mismo, mientras que los saltos son más pronunciados para ángulos mayores. Este fenómeno se debe principalmente al valor de la periodicidad del tablero, es decir, el espaciado entre elementos. Para valores mayores de periodicidad (en comparación con la longitud de onda), estos saltos en el gradiente resultan más pronunciados, lo que conlleva a un comportamiento electromagnético (EM) del dispositivo menos óptimo que para una periodicidad menor en comparación con la longitud de onda. Es importante mencionar que los cálculos anteriores se realizaron con un valor de periodicidad de 9 mm, que es el valor que se tendrá en el prototipo final.

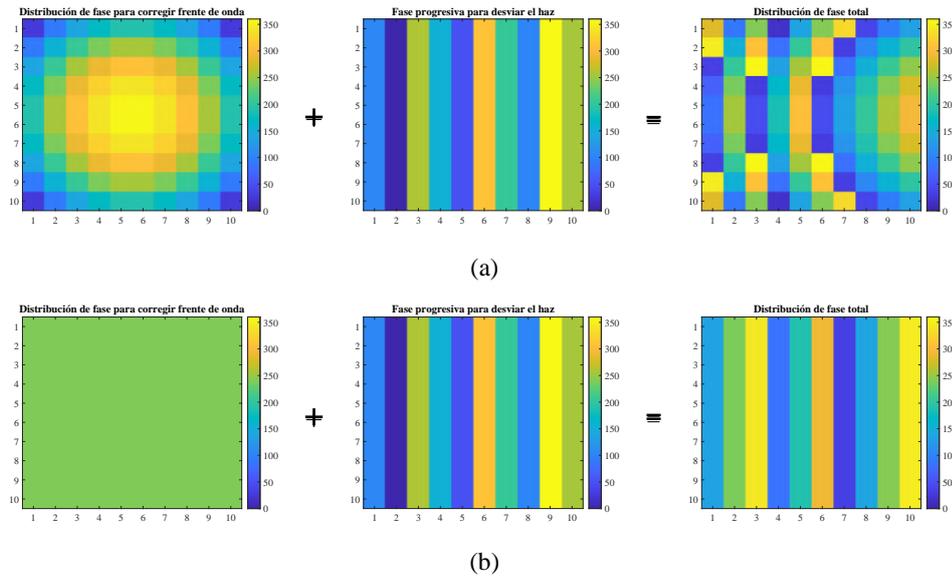


Figura 2.5: Proceso visual del cálculo de la distribución de fases de un tablero RIS para una configuración de salida de $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ$, e incidencia normal con (a) onda esférica y (b) onda plana.

También es posible obtener una distribución de fases de tal manera que, dada una onda incidente en el tablero, se genere un haz de salida múltiple [14], es decir, redirigir el haz en más de una dirección, según lo permita la técnica de la RIS o RA. Sin embargo, es importante destacar que la potencia

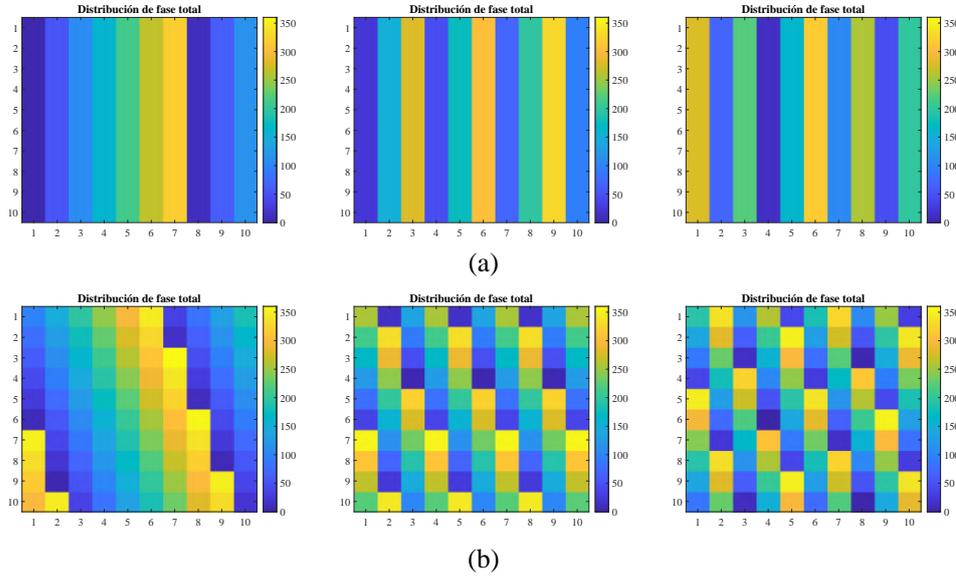


Figura 2.6: Cálculo de distribución de fases de un tablero RIS para una incidencia normal y con onda plana, para unas configuraciones de salida de $\theta = 10^\circ$, $\theta = 25^\circ$ y $\theta = 30^\circ$ (de izquierda a derecha) para (a) $\phi = 0^\circ$ y (b) $\phi = 20^\circ$.

del haz incidente se divide aproximadamente por igual entre los haces de salida, por lo que para tener un gran número de salidas, la potencia incidente debe ser lo suficientemente alta para mantener una potencia aceptable en los haces de salida.

Partiendo de la ecuación 2.1, la expresión a utilizar para obtener una superficie RIS que realice lo anteriormente descrito consistiría en calcular el argumento resultante tras la suma exponencial de las fases del coeficiente de reflexión para cada configuración de ángulo de salida, es decir:

$$\psi(x_i, y_i) = -k_0 d_i + \arg \left(\sum_n e^{i\psi'_n(x_i, y_i)} \right), \quad (2.6)$$

donde n es el número de parejas ϕ y θ de ángulos de salida deseados.

En la Fig. 2.7 se muestra un cálculo de la distribución de fases en la superficie para una incidencia normal y de onda plana para una salida de multi-haz $[\phi, \theta]$ de $[10^\circ, 10^\circ]$ y $[-30^\circ, 30^\circ]$. Tal y como se observa en el segundo término, el cual representa la sumatoria de la exponencial compleja de la fase del coeficiente de reflexión o fase progresiva para desvío, se encuentran los tablero correspondientes para el desvío del haz anteriormente comentado respectivamente de arriba a abajo.

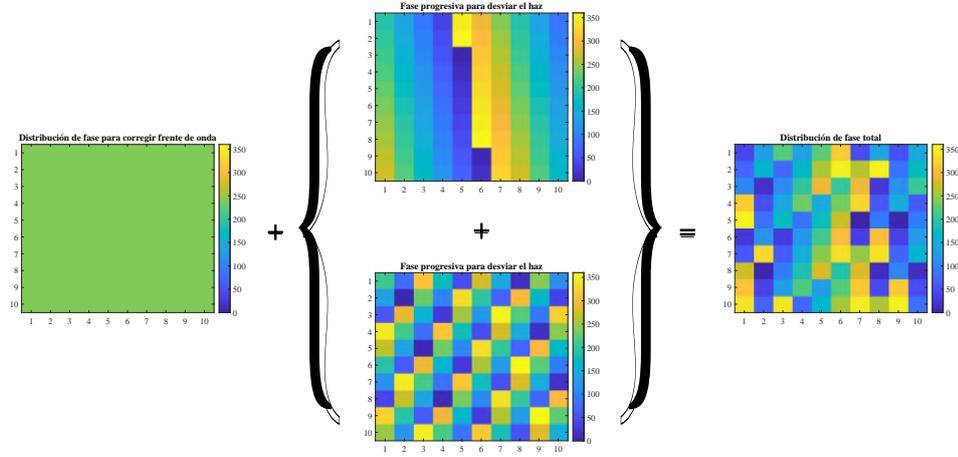


Figura 2.7: Proceso visual del cálculo de la distribución de fases de una tablero RIS para una configuración de salida multi-haz e incidencia normal con onda plana (siendo el segundo sumando la suma de la exponencial compleja de la fase progresiva tal y como se indica en 2.6).

2.2.2. Cálculo del diagrama de radiación

Una vez definido cómo se obtienen las distribuciones de fase pertinentes de la RIS a construir, es necesario calcular los diagramas de radiación para predecir el comportamiento del dispositivo. Para ello, se han utilizado las expresiones descritas en el capítulo 1.4 de [15].

La teoría de *arrays* convencional puede implementarse para calcular el diagrama de radiación en campo lejano de un tablero RA o RIS. Por lo tanto, el diagrama de radiación de un *array* planar 2D con $M \times N$ elementos puede calcularse como:

$$\vec{E}(\hat{u}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \vec{A}_{mn}(\hat{u}) \cdot \vec{I}(\vec{r}_{mn}), \quad (2.7)$$

donde $\hat{u} = \hat{x} \sin \theta \cos \phi + \hat{y} \sin \theta \sin \phi + \hat{z} \cos \theta$ representa la zona del espacio, por encima del tablero, en donde se realizará el cálculo (véase Fig. 2.8). \vec{A} es la función vectorial del patrón del elemento unitario radiante, \vec{I} es la función vectorial de excitación de este elemento radiante, y \vec{r}_{mn} es el vector de posición del elemento mn . El sistema de coordenadas de la situación del cálculo se muestra en la Fig. 2.8.

Para simplificar los cálculos, generalmente se utilizan funciones escalares para el análisis. Para la función del patrón de elemento, \vec{A} , una aproximación escalar considera un modelo de coseno q_e para cada elemento sin dependencia azimutal (elevación o ángulo ϕ), es decir,

$$A_{mn}(\theta, \phi) \approx \cos^{q_e}(\theta) e^{jk(\vec{r}_{mn} \hat{u})}. \quad (2.8)$$

La función de excitación del elemento \vec{I} está determinada por el campo incidente y la propiedad del elemento. Al aproximar la función del patrón la antena de alimentación a la RIS utilizando un modelo de coseno q_e y teniendo en cuenta la distancia euclidiana entre el alimentador y el elemento, se puede obtener la iluminación de la apertura. La excitación del elemento se puede expresar entonces como

$$I_{mn} \approx \frac{\cos^{q_f} \theta_f(m, n)}{|\vec{r}_{mn} - \vec{r}_f|} \cdot e^{-jk|\vec{r}_{mn} - \vec{r}_f|} |\Gamma_{mn}| \cdot e^{j\phi_{mn}}. \quad (2.9)$$

En este caso, θ_f es el ángulo en el sistema de coordenadas del alimentador y la operación valor absoluto representa la distancia de la fuente a cada uno de los elementos que componen la superficie (ya visto en la anterior subsección 2.3). El parámetro ϕ_{mn} representa la distribución de fases de la superficie por cada elemento m y n , calculado en la subsección anterior.

Además, para cada elemento, esta excitación puede tener en cuenta el patrón del modo de recepción, es decir, el coeficiente de reflexión del tablero $|\Gamma_{mn}|$. Este patrón también se modela mediante una función de coseno q_e basada en la coordenadas locales del elemento, es decir,

$$|\Gamma_{mn}| = \cos^{q_e} \theta_e(m, n). \quad (2.10)$$

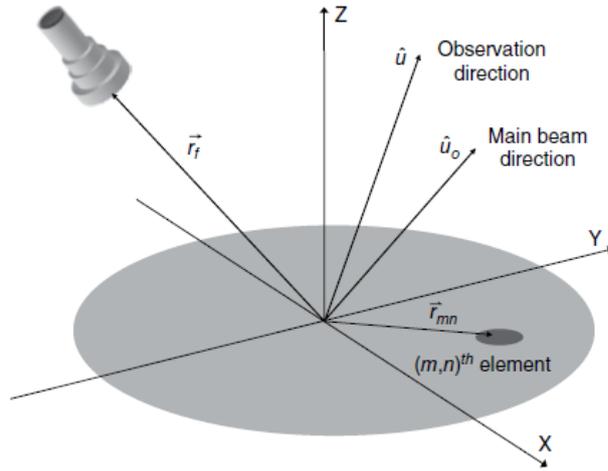


Figura 2.8: Sistema de coordenadas de la antena reflectora o RIS para el análisis teórico del cálculo del diagrama de radiación [15].

Una vez visto el cálculo considerado para el diagrama de radiación, se comentarán las representaciones posibles para visualizar los diagramas.

- Diagrama en 3D: esta representación es la más habitual, ya que como su nombre indica, se representa la forma del diagrama de radiación en forma tridimensional. Aunque en algunas ocasiones es la que proporciona la menor cantidad de información.
- Corte del diagrama en un ángulo ϕ : también, como su nombre indica, dado un ángulo en ϕ , se representa el diagrama de radiación a lo largo del los valores de θ . Esta representación es muy útil para valorar potencia del haz de salida, por ejemplo.
- Diagrama U-V: por último, este tipo de representación muestra una transformación en 2D del espacio creado por ϕ - θ como

$$\begin{aligned} u &= \sin \theta \cos \phi \\ v &= \sin \theta \sin \phi. \end{aligned} \quad (2.11)$$

En la Fig. 2.9, se muestran los diagramas de radiación, en las tres formas descritas, para algunas de las distribuciones de fase mostradas en las Figs. 2.5 y 2.6.

En esta representación se observa un fenómeno importante en el fundamento teórico de los RAs y RISs, el cuál es la aparición de *grating lobes* (o lóbulos de rejilla en español). Estos son los picos de potencia que se observan en direcciones no deseadas como por ejemplo el observable a $\theta = -50^\circ$ en la Fig. 2.9 (c). Todos los elementos en un RA o RIS deben tener un espaciado o periodicidad adecuado entre elementos adyacentes para evitar el tipo de radiación de *grating lobes* experimentado con anterioridad. Para ondas incidentes y radiadas en la dirección normal o muy cercana a la normal, como el caso de la Fig. 2.9 (a), la periodicidad entre elementos podría ser relativamente grande, por ejemplo mayor de 0.9λ [8] o como en el caso de este trabajo, 9 mm (0.84λ a 28 GHz). A medida que se requiera una diferencia entre ángulo incidente y de salida mayor (para por ejemplo abarcar más cobertura) es necesario que el espaciado entre elementos disminuya, más concretamente, para un correcto funcionamiento del RA o RIS, la periodicidad deberá regirse por la siguiente ecuación:

$$\frac{p}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + \sin \Psi}, \quad (2.12)$$

donde, como ya se comentó, p es la periodicidad o espaciado entre elemento, Ψ es el ángulo creado entre el plano del tablero y la dirección de la antena alimentadora. Como ejemplo, para un RA alimentado en el centro con un haz dirigido en la dirección normal y una relación F/D de 0.5, los elementos ubicados en la región central del RA podrían diseñarse con una periodicidad elevada de 0.95λ , mientras que aquellos elementos cerca del borde, con ángulos de incidencia alrededor de 45° , es decir, $\Psi = 45^\circ$, deberían tener una periodicidad de 0.6λ . Sin embargo, para la facilidad del diseño, de los

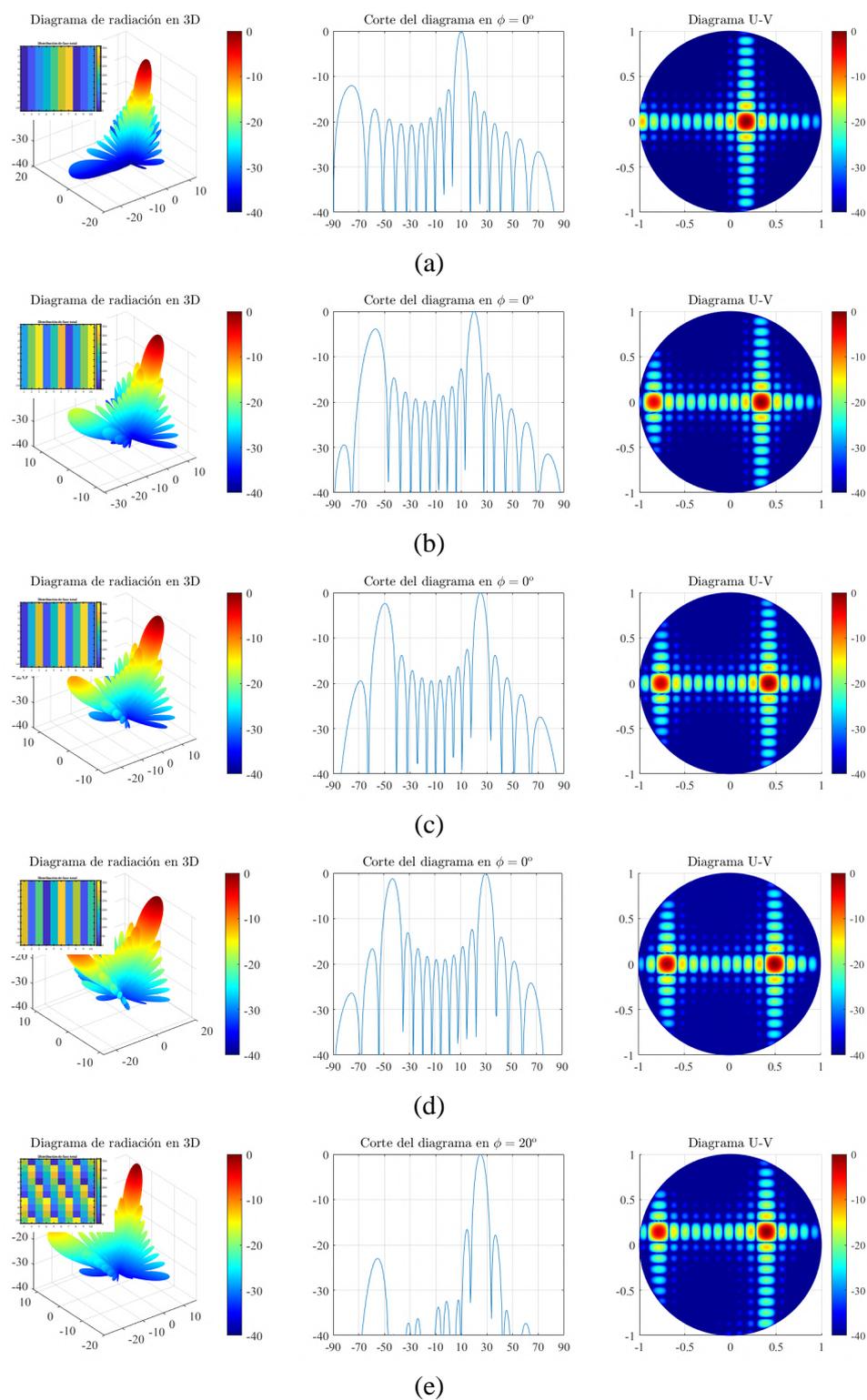


Figura 2.9: Diagramas de radiación calculados, de izquierda a derecha, en 3D, corte para el ϕ correspondiente y en coordenadas U-V para las configuraciones de tablero en incidencia normal y salida en $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 10^\circ]$, (b) $[0^\circ, 20^\circ]$, (c) $[0^\circ, 25^\circ]$, (d) $[0^\circ, 30^\circ]$ y (e) $[20^\circ, 25^\circ]$.

cálculos y de la fabricación, todo el espaciado entre elementos en un tablero RA o RIS debería ser uniforme y para este caso, con una periodicidad de 0.95λ , se formarán *grating lobes* en campo lejano.

Para el caso de las RIS, el cual se alimenta por onda plana, es decir, alimentado de forma descentralizada, son más propensos a la formación de estos *grating lobes* si el espaciado entre elementos es mucho mayor que 0.5λ , ya que para este caso, $\Psi = 90^\circ$. Es por eso último que para el diseño de RIS que se presentará en este trabajo, posee un estudio de ángulos escueto, por la rápida aparición de *grating lobes* (véase Fig. 2.9).

No obstante, existen métodos para mitigar en gran medida los *grating lobes*, estos se basan en incorporar un pequeño desplazamiento aleatorio a los elementos que constituyen la superficie [16] o apoyarse en algoritmos genéticos para la obtención óptima de esas variaciones en las posiciones para la mitigación de estos lóbulos no deseados [17].

En la Fig. 2.10, se ilustra este método por cuenta propia, para ello se ha utiliza el método de “fuerza bruta”, es decir, se ha configurado inicialmente una superficie con una periodicidad mayor a la de diseño (9×1.8 mm) para que se le añada un variación tanto en la dirección x como en la y a los elementos. Una vez hecho esto, es posible que algunos elementos estén a menos distancia que la requerida de 9 mm (ya que como se verá mas adelante es una restricción de la RIS), por los tanto a estas posiciones se le pasa un filtrado el cual a los elementos que no cumplen la restricción se le vuelve a calcular un desplazamiento aleatorio. Hasta que finalmente todos lo cumplen.

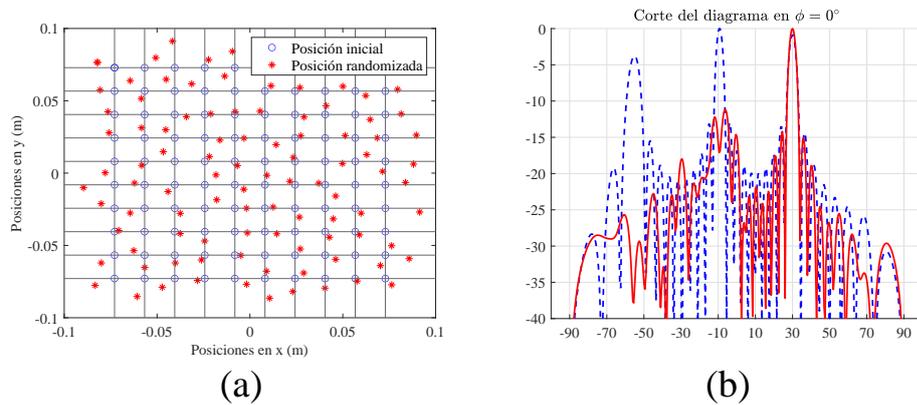


Figura 2.10: Prueba de mitigación de los *grating lobes* por medio de aleatorización en las posiciones de los elementos para una configuración de superficie con incidencia normal y apuntamiento a $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 30^\circ$, donde (a) se representa la superficie original en azul y en rojo el aleatorizado tras el algoritmo y (b) el cálculo correspondientes (respetando los colores).

2.2.3. Truncamiento de la distribución de fases

El último paso, para obtener el comportamiento final de un tablero RA o RIS, es el llamado truncamiento o discretización de la distribución de fases. Partiendo de las distribuciones de fases calculadas con anterioridad y representadas en las Fig. 2.5 y 2.6 se realiza un truncamiento del valor de la fase de cada celda unidad o elementos que completa la superficie.

La elección del número de bits que realizan el truncamiento depende tanto para un RA como para una RIS. Mas concretamente, para un RA depende exclusivamente del diseño que se realice de la celda unidad, mientras que para una RIS depende en mayor medida del actuador que se utilice para reconfiguración. Para el caso de este trabajo, el truncamiento de fase se realizará con un bit, es decir, dos estados posibles de la celda unidad, el motivo de esta elección, como ya se ha comentado, viene dado por el actuador, el cual se explicará más adelante.

Por ende, el cálculo de un truncamiento de dos estados (1 bit) viene dado por:

$$\Psi_{mn}^T = \begin{cases} 0^\circ & \text{si } \psi < 180^\circ \\ 180^\circ & \text{si } \psi \geq 180^\circ, \end{cases} \quad (2.13)$$

Y para el caso de un truncamiento de 4 estados (2 bits) viene dado por:

$$\Psi_{mn}^T = \begin{cases} 0^\circ & \text{si } \Psi < 90^\circ \\ 90^\circ & \text{si } 90^\circ \leq \psi < 180^\circ \\ 180^\circ & \text{si } 180^\circ \leq \psi < 270^\circ \\ 270^\circ & \text{si } \psi \geq 270^\circ. \end{cases} \quad (2.14)$$

No obstante, en la Fig. 2.11 se puede observar este truncamiento representado sobre las circunferencias goniométricas, las cuales representan a su vez los posibles valores continuos de fase dentro de un tablero de un RA o RIS. Los colores mostrados respetan los marcados en las ecuaciones 2.13 y 2.14.

Mencionar que los valores de fase en las distribuciones siempre se comprende desde 0° hasta los 360° , es por ello que los truncamientos solo comprenden valores entre estas fases. Destacar, también, que al igual que es este apartado se han presentado solo 2 tipos de truncamiento, se puede elegir el número de bit que se desee.

En la Fig. 2.12 se puede observar el truncamiento de las distribuciones de fases calculadas con anterioridad, de la forma mostrada en las ecuaciones 2.13 y 2.14, tanto para el caso de un bit como para el caso de dos bits.

Tal y como se comentó con anterioridad, el truncamiento de 4 estados o dos bits, realiza un ajuste casi perfecto comparando el diagrama de radiación ideal (sin trunca) y el calculado una vez truncado. Por este motivo que un truncamiento de dos bits es más que necesario para realizar un buen escaneo del haz de salida. No obstante, con el caso del truncamiento de un bit, el

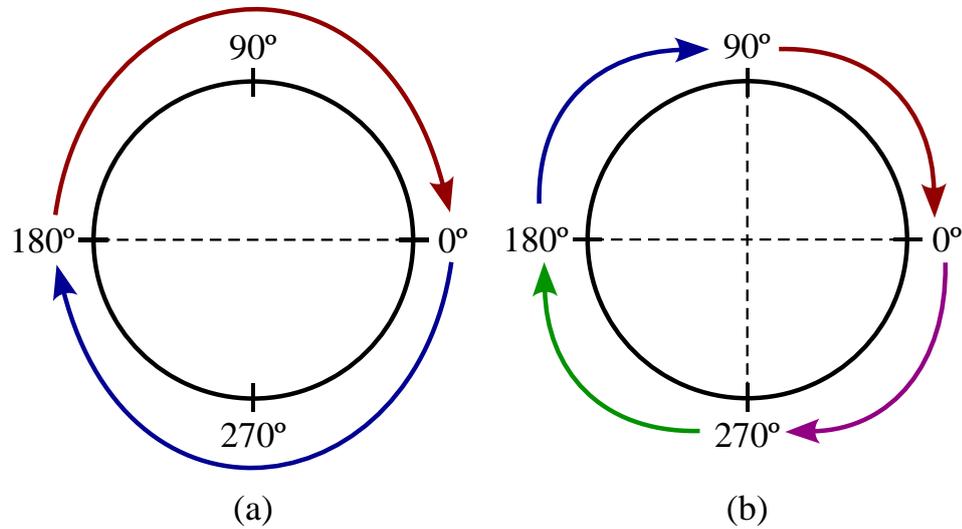


Figura 2.11: Representación gráfica del truncamiento de la distribuciones de fases para el caso de (a) 1 bit, es decir, dos estados, y (b) 2 bits, es decir, cuatro estados.

cual es el atañe a este trabajo, se puede observar un fenómeno el cual se intentará dar respuesta.

Tal y como se puede observar en los cortes en el diagrama de radiación calculados a partir de las distribuciones de fase truncadas a un bit (línea roja en las gráficas de la izquierda en la Fig. 2.12), existen dos lóbulos principales de salida, obviando los *grating lobes*, los cuales son el principal a la derecha dentro de la figura y uno especular a la izquierda de la figura, siendo este último indeseado y causado principalmente por la falta de un gradiente más fino en la distribución de fases truncadas a un bit. No obstante en la Fig. 2.13 se observa en detalle este fenómeno para el caso de (a) de la Fig. 2.12.

En contraparte, para el caso de dos bits, sí existe un gradiente “suave” de cambio en la distribución de fases, lo que hace que la onda normalmente incidente se refleje únicamente en la dirección deseada. Al no tener esta distribución de fases para el caso de un estado, la onda incidente normal al tablero no “sabe” hacia dónde quiere que se refleje la distribución de fases, y por ese motivo la onda incidente se divide en las dos posibles direcciones, la deseada y la especular. Destacar que este fenómeno se da tanto en los haces principales como en los *grating lobes*, como podemos observar en las figuras.

No obstante, este suceso se puede tomar tanto como una desventaja como una ventaja. Dependiendo de la situación real de una RIS de 1 bit de configuración, es posible aprovechar ese haz especular (o haz de cuantización) para dar cobertura a otra zona del entorno, haciendo que con una reconfiguración más simple se obtengan dos situaciones de propagación en

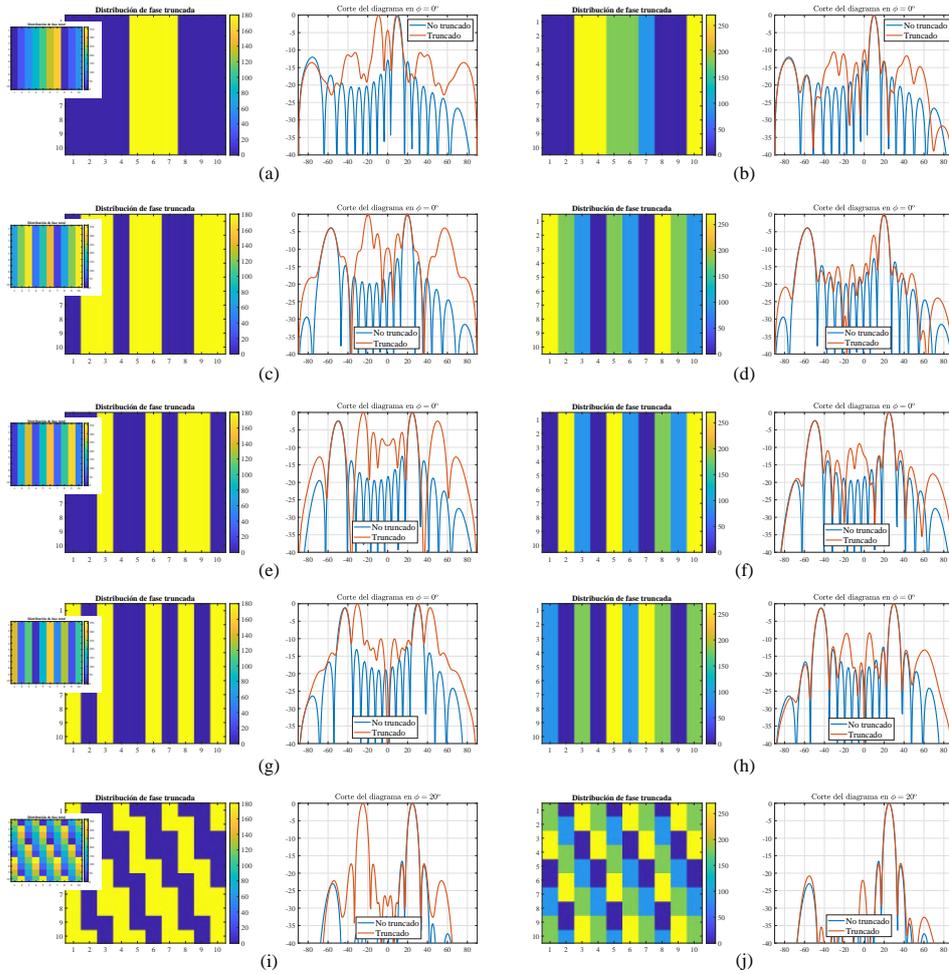


Figura 2.12: Truncamiento de diagramas de fase tanto de 1 bit (zona de la izquierda) y de 2 bits (zona de la derecha) junto al corte de diagrama de radiación correspondiente a sin truncar y truncado para las configuraciones de superficie en incidencia normal y salida en $[\phi, \theta]$ de (a, b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c, d) $[0^\circ, 20^\circ]$, (e, f) $[0^\circ, 25^\circ]$, (g, h) $[0^\circ, 30^\circ]$ y (i, j) $[20^\circ, 25^\circ]$.

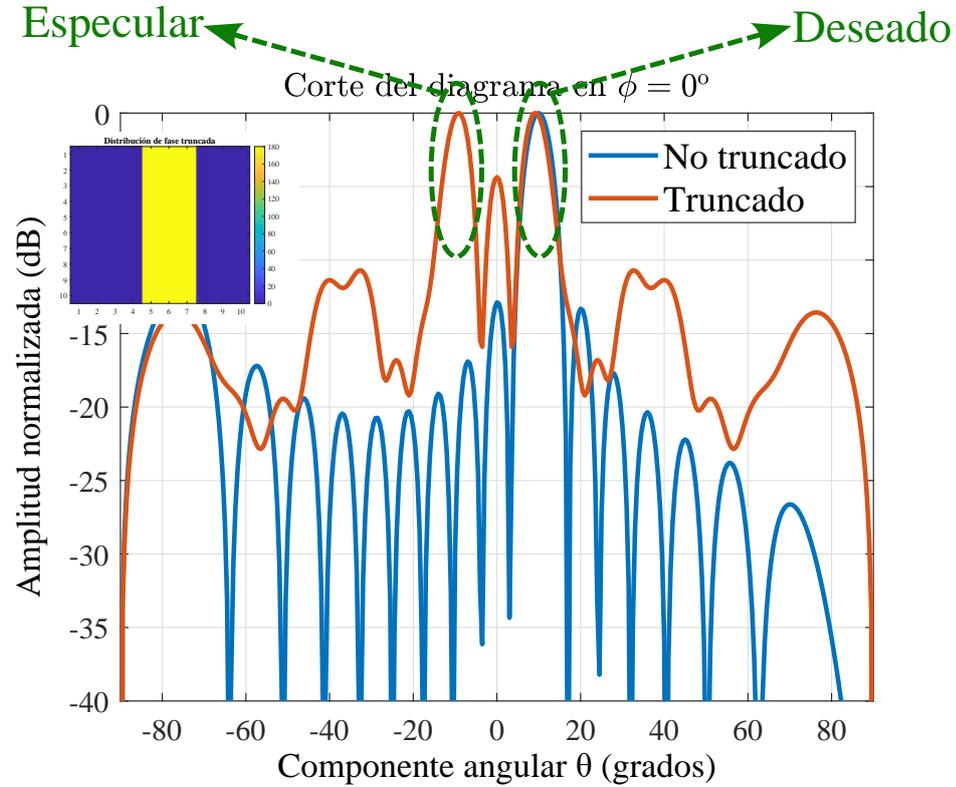


Figura 2.13: Detalle de los haces de salida para la configuración de superficie en incidencia normal y salida $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 10^\circ$ con fases truncadas.

direcciones complementarias.

Existen métodos que solucionan este fenómeno en RIS de 1 bit, como el que se explica en [18], en el cual se introduce una pequeña variación aleatoria en la fase de cada uno de los elementos, para así eliminar estos lóbulos de cuantización no deseados en el tablero de 1 bit de truncamiento. Este método es fácil y asequible de implementar en una RIS, ya que, a diferencia del método comentado anteriormente para mitigar los “grating lobes”, este no requiere desplazamiento de los elementos de la RIS, sino una pequeña variación aleatoria de su fase, cosa que se puede modificar mediante el mecanismo de reconfiguración del elemento.

2.3. Estado del arte: paradigma de la RIS

Como se ha mencionado a lo largo de este capítulo, este tipo de reflectores permiten, en teoría, la reconfiguración en tiempo real de los estados de los elementos que los componen. Aunque esta idea es relativamente nueva, hoy en día existen diversas formas de implementar una RIS, con diferentes

enfoques en el diseño del elemento unitario y su método de reconfiguración. Además, el amplio espectro de posibilidades de fabricación también influye en el diseño de RF de estos dispositivos.

Es importante tener en cuenta la sutil diferencia entre el diseño de un RA reconfigurable y una RIS, donde la única diferencia destacable es la implementación de la alimentación en onda plana u onda esférica. Por lo tanto, el diseño de elementos reconfigurables para RA también es válido para la implementación en una RIS.

En esta sección, se realizará una revisión de los métodos de diseño para un elemento de una RIS. En primer lugar, se discutirán los diversos actuadores utilizados en el estado actual de la técnica. A continuación, se revisarán algunos diseños comunes de celdas unitarias, y finalmente se abordará el tratamiento que la celda unidad puede realizar en la onda incidente, sin considerar el desplazamiento de fase.

2.3.1. Actuadores

Dentro del apartado de qué elemento es el responsable del cambio o reconfiguración del elemento RIS, es posible realizar la siguiente división o tipos de RIS.

Electrónicas

Tal y como su nombre indica, el actuador responsable de la reconfiguración es un componente electrónico que cortocircuita o deja en circuito abierto partes reflectantes de la celda unidad, como con diodos PIN, o introduce variaciones en el circuito equivalente del actuador, como con los varactores. En la Figura 2.14, se muestra un ejemplo de posicionamiento de este tipo de actuador en un elemento radiante. Cada uno de los dos componentes electrónicos mencionados posee un circuito equivalente intrínseco, mostrado en la Figura 2.15.

Estos componentes son ampliamente utilizados en la actualidad debido a que su fabricación está totalmente controlada, incluso para tamaños de encapsulados de menos de un milímetro. Los valores mostrados en los modelos circuitales de la Figura 2.15 son proporcionados por los fabricantes. Para el caso de los diodos PIN, por lo general, la corriente que circula a través del circuito cuando el estado es *OFF* es prácticamente nula en comparación con la del estado *ON*. Sin embargo, observando el esquema mostrado en la Figura 2.14, se puede notar cómo variando la polarización de los diodos, que indirectamente equivale a variar los valores de los circuitos intrínsecos, el elemento reflectante cambia las corrientes superficiales creadas por la onda incidente, es decir, que el elemento de la RIS cambia en términos de RF.

Este mecanismo permite una variedad de configuraciones para ajustar el desplazamiento de fase entre elementos. Por lo general, para los diodos PIN,

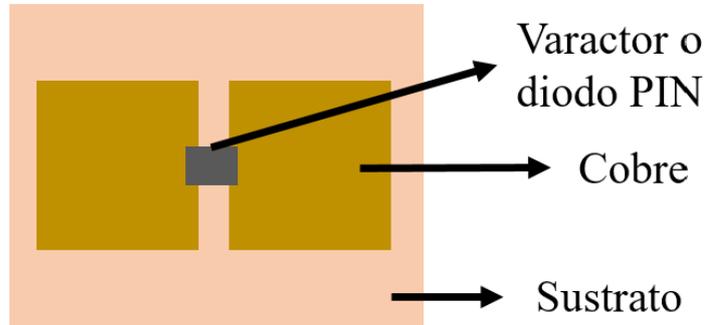


Figura 2.14: Ejemplo de implementación de un componente electrónico en la celda unitaria de una RIS.

al tener dos estados bien diferenciados, se les asigna para reconfiguraciones de 1 bit, mientras que su contraparte, el varactor, al tener valores de capacidad (C_{var}) continuos dependientes del nivel de polarización, se utiliza para reconfiguraciones de 2 o más bits. Sin embargo, existen diseños de más de un bit constituidos por diodos PIN [19].

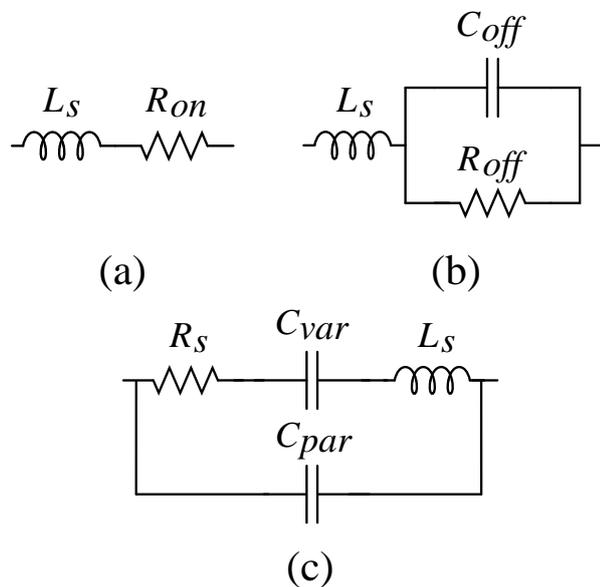


Figura 2.15: Circuitos equivalente para (a) un diodo PIN en estado *ON*, (b) un diodo PIN en estado *OFF* y (c) un varactor [22].

Para estos tipos de actuadores, es necesario contar con pistas de polariza-

ción, las cuales normalmente se ubican en las mismas partes reflectantes del elemento, lo que aumenta la dificultad en el diseño del elemento. Además, debido a que se requiere polarización con corriente continua (DC), también es necesario introducir elementos que proporcionen aislamiento entre la RF y la corriente de polarización. Estos elementos pueden incluir capas de cobre [20] o dispositivos como los RF *choke*, utilizados en [21].

Además, para aplicaciones de alta frecuencia, se ha demostrado [22] que factores como las dimensiones de los parches y su orientación son de suma importancia para el diseño RF de la celda unidad

Mecánicas

Este método de reconfiguración implica el uso de mecanismos que cambian físicamente la estructura del elemento. Estos sistemas pueden emplear micromotores de giro, motores paso a paso, electroimanes, entre otros. En la Figura 2.16, se muestra un esquema de ejemplo en el que se visualiza cómo un motor paso a paso puede cambiar el estado del elemento en cuestión, una idea que ya ha sido discutida e ilustrada previamente en la Figura 2.2.

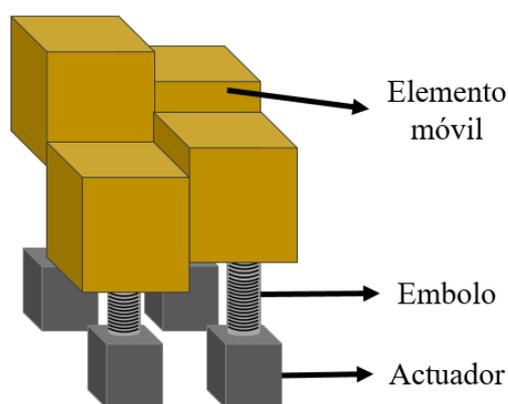


Figura 2.16: Ejemplo de implementación de un mecanismo mecánico en la celda unitaria de una RIS.

Aunque los elementos no necesariamente deben ser bloques de metal que cambian su posición con respecto al plano creado por la RIS, también pueden ser directamente integrados en un PCB, lo que permite que giren sobre su propio eje [23]. Incluso se pueden combinar tanto la rotación como el movimiento relativo del elemento [24].

En estos diseños, especialmente para altas frecuencias, es crucial prestar especial atención tanto al diseño de la celda unidad como a la elección del

actuador. Como se puede apreciar, se necesita realizar una integración funcional del actuador en el elemento y , por lo tanto, en la estructura principal de la RIS. Al igual que en los casos anteriores, estos actuadores requieren un control lógico, que consiste en una placa de control y un controlador que indique las posiciones de estos en todo momento.

Materiales reconfigurables

También es posible utilizar superficies reconfigurables en los cuales las celdas unitarias estén compuestas por materiales reconfigurables por tensión, como cristal líquido, grafeno, disulfuro de molibdeno, dióxido de vanadio, entre otros, los cuales cambian propiedades como la permitividad, permeabilidad y/o conductividad. Sin embargo, la problemática en este tipo radica en la necesidad de caracterizar el material en las frecuencias de trabajo, ya que podría ser totalmente transparente a RF.

La ventaja de este tipo de RIS con respecto a las dos anteriormente mencionadas es la facilidad de implementación. En comparación con las RIS mecánicas, especialmente en términos de volumen y peso, estas últimas pueden resultar elevadas por razones obvias. En cambio, las constituidas por materiales reconfigurables ven reducidas significativamente estas dos variables. Además, para aplicaciones donde la RIS esté dispuesta en un entorno hostil, como temperaturas e inclemencias del tiempo, es más probable que la electrónica o los mecanismos mecánicos se vean más afectados.

2.3.2. Diseños en la literatura

Los diseños de celda unidad pueden variar desde metasuperficies hasta bloques de metal que implementan tecnologías como guías de onda, placas paralelas, etc. (véase Fig. 2.17). Estos elementos suelen ser accionados con actuadores mecánicos, los cuales desplazan algún componente de la tecnología utilizada, como el cortocircuito de la guía de onda o de las placas paralelas, lo que provoca que la onda recorra más o menos distancia y, por ende, genere el desplazamiento de fase requerido.

Es bastante común el uso de PCBs para el diseño de elementos en una RIS, ya que en estas placas se pueden realizar diseños de parches muy bien ajustados al requerimiento del desplazamiento de fase (véase Fig. 2.17), e incluso crear pistas basadas en la tecnología de línea de ranura para encauzar el campo y generar una diferencia de camino. Una de las ventajas más notables del uso de PCBs es la fácil implementación de componentes electrónicos como diodos o varactores. No obstante, en este tipo de diseños es necesario conocer en detalle los estándares de fabricación, desde la naturaleza del sustrato a utilizar hasta los espesores y características de las pistas conductoras.

No obstante, y como se ha podido ir observando, el diseño EM final es

totalmente dependiente del actuador elegido para la reconfiguración, por lo que al igual que se hizo en la subsección anterior, los diseños actuales de celda unidad para RIS se puede caracterizar en mecánicas, basadas en componentes electrónicos y en materiales. Es por ello que esta sección se realizará un recorrido entre algunos trabajos actuales sobre diseños de distintos tipos de RIS.

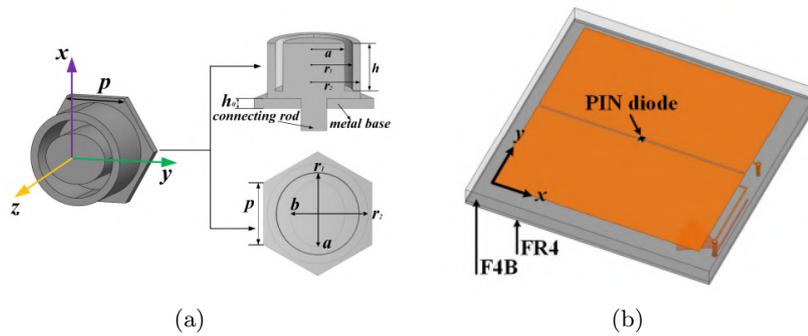


Figura 2.17: Ejemplos de diseño basados en (a) metasuperficies o bloques metálicos [25] y (b) parches en PCBs [26].

Electrónicas

Por normal general los diseños de RF para las celdas unitarias de una RIS constituida por componentes electrónicos se basan en el formación de parches, como es el caso de [27]. En este trabajo se ha realizado un diseño simple de parche cuadrado que por unos de sus lados se conecta un linea tipo *stub* por medio de un diodo PIN. Gracias a las dimensiones tan reducidas de estos componentes electrónicos es posible reducir el tamaño de la celda unidad y por ende subir a frecuencias muy elevadas. No obstante, en este diseño, al ser totalmente impreso sobre sustrato, necesita de diferentes capas para el aislamiento de la RF con los voltajes de polarización del diodo. Es por ello que en la Fig. 2.18, se pueden observar todas las capas que constituyen dicha celda unidad.

La forma mas simple de realizar el desplazamiento de fase es cortocircuitar el resonador del parche a masa usando el diodo PIN, tal y como se hace en el trabajo anteriormente comentado. Pero esto lleva a un fuerte aumento de la disipación debido al incremento de la corriente a través del PIN. Además, esto vuelve al sistema más sensible debido a las tolerancias de fabricación del diodo, es por ello que en [28] se realiza un trabajo de diseño de celda unidad basado en el acoplo entre el resonador principal y un resonador parásito en el cual se conecta a tierra a través del diodo, dejando así al parche principal sin conexiones. Tal y como se visualiza en la Fig.

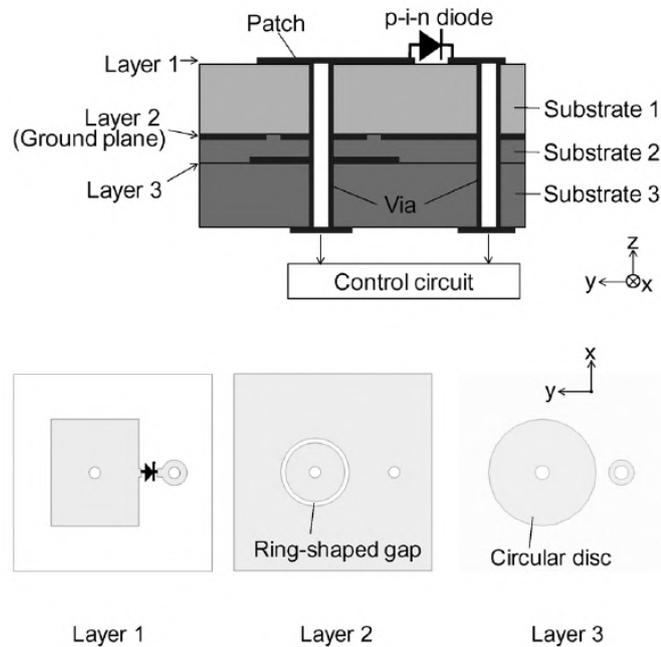


Figura 2.18: Diseño de celda unidad basada en parche mas stub controlada por un diodo PIN, extraída de [27].

2.19, esta celda unidad posee dos parches parásitos, gracias a esto esta celda unidad tiene capacidad de trabajar en doble polarización. Para este tipo de diseños, es importante realizar los dos resonadores con sus frecuencias de resonancia muy cercanas entre sí, es decir, a medida que estas frecuencias de resonancia se acercan, el acoplamiento entre parches se va haciendo más fuerte, mejorando el comportamiento EM.

Una semejanza entre los diseños anteriores es la disposición del componente electrónico, es decir, la colocación con respecto a la incidencia de la onda. Para estos dos casos anteriores, el diodo PIN se encuentra justo en la cara de la celda unidad en la cual incidencia la onda de alimentación. En otros trabajos, como en [21], se realiza el diseño con el componente electrónico, en la parte trasera de la celda unidad, de esta forma el diodo PIN no afecta negativamente al comportamiento EM. Tal y como se puede observar en la Fig. 2.20, la celda unidad consta de un parche rectangular con cortes en las esquinas las cuales ayudan a tener un gran ancho de banda y por medio de vías en el sustrato, este parche cortocircuitaría a masa por medio del diodo PIN, cambiando de este modo su comportamiento EM. Al igual que los diseños anteriores, este también posee componentes de aislamiento de la RF frente a la polarización.

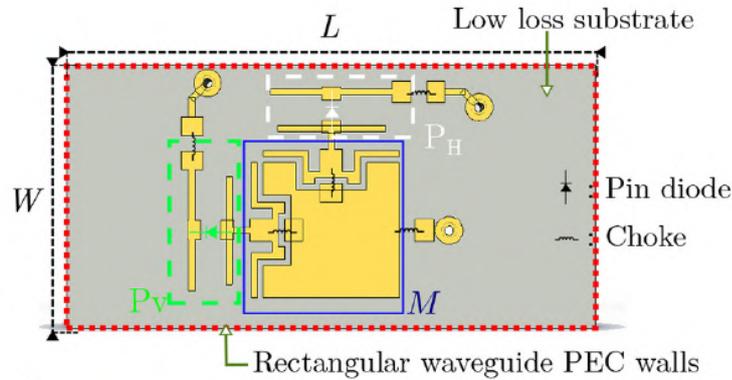


Figura 2.19: Diseño de celda unidad basada acoplamiento entre parches, extraída de [28].

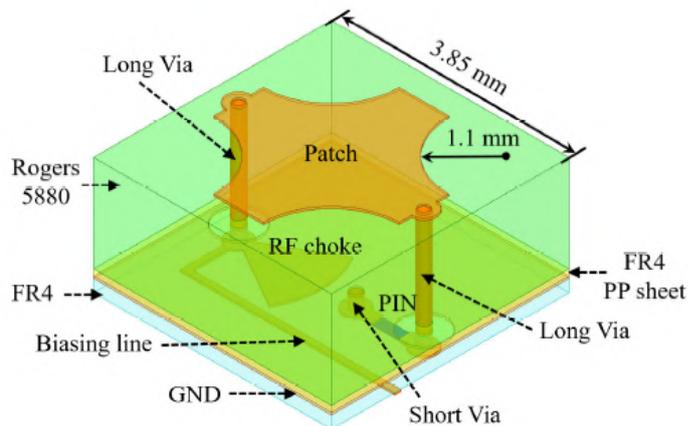


Figura 2.20: Diseño de celda unidad con componente electrónico de reconfiguración en la parte trasera, extraída de [21].

Volviendo a los diseños con los componentes electrónicos sobre la capa radiante de la celda unidad, en [29] se presenta un diseño de celda unidad también basada en parches, en la cual se presentan dos estados de funcionamiento pero configurados por diodos PIN, en lugar de uno como los casos anteriores. En la Fig. 2.21 se muestra el diseño de esta celda unidad y las diferentes capas, donde se muestran la capa de masa, la de aislamiento y las correspondientes a la polarización de los diodos. La disposición de dos diodos PIN hace que en cada estado emula el giro del anillo en la capa de radiación haciendo exista el desplazamiento de fase deseado de 180° .

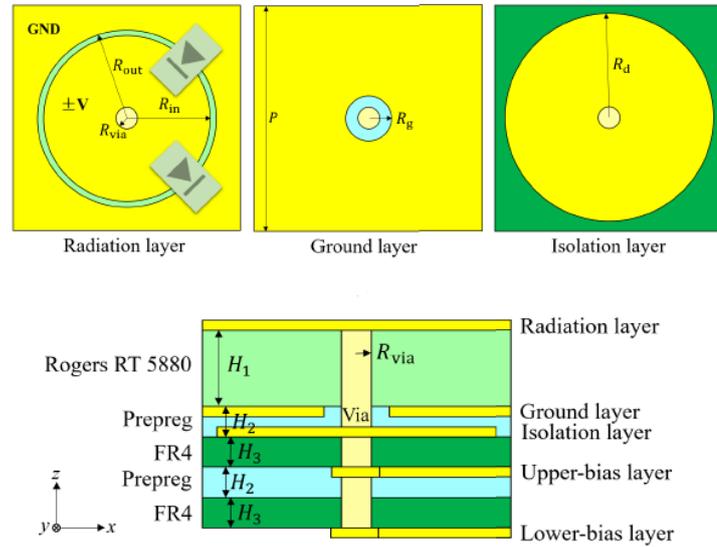


Figura 2.21: Diseño de celda unidad con dos diodos PIN, extraída de [29].

Mecánicas

Dentro del diseño EM para RIS de reconfiguración mecánica es posible encontrarse con prototipos diversos aunque todos poseen el punto común en que la celda unidad es desplazada, rotada o cualquier otro movimiento con respecto a una posición de referencia. En [30] se propone un celda unidad de 1 bit que consta de un cilindro como sustrato y sobre el un doble semi-anillo conductor, en el cuál gracias a un mecanismo de tipo cremallera y un motor de corriente continua realiza el giro de la celda unidad sobre su eje. Tal y como se puede observar en 2.22 el mecanismo se encuentra detrás de la estructura principal de la RIS haciendo que no afecte a la onda incidente, es decir, que la onda incida únicamente con la celda unidad. La utilización de la cremallera como transmisión del movimiento giratorio hace que esta RIS solo se pueda configurar por filas o columnas con un mismo estado, por lo tanto hace que la posible combinación de configuraciones de ángulos de salida sea limitado a mantener una dimensión, θ o ϕ , constante a cero, tanto en entrada como en salida.

Aunque no es necesario modificar la posición de la parte principal de la celda unidad como en el caso anterior, en algunos diseños se modifica el plano de tierra, como por ejemplo en [31]. En este trabajo se presenta una celda unidad constituida por un conjunto de antenas tipo parche cuadrado, impresa en un sustrato comercial en la cual no se hace la reconfiguración mecánica directamente, si no que es el plano de masa posterior a esta el cual se realiza un desplazamiento en la dirección de la onda incidente (z)

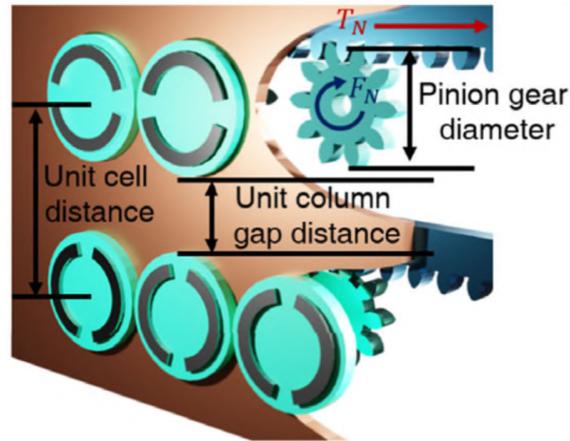


Figura 2.22: Diseño de celda unidad giratoria mecánicamente, extraída de [30].

con ayuda de una serie de motores paso a paso, haciendo que la línea de aire creada en entre el parche y este plano metálico se modifique y por ende, modifique la diferencia de fase entre estados. En la Fig. 2.23, se puede observar a grandes rasgos el funcionamiento de este mecanismo.

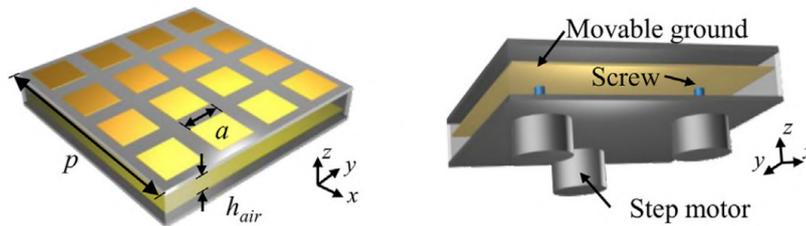


Figura 2.23: Diseño de celda unidad tipo *array* de parches cuadrados con desplazamiento de plano de masa, extraída de [31].

No obstante, los dos diseños anteriores tiene en cuenta únicamente el escaneo del haz, es decir, controlar el apuntamiento del haz de salida, pero en [32] incorpora también la funcionalidad de cambio de polarización de la onda incidente. Estas dos funcionalidades son controladas mecánicamente por dos sistemas totalmente independientes, tal y como se puede observar en la Fig. 2.24, para el control de la polarización se utiliza un simple motor de corriente continua el cual hace todas las celdas unidad de una columna de la RIS mientras que con otro motor y un mecanismo de tijera hace encoger o expandir dichas columnas, integrando la funcionalidad de configuración de apuntamiento. No obstante, el diseño EM de este prototipo, al igual que los demás, se componen de un diseño resonante impreso en sustrato.

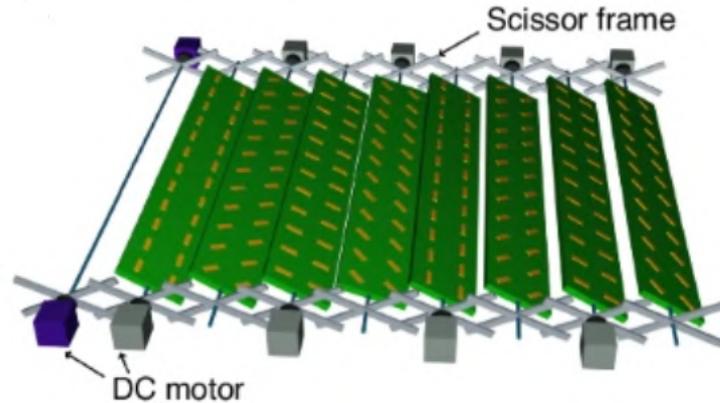


Figura 2.24: Diseño de celda unidad con doble control mecánico para control de escaneo y polarización, extraída de [32].

Como se ha observado en los diseños anteriores, el principio de funcionamiento de la celda unidad es por resonancias EM, por ello la utilización de antenas tipo parches para la celda unidad, aunque como se comentó con anterioridad, también es posible realizar el desplazamiento de fase por medio de un desplazamiento de un simple plano metálico, tal y como se lleva a cabo en [33]. Tal y como se puede observar en 2.25, la celda unidad consiste en un bloque metálico, el cual realiza un desplazamiento en la dirección de incidencia por medio de un mecanismo que transforma el movimiento circular de un motor paso a paso a un movimiento vertical. El principio de funcionamiento de este prototipo es similar al mostrado en la Fig. 2.2, el cual desplazando la celda unidad, hace aumentar o disminuir la línea de aire creada entre el transmisor y este, pudiendo configurar la fase deseada para el escaneo correcto.

Materiales reconfigurables

Tal y como se comentó con anterioridad, en este tipo de RIS, la reconfigurabilidad se realiza por medio de materiales que cambian sus propiedades en función del voltaje aplicado a ellos. Cabe mencionar que estos cambios en las propiedades se deben transformar a cambios a comportamientos EM tras radiar a la superficie con una onda. Al ser un campo relativamente poco explorado a día de hoy, los diseños EM sería fácil de implementar en las otras tecnologías comentadas. No obstante, en [34] se presenta un diseño de RIS, basada en parches metálicos y grafeno, más concretamente consta de cuatro capas principales, incluyendo la capa de grafeno, el parche cuadrado, sustrato y capa de masa. También se detalla que la capa de grafeno se com-

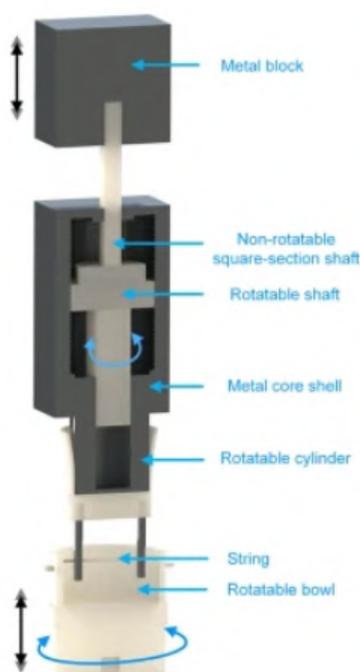


Figura 2.25: Diseño de celda unidad con desplazamiento lineal, extraída de [33].

pone de cloruro de polivinilo (PVC), papel de diafragma y una monocapa de grafeno con el patrón descrito en la figura.

En el trabajo [35] se realiza un diseño más creativo, ya que no utiliza una polarización ante un material, si no que se configura la constante dieléctrica de una capa del diseño, más concretamente se utiliza un metal conocido como *eGain* el cual su estado es líquido a la temperatura ambiente. Gracias a esta característica, este metal es bombeado hacia sus capas correspondientes haciendo que la constante dieléctrica de esa capa varíe entre la del aire y la del metal, en función de la cantidad de metal líquido que se introduzca. En la Fig. 2.27 se puede observar la composición de capas de esta celda unidad, donde en la capa de resina translúcida, el metal es depositado o bombeado y gracias a su estado líquido, termina teniendo la forma de anillo cuadrado que se puede observar. El número de estados de esta celda unidad es dos, el primero se correspondería con el anillo superior lleno de metal líquido y el inferior lleno de aire y para el segundo opuesto, la composición inversa.

Continuando con los diseños basados en cambio de la constante dieléctrica en una zona de la celda unidad, en el trabajo [36] se muestra un diseño basado en una celda unidad dieléctrica, la cual contiene una serie de cavidades de sección cuadrada las cuales se pueden llenar con agua destilada

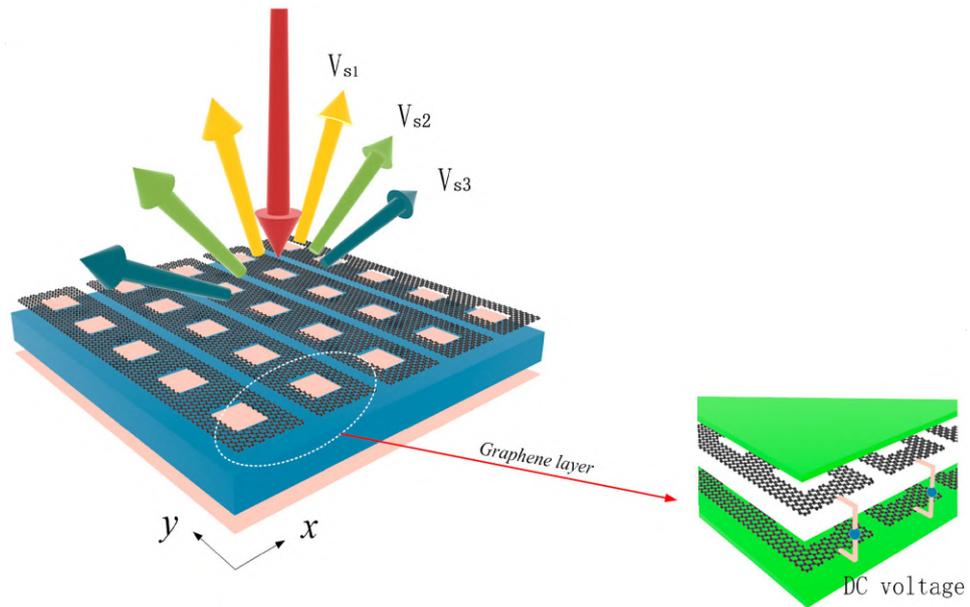


Figura 2.26: Diseño de celda unidad con grafeno por capas, extraída de [34].

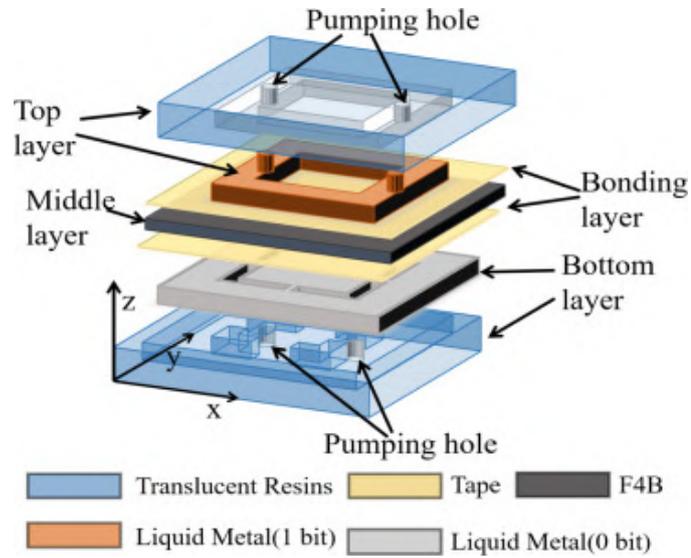


Figura 2.27: Diseño de celda unidad con metal líquido *eGain*, extraída de [35].

o dejarlas solo con aire. De esta forma es posible la configuración de cada celda unidad y así desviar el ángulo de apuntamiento. En la Fig. 2.28 se puede observar un corte de este tipo de RIS, en el cual introduciendo agua en cada uno de sus cavidades o dejándolas llenas de aire es posible modificar el

índice de refracción efectivo asociado y de esta forma encontrar el promedio ponderado del índice de refracción del agua, aire y material dieléctrico de la estructura.

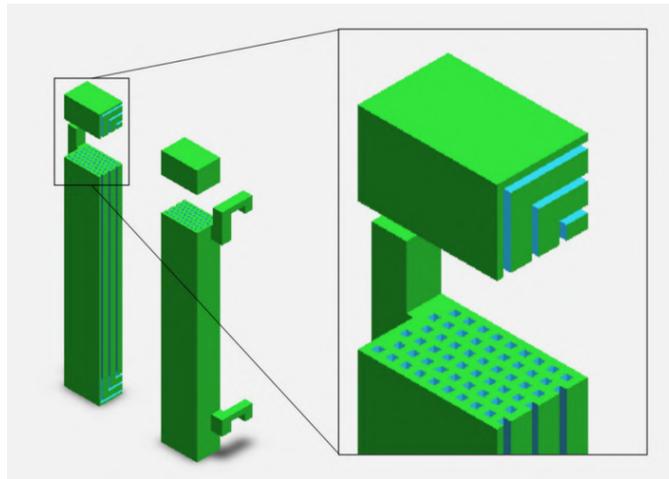


Figura 2.28: Diseño de celda unidad con cavidades de corte cuadrado por donde se puede modificar sus propiedades mediante la inyección de agua destilada, extraída de [36].

El trabajo realizado en [37] presenta la utilización de dióxido de vanadio (VO_2) como *switch* entre dos partes de una celda unidad, más concretamente entre dos zonas de un parche. Cabe mencionar que en este trabajo, el VO_2 es depositado sobre la zona deseada utilizando una técnica de serigrafía profesional (AUREL 900PA) y máscaras de deposición. En la Fig. 2.29 se puede observar las etapas de diseño con la incorporación de este tipo de material entre diferentes zonas de estos. Con ayuda de las líneas alimentación (*biasing line*) es posible polarizar este material para obtener conducción entre sus extremos o aislamiento. En este diseño, el VO_2 trabaja con el mismo concepto que los casos vistos con los diodos PIN, aunque la diferencia es que la conductividad se consigue únicamente con la utilización de un material.

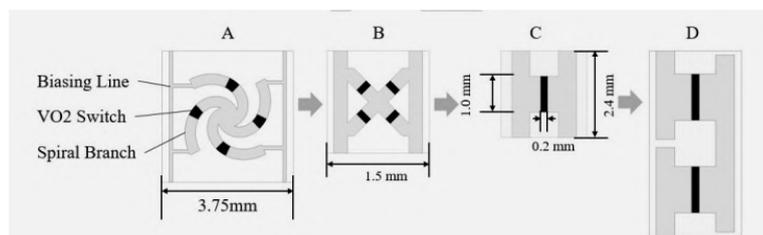


Figura 2.29: Etapas del diseño celda unidad con utilización de dióxido de vanadio como interruptor, extraída de [37].

También se pueden observar diseños de celdas unidad con cristal líquido, el cual es un líquido de tipo birrefringente que cambia su estado por la acción de un campo eléctrico. Por ejemplo en el trabajo mostrado en [38] se propone la celda unidad que se muestra en la Fig. 2.30, la cual consiste, por capas, sustrato de vidrio superior, parche metálico superior, cristal líquido inyectado, parche metálico inferior, sustrato de vidrio inferior y plano de masa. Gracias a la polarización aplicada a las capas de parches superior e inferior es posible modificar la permitividad del cristal líquido, más concretamente se altera de 2.6 (polarización perpendicular) a 3.5 (polarización paralela). De esta forma se consigue modificar la fase de la onda que inciden en cada celda unidad.

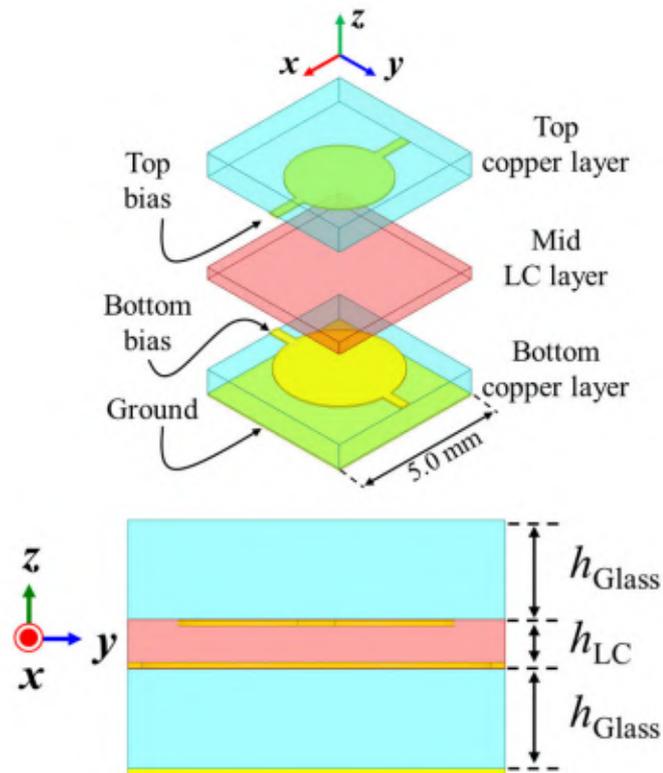


Figura 2.30: Diseño de celda unidad con utilización de cristal líquido, extraída de [38].

2.3.3. Tratamiento a la onda

Como se ha mencionado, las RIS son metasuperficies reconfigurables equipadas con elementos reflectantes que pueden ajustar eficazmente los desplazamientos de fase de la onda incidente. Aunque hay trabajos en los

que no solo cambian la dirección de reflexión, sino que también pueden ajustar la polarización, es decir, cambiarla por completo o dividir la parte incidente en diferentes polarizaciones de salida. Esta capacidad puede ser especialmente útil en situaciones de comunicaciones con diferentes tipos de usuarios que reciben señales en diferentes polarizaciones.

Sin embargo, la mayoría de las RIS discutidas hasta ahora son del tipo pasivas, es decir, no contienen componentes activos y solo modifican lo mencionado anteriormente. Para este tipo de RIS pasivas, se pueden utilizar constructivamente para combinar señales con otras y aumentar la relación señal-interferencia-ruido (SINR) del receptor deseado, o para suprimir de manera destructiva la potencia de la señal en interceptores no deseados en redes de seguridad en la capa física [39]. No obstante, investigaciones recientes [40],[41] han demostrado que las RIS pueden estar equipadas con elementos reflectantes activos, donde cada elemento no solo refleja, sino que también amplifica la señal incidente en lugar de simplemente reflejarla, como es el caso de las RIS pasivas.

Capítulo 3

Diseño electromagnético

En el presente capítulo se describirá todo lo relacionado con el diseño, desde la herramienta de software de simulación electromagnética utilizada hasta la creación física del elemento unitario que constituirá el dispositivo RIS. Se explicarán todos los criterios de diseño necesarios para llevarlo a cabo con éxito, así como las condiciones de simulación e interpretación de los resultados. Además, en este capítulo se analizará el proceso de creación de la superficie al completo, el cual es automatizado gracias a la conexión por software de MATLAB[®] y el simulador electromagnético.

Siendo uno de los capítulos más importantes de este trabajo, se presentarán simulaciones de las situaciones reales que se llevarán a cabo con el prototipo fabricado, con el fin de obtener una comparativa entre el funcionamiento esperado (o simulado) y el real.

3.1. Computer Simulation Technology (CST)

El software de simulación electromagnética de onda completa *CST Studio Suite*, utilizado para el diseño en este trabajo, es una herramienta para el diseño y la optimización de dispositivos radiantes que operan en casi todas las bandas de frecuencias (desde unos pocos Hz hasta los THz). No obstante, este simulador no solo soporta simulaciones electromagnéticas, sino que también puede realizar análisis profundos de los efectos térmicos y mecánicos de un diseño. La versión utilizada es la correspondiente al año 2022.

La utilización de esta herramienta facilita y agiliza el proceso de comprobación, ya que permite realizar simulaciones precisas y detalladas sin la necesidad de prototipos físicos iniciales, lo cual ahorra tiempo y recursos. Además, *CST Studio Suite* incluye una variedad de módulos especializados que permiten abordar diferentes aspectos del diseño electromagnético, desde antenas y componentes pasivos hasta circuitos impresos, *arrays* de elementos radiantes y dispositivos de alta potencia.

Esta herramienta presenta un entorno de diseño integrado (véase Fig.



Figura 3.1: Logotipo del software *CST Studio Suite 2022*.

3.2) que permite el modelado en tres dimensiones de cualquier dispositivo RF y facilita la visualización de la geometría y los campos electromagnéticos asociados. Gracias a una interfaz bastante intuitiva, los diseñadores pueden importar y exportar modelos CAD y ajustar parámetros geométricos, ya sea para optimizar su respuesta EM o para adaptarlos a la fabricación. También es posible trabajar con cualquier material y generar mallas de alta calidad para asegurar la precisión de las simulaciones. Este software es muy utilizado para la realización de prototipos y nuevos diseños de RF, tanto en el ámbito de empresas privadas como en la comunidad científica, siendo mencionado en numerosos artículos de investigación.

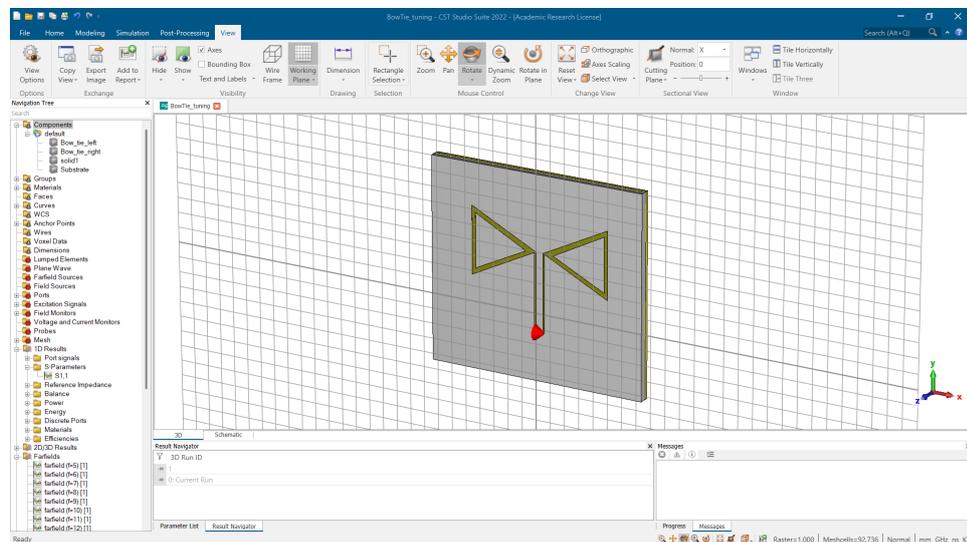


Figura 3.2: Entorno de trabajo del software *CST Studio Suite* con un diseño propio de una antena tipo *bowtie*.

CST Studio Suite se compone de cinco módulos principales que facilitan diversas tareas en el diseño electromagnético de manera efectiva. Estos módulos incluyen [42]:

- *Electromagnetic Simulation Solvers*: Incluye una variedad de *solvers* que trabajan en el dominio temporal y de la frecuencia, abarcando aplicaciones desde bajas hasta altas frecuencias. Estos *solvers* permiten modelar y analizar el comportamiento de los campos electromagnéticos con muy alta precisión.
- *Electromagnetic Design Environment*: Proporciona un entorno de diseño integrado para modelar dispositivos de RF en tres dimensiones. Este entorno permite crear geometrías complejas, definir propiedades de materiales y establecer condiciones de contorno. La visualización detallada de los resultados facilita la interpretación de los campos EM, el flujo de corrientes y otros parámetros cruciales en el diseño.
- *Automatic Optimization*: Utiliza algoritmos avanzados para ajustar automáticamente los parámetros del diseño y alcanzar los objetivos especificados, como la eficiencia de una antena o la reducción de pérdidas. Esto acelera el proceso de desarrollo al reducir la necesidad de ajustes manuales iterativos.
- *Electromagnetic System Modeling*: Permite la modelización y simulación de sistemas EM completos, integrando componentes pasivos y activos, así como circuitos electrónicos. Esto es esencial para el desarrollo de dispositivos complejos donde múltiples componentes interactúan, permitiendo evaluar el rendimiento global y predecir problemas de compatibilidad electromagnética (EMC) e interferencia (EMI), por ejemplo.
- *Workflow Integration*: Facilita la integración con otras herramientas de diseño y simulación como MATLAB, SPICE y software de diseño PCB. La capacidad de interoperabilidad asegura que los datos y modelos puedan transferirse eficientemente entre diferentes plataformas, mejorando la coherencia y la calidad del diseño, y optimizando el rendimiento del dispositivo o prototipo final.

De todos los módulos anteriormente descritos, los utilizados para el diseño, estudio y simulaciones EM en la banda FR2 de 5G son el *Electromagnetic Simulation Solvers* y el *Electromagnetic Design Environment*.

En términos de modelado, el software cuenta con geometrías básicas como cubos, esferas, conos, toros y cilindros, y operaciones booleanas para estas geometrías, como sumas, restas, intersecciones e inserciones. Con la ayuda de las geometrías básicas y las operaciones, es posible realizar todo tipo de diseños, aunque para diseños más complejos, la creación de nuevas partes se vuelve más difícil, por lo que el software cuenta con una herramienta de modificación del sistema de coordenadas. De esta forma, cualquier geometría es posible. No obstante, también incorpora herramientas de transformación, rotación, reflexión sobre los diferentes planos y repeticiones.

Como ya se ha comentado anteriormente, a cualquier creación geométrica es posible asignar cualquier tipo de material, ya sea cargado de la librería que ya incorpora el software o introducido por el diseñador basado en la descripción de las características EM como la constante dieléctrica relativa (ϵ_r) y/o tangente de pérdidas ($\tan D$).

3.2. Criterios de diseño

Antes de abordar el diseño de RF y su optimización, se realizará un breve recorrido por todos los puntos importantes de posible conflicto a la hora de esbozar el diseño final. Esta sección tendrá en cuenta desde las implicaciones mecánicas, tales como la disposición de los componentes y su fijación, hasta las consideraciones del recorrido del elemento final y su fabricación.

3.2.1. Actuador

Antes de empezar con el diseño del elemento principal o celda unidad de la RIS, es necesario conocer la naturaleza del actuador utilizado. Este es un electroimán, el cual es un tipo de imán cuyo campo magnético es producido por un flujo de corriente eléctrica. A diferencia de los imanes permanentes, que mantienen su magnetismo de forma continua, los electroimanes solo generan un campo magnético cuando la corriente eléctrica circula a través de ellos.

Un electroimán típico, como el utilizado para este trabajo (véase Fig. 3.3), consta de un núcleo de material ferromagnético, como hierro, alrededor del cual se enrolla un conductor, típicamente un alambre de cobre o similar, formando la bobina del sistema. En este caso, cuando una corriente pasa a través de la bobina, el campo magnético generado induce magnetismo en el núcleo, aumentando significativamente la fuerza del campo magnético y, en consecuencia, moviendo el actuador a su posición de *ON* (abajo). En contrapartida, cuando se priva al actuador de la corriente eléctrica, el campo magnético deja de existir, permitiendo que el resorte, visible en la Fig. 3.3, haga que el émbolo vuelva al estado *OFF* (arriba). Como se ha podido apreciar, al tener el actuador dos estados bien definidos, el prototipo RIS tendrá una capacidad de reconfiguración de 1 bit, es decir, truncamiento de 180° por cada estado (véase Fig. 2.11(a)).

Este actuador es comercial y su elección se basó en las características del sistema de reconfiguración para obtener el objetivo deseado.

Cabe destacar que, aunque el proveedor de dicho dispositivo proporcionaba el voltaje de funcionamiento, el cual era de 5 V, para este trabajo se realizó un pequeño estudio de polarización del mismo. Este estudio consistió en realizar un análisis de la potencia consumida por dicho electroimán y determinar a partir de qué valores funciona correctamente. En la tabla 3.1

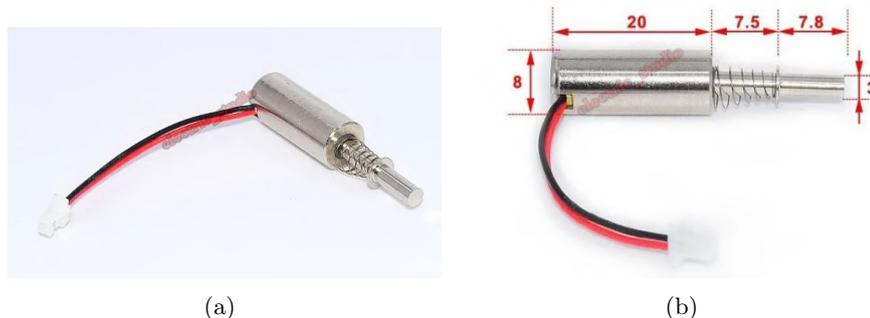


Figura 3.3: Fotografías de (a) la composición del electroimán y (b) las cotas del mismo. Aportadas por el fabricante.

se muestran los valores de corriente y voltaje medidos durante la prueba de laboratorio.

Acción	Voltaje (V)	Corriente (A)	Potencia (W)	Posición émbolo
Bajar	1.8	0.185	0.333	Comienza a bajar
	3	0.290	0.870	Punto medio
	3.8	0.368	1.398	Punto más bajo
Subir	0.598	0.057	0.034	Vuelve a la posición inicial
Bajar sin muelle	1.4	0.158	0.221	Punto más bajo

Cuadro 3.1: Datos para el movimiento del émbolo

De los datos arrojados por la tabla se puede concluir que el electroimán comienza a bajar el émbolo con una tensión de 1.8 V y una corriente de 0.185 A. A medida que se aumenta el voltaje, la fuerza de atracción crece y el émbolo continúa bajando hasta alcanzar su punto más bajo, obtenido a más de 3.8 V y 0.368 A. En este punto, el émbolo no desciende más aunque se aumente la tensión. Sin embargo, en sentido inverso, es decir, al disminuir el voltaje desde el máximo, el comportamiento del electroimán difiere del esperado, ya que en lugar de subir el émbolo progresivamente hasta su posición de reposo, éste permanece en su punto más bajo aunque se disminuya su voltaje. Esta situación se mantiene hasta que la tensión alcanza un umbral en el que la fuerza de recuperación del resorte o muelle vence a la fuerza de atracción magnética, liberando así el émbolo rápidamente. Este umbral de tensión es de 0.6 V.

El fenómeno explicado anteriormente se debe a la composición metálica

del resorte. Al activarse el electroimán, el muelle también se imanta, haciendo que el resorte y el encapsulado del electroimán se comporten como un solo bloque, lo cual provoca que su funcionamiento no sea lineal. También es evidente que la utilización de este tipo de actuador requiere una alimentación continua para mantener el estado *ON*, lo que eleva el consumo en comparación con otros actuadores que simplemente colocan el estado necesario y luego se ponen en reposo.

En consecuencia con lo anterior, es importante mencionar la temperatura que puede alcanzar el electroimán en función del tiempo activo, ya que esto indirectamente indica el tiempo que es posible mantener una configuración del prototipo RIS. Para ello, se realizaron diferentes pruebas en las cuales se activó el actuador con 5 V directamente y con diferentes resistencias en serie. En la Fig. 3.4 se muestra una gráfica con todos los valores recogidos en esta prueba. Se observa que a medida que la resistencia en serie aumenta, la caída de potencial entre los extremos del electroimán disminuye, ya que se reparte entre este y la resistencia en serie, lo que reduce la temperatura del actuador. No obstante, la potencia que no disipa el electroimán será disipada en forma de calor por la resistencia.

Es por ello que para la placa de control, la cual se explicará en los siguientes capítulos, no se ha optado por utilizar resistencias en serie, ya que el material con el que se constituye la estructura principal del prototipo RIS soporta las temperaturas experimentadas en esta prueba.

En conclusión, tras estas pequeñas pruebas, el actuador elegido es apto para este diseño de RIS mecánica.

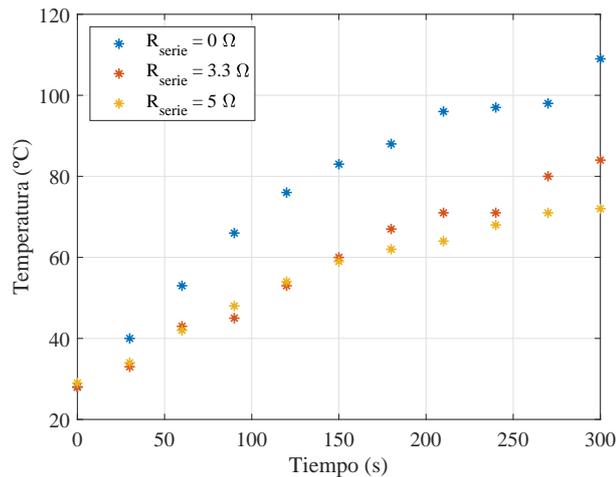


Figura 3.4: Representación de la temperatura física del electroimán para diferentes tipos de operación y en función del tiempo de funcionamiento.

3.2.2. Estructura

Para obtener una integridad en la estructura del prototipo RIS, es necesario diseñar un bloque que sea capaz de alojar a cada uno de los electroimanes, con una separación entre ellos correspondiente a la periodicidad del dispositivo radiante, ya que el émbolo está centrado en el encapsulado del actuador. Es decir, la colocación de estos con respecto al prototipo es longitudinal, de manera que el RIS no ocupe mucho espacio en el plano, pero sí a lo largo de la normal. Esta estructura principal, además de sujetar todos los actuadores, será la encargada de realizar el recorrido necesario en la celda unidad para obtener el desplazamiento de fase necesario en cada uno de los elementos, ya que no será necesario todo el recorrido que el electroimán puede dar (véase Fig. 3.3(b)). El material a utilizar para esta estructura debe ser plástico, ya que aunque el metal es buen conductor de la temperatura, al activar los electroimanes, la estructura metálica podría entrar en conflicto con los electroimanes vecinos. Es por ello que esta estructura será construida con un plástico altamente resistente a la temperatura.

También será necesaria una pequeña tapa que se atornille a la estructura mencionada anteriormente, para que el electroimán quede bien encajado y no haya posibilidad de desprendimiento.

3.2.3. Mecánica y control

En relación al desplazamiento físico del elemento y el émbolo del electroimán, es necesario tener en cuenta una serie de consideraciones. Por ejemplo, es esencial diseñar el elemento en función del tamaño del émbolo, es decir, hacer que el elemento principal de la celda unidad encaje perfectamente en la parte móvil del actuador, el émbolo. También es necesario considerar que el tamaño de esta parte del elemento no interfiera con los elementos vecinos, permitiendo así su movimiento libre. Aunque es menos importante, también debe tenerse en cuenta el peso de esta parte del elemento, ya que el actuador tiene una fuerza limitada y podría haber desprendimientos.

Finalmente, el control se realizará con placas PCB diseñadas específicamente para este trabajo, tanto para controlar los elementos de manera independiente como para controlar, de manera más cómoda, todos los elementos de una columna del prototipo a la vez. Como se explicó en la Fig. 2.12, para una configuración donde $\phi = 0^\circ$, el desplazamiento de fase se hace por columnas para configurar cualquier ángulo de salida en θ .

3.3. Principio de funcionamiento

En esta sección se explicará el principio fundamental por el cual este elemento conseguirá el desplazamiento de fase de 180° por cada estado proporcionado por el actuador.

Dado que el movimiento del actuador es normal a la superficie de la RIS, el método o principio utilizado para realizar el desfase entre estados es el desplazamiento de un plano metálico, como una aproximación al ejemplo mostrado en la Fig. 2.2. En este caso, la idea principal es colocar una placa metálica o un cortocircuito en el extremo del émbolo del actuador pertinente, y realizar el desplazamiento para obtener un desfase de 180° entre elementos en diferentes estados, tal y como se ilustra en la Fig. 3.5.

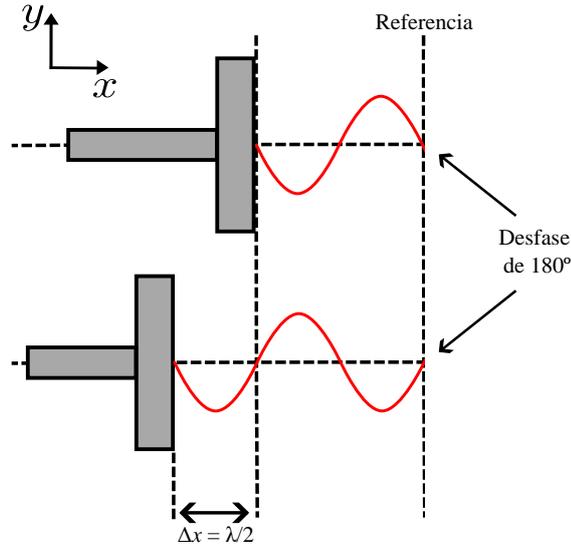


Figura 3.5: Ilustración del principio básico de funcionamiento de la celda unidad, donde el función sinoidal representa la onda reflejada en el material PEC del elemento, propagación en $+x$. *Fuente propia.*

En la Fig. 3.5, por simplificación del esquema, se supone que a partir del elemento, la onda se propaga en la dirección $+x$, considerando las ondas reflejadas. En la parte superior de la figura se muestra la situación inicial o de estado OFF, donde la onda se refleja con la fase correspondiente para que el total de los campos eléctricos (incidente y reflejado) sea nulo en la superficie del elemento metálico (PEC), es decir:

$$\vec{E}_{\text{Total}}^S = \vec{E}_{\text{inc}}^S + \vec{E}_{\text{ref}}^S = 0, \quad \text{cuando } S \text{ es un PEC}, \quad (3.1)$$

por lo tanto, en el plano de referencia se obtiene la fase de este primer estado. En la parte inferior, el elemento se desplaza en la dirección $-x$ una distancia correspondiente a $\lambda/2$, representado el estado ON del actuador, lo que hace que la fase en el plano de referencia de la onda sea 180° diferente con respecto al estado anterior, es decir, un desplazamiento de fase de 180° . Cabe mencionar que el desplazamiento del elemento para el caso real de incidencia y reflexión debe ser de $\lambda/4$ ($\Delta x/2$) ya que la onda debe recorrer

dos veces el camino.

De forma inversa, es decir, obteniendo el valor de desplazamiento necesario para obtener un desfase de 180° , se puede calcular como:

$$\pi = \angle e^{-jk \cdot (x_f - x_i)} \rightarrow \pi = k \cdot \Delta x \rightarrow \Delta x = \frac{\lambda}{2}, \quad (3.2)$$

donde Δx en este caso representa la diferencia de recorrido completo de la onda, lo que se traduce en una diferencia de posición entre elementos de $\lambda/4$.

Cabe mencionar que el recorrido de los elementos en el prototipo no será exactamente de $\lambda/4$, ya que, como se mostró en la sección de Fundamento Teórico, para el cálculo del campo eléctrico se tiene en cuenta la disposición de todos los elementos a la vez. Por lo tanto, la situación mostrada en la Fig.3.5 varía con respecto a la situación para la RIS. No obstante, en la siguiente sección se mostrará el recorrido exacto del elemento para obtener un desplazamiento de fase de 180° .

Otra forma de representación del funcionamiento de la celda unidad es la utilización de líneas de transmisión, tal y como se muestra en la Fig. 3.6. En esta representación, la onda se propaga por una línea de transmisión con una impedancia Z_0 , como por ejemplo aire o vacío, y se prolonga por otra línea de transmisión de la misma impedancia pero con un desplazamiento m . Este desplazamiento representa el movimiento natural del elemento, es decir:

$$m = \begin{cases} 0 & \text{si OFF} \\ \lambda/4 & \text{si ON,} \end{cases} \quad (3.3)$$

para terminar en un cortocircuito representando el plano metálico del extremo del elemento.

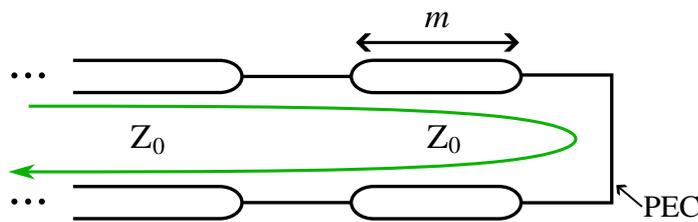


Figura 3.6: Ilustración del principio básico de funcionamiento de la celda unidad basado en líneas de transmisión, donde Z_0 representa la impedancia característica del aire o vacío y m el desplazamiento del plano metálico del elemento, este último representado como un cortocircuito. *Fuente propia.*

Para esta última representación circuital es posible contemplar otros efectos, como los causados por la periodicidad de la RIS, ya que la separación

entre elementos puede causar efectos capacitivos, como se muestra en la Fig. 3.7. Estos efectos pueden ser suplidos haciendo que el lado extremo del elemento (D) se aproxime a la periodicidad de la celda unidad, representada por p ; sin embargo, esta solución puede conllevar problemas en el movimiento mecánico del mismo, debido a la alta proximidad entre elementos vecinos.

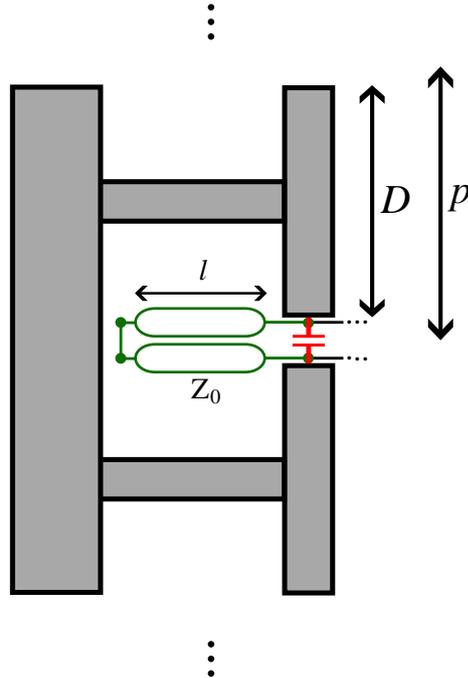


Figura 3.7: Ilustración del efecto parásito capacitivo entre celdas unidad de la RIS. *Fuente propia.*

La introducción de este efecto en el modelo circuital se muestra en la Fig. 3.8, donde la capacitancia se introduce en paralelo con la línea de transmisión de longitud variable m . Además, al existir una apertura entre elementos, es posible modelar la cavidad creada entre el elemento y la estructura metálica principal como una línea de longitud l . La impedancia de estos dos efectos se puede simplificar como una impedancia con parte real por la cavidad creada y con parte imaginaria por la introducción del condensador. Esta representación aportará una visualización importante para el transcurso del diseño, ya que se mostrará como variando el extremo del elemento, varía a su vez la capacidad, gobernada por la expresión:

$$C = \frac{\epsilon A}{d}, \quad (3.4)$$

donde ϵ hace referencia al permitividad del dieléctrico que en este caso es

aire, A se muestra como el área que ocupan las placas del supuesto condensador y d la separación entre placas. Por lo tanto, en el proceso de diseño se espera modificar el extremo de la celda unidad para obtener un valor de capacidad que minimice la pérdida de potencia en la cavidad creada entre la estructura y el extremo de la celda unidad, es decir, que no entre en resonancia la impedancia equivalente creada en la frecuencia de operación de 28 GHz.

No obstante, este efecto puede combatirse con estrategias de diseño en base a lo explicado, las cuales se explicarán en la siguiente sección, sin perjudicar las dimensiones del extremo del elemento. Con el fin de poseer un desplazamiento físico del elemento libre y sin posibles obstáculos.

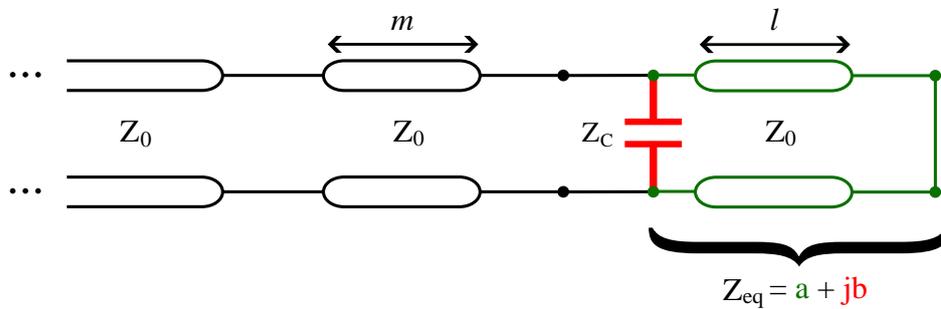


Figura 3.8: Ilustración del principio básico de funcionamiento de la celda unidad basado en líneas de transmisión junto a los efectos capacitivos de la periodicidad del diseño. *Fuente propia.*

3.4. Metalización por aerosol

Antes de presentar la celda unitaria y las simulaciones EM pertinentes, es de suma importancia realizar un estudio del comportamiento EM de la metalización utilizada. Esto se debe a que, al aplicarse en forma de spray, es complicado mantener una capa uniforme de recubrimiento en toda la pieza o mantener la misma altura de aplicación.

Para este estudio, se ha llevado a cabo una medida del parámetro de reflexión para dos sprays de metalización de diferentes fabricantes y compuestos, así como un plano metálico de referencia. En la Fig. 3.9 se observan los aerosoles de metalización utilizados. El primero posee una composición únicamente de níquel de la marca *MGChemical*, con una resistencia superficial de $0.6 \Omega/\text{sq}$ y un color plateado tras su deposición. El segundo es una composición de plata y cobre de la marca *RS pro*, con una resistencia superficial de $0.7 \Omega/\text{sq}$ y un color cobre tras su utilización.

Para llevar a cabo la medida, se han utilizado placas cuadradas de metacrilato. Estas placas han sido metalizadas con los sprays descritos previa-



Figura 3.9: Sprays de metalización utilizados para la prueba de rendimiento, a la izquierda con la composición únicamente de níquel y a la derecha con la composición de plata y cobre.

mente, asegurando una cobertura uniforme y una capa fina de metalización. En la Fig. 3.10, se pueden observar tanto las placas de metacrilato como la placa metálica de referencia utilizada en este experimento. Esta imagen permite apreciar el proceso de metalización y la uniformidad de la deposición del aerosol, lo cual es crucial para garantizar la fiabilidad y precisión de los resultados del parámetro de reflexión S_{11} . La placa metálica sirve como punto de comparación entre las placas metalizadas para evaluar las propiedades que estos sprays pueden aportar.

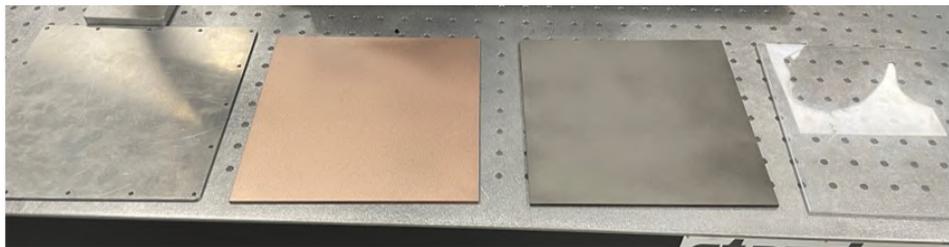


Figura 3.10: Placas utilizadas para las medidas de los sprays. De izquierda a derecha: placa metálica de referencia, placa de metacrilato con spray de plata y cobre, placa de metacrilato con spray de níquel y placa de metacrilato pura.

Se han utilizado este tipo de placas en el montaje o *setup* mostrado en la Fig. 3.11. En este *setup*, se emplean posicionadores especiales diseñados

específicamente para este tipo de placas, lo que garantiza una colocación precisa y estable durante los experimentos. Además, se incluye una antena de bocina piramidal para frecuencias que van desde 22 GHz hasta 33 GHz (WR34). Este equipamiento es fundamental para asegurar que las mediciones sean precisas y consistentes, junto con la disposición de absorbentes que se puede observar en la fotografía. La colocación de estos absorbentes es para evitar reflexiones no deseadas con la estructura de los posicionadores y con la mesa de precisión utilizada.

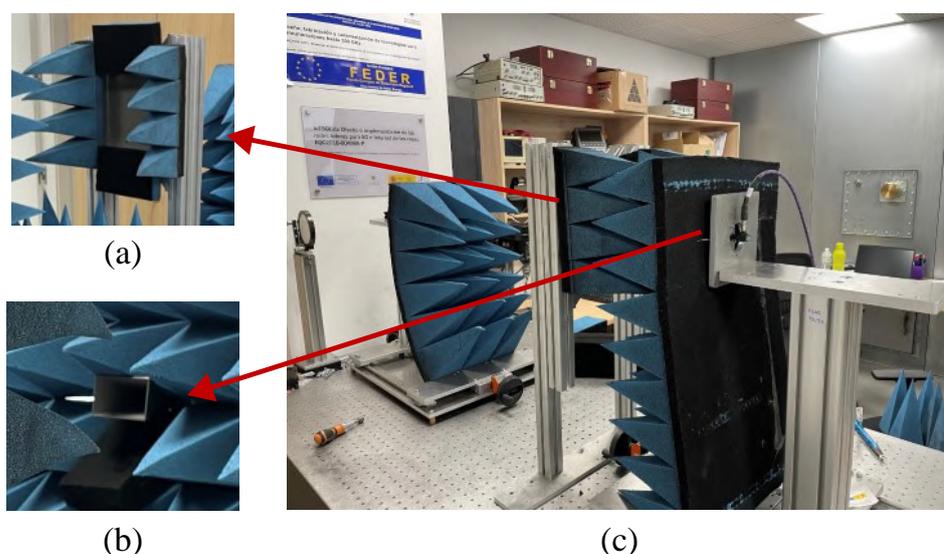


Figura 3.11: *Setup* de medida en espacio libre con (a) el soporte de las placas bajo prueba y (b) soporte especial para la bocina WR34 (22 GHz a 33 GHz).

La medida del parámetro de reflexión S_{11} se obtiene con un analizador vectorial de redes (VNA), configurado adecuadamente para la correcta visualización, tanto en banda de frecuencia como en nivel de amplitud. En la Fig. 3.12 se muestra la gráfica del resultado de este experimento, donde se aprecian todos los valores del parámetro de reflexión para cada una de las placas de prueba. Como se puede observar, las dos placas metalizadas mediante spray poseen un comportamiento idéntico al del metal de referencia, mientras que en el caso del metacrilato puro y del aire, las reflexiones apenas superan los -20 dB en algunas frecuencias, confirmando que el sistema funciona. No obstante, y volviendo a los sprays, tras esta prueba es posible confirmar que ambos sprays son óptimos para trabajar a las frecuencias de diseño del prototipo RIS.

Adicionalmente, se realizó otra prueba de comprobación de los aerosoles de metalización en comparación con el metal de referencia. A diferencia del *setup* anterior, que presenta inconvenientes asociados al espacio libre, como reflexiones no deseadas entre la bocina y el aire y reflexiones con el entorno,

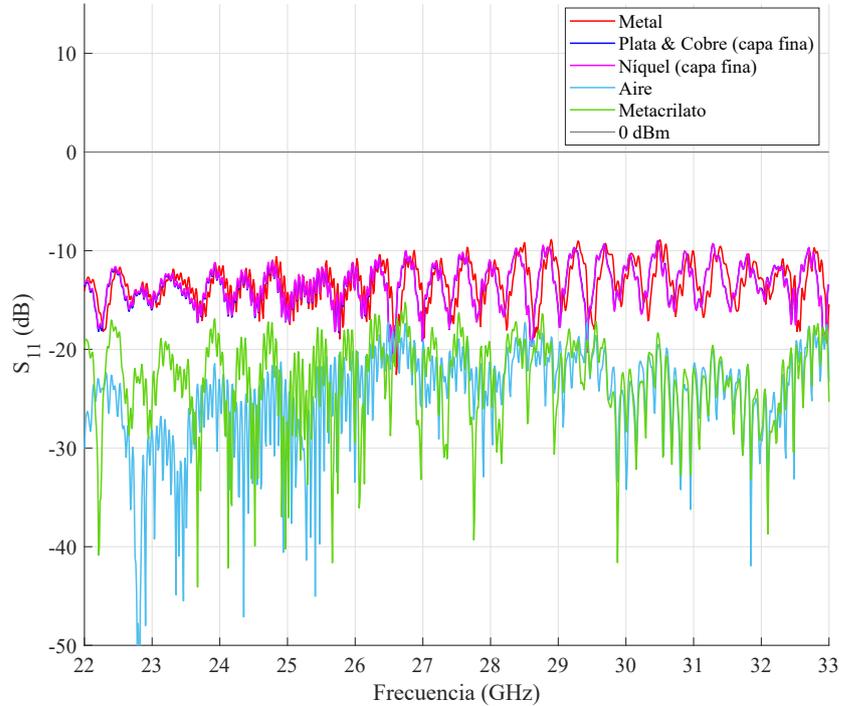


Figura 3.12: Medida del parámetro de reflexión S_{11} de los sprays de metalización junto a la placa metálica de referencia.

en el nuevo *setup* mostrado en la Fig. 3.13, se realiza la medida directamente en guía de onda. Como se puede apreciar, para ello se coloca directamente el metal bajo prueba tras la transición de WR34. De esta forma, solo se consideran las posibles reflexiones en la transición coaxial-guía, haciendo que la medida sea más limpia. No obstante, existen métodos para eliminar componentes no deseadas en una medida de reflexión o transmisión, como el *Time Gating* [43].

De igual forma que en el *setup* anterior, en la Fig. 3.14 se presenta la medida del parámetro de reflexión S_{11} , obtenida de forma más “limpia”. Como se comentó anteriormente, de esta forma se evita la transición de bocina-aire, que aunque tiene buena adaptación, siempre existen reflexiones hacia el puerto. También se evitan posibles reflexiones con el entorno, como la mesa de medida o las estructuras de los soportes.

En esta medida, se observa que, aunque las medidas de los sprays son prácticamente iguales a las del metal de referencia, existen frecuencias en las que la potencia de reflexión supera los 0 dB, lo cual es imposible. Suponiendo que toda la potencia de salida del VNA se reflejara por completo y volviera al



Figura 3.13: *Setup* de medida en guía de onda, donde el plano de salida de la transición de WR34 se coloca paralelo a la placa a medir, en este caso a la placa con metalización en plata y cobre.

puerto de salida del VNA, la medida sería de 0 dB, sin considerar pérdidas en cables o transiciones. Por lo tanto, en este caso no se muestra que la potencia es de 0 dB, sino que existen frecuencias en las que la potencia supera este valor, lo que significa que se está creando potencia, lo cual es imposible. Este fenómeno se debe a la calibración previa del VNA, ya que, como se ha podido ver, esta calibración solo se realizó a un puerto y, al no ser diferencial con otro, es más sensible a posibles tolerancias del *setup* como por ejemplo la posición de los cables.

No obstante, en esta prueba se ha podido confirmar una vez más que una capa de unas pocas micras de estos sprays de metalización es suficiente para obtener la misma respuesta que un metal con alta conductividad, debido a la fuerte desadaptación que crea la primera capa de este material. El aerosol utilizado para la metalización del prototipo es de la marca *RS Pro* con un compuesto de plata y cobre.

Este mismo tema se trata en [10], donde se ha obtenido la expresión del coeficiente de reflexión total para el caso de dos medios con interfaces entre ellos, tal y como se muestra en la Fig. 3.15. En este caso, el primer medio se considera aire y el segundo una capa de grosor d de esta metalización con una conductividad de $1e4$ S/m, tal y como se muestra en la tabla 3.2.

La expresión obtenida es

$$\Gamma_{\text{Total}} = \Gamma_1 + T_1 T_2 \Gamma_2 e^{-j2\theta} + T_1 T_2^2 \Gamma_3 \Gamma_2^2 e^{-j2\theta} + \dots, \quad (3.5)$$

la cual representa el coeficiente de reflexión total desde la primera interfaz aire-metal hasta la tercera reflexión dentro del metal. La exponencial tiene

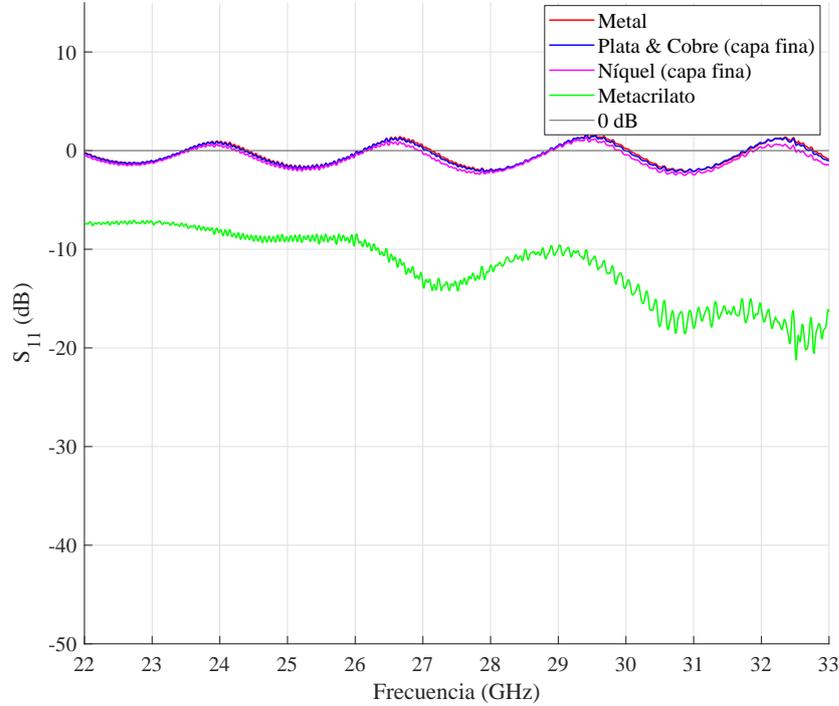


Figura 3.14: Medida del parámetro de reflexión S_{11} para el *setup* en espacio libre de los sprays de metalización junto a la placa metálica de referencia.

en cuenta el retardo dentro del metal, es decir, $\theta = d \cdot k_{metal}$. Esta expresión muestra que el coeficiente de reflexión total es muy similar al primer coeficiente de reflexión Γ_1 y no varía considerablemente con respecto al grosor de la capa de metalización d , tal como se ha demostrado en las pruebas experimentales anteriores.

3.5. Celda unidad para RIS #1

Como ya se ha indicado anteriormente, en esta sección se presentará la celda unidad bajo el criterio de variar el valor de la capacitancia creada entre elementos y manteniendo el funcionamiento esperado de desplazamiento de fase.

Antes de abordar el diseño principal y todas sus variaciones, es importante mencionar la parte común o invariante del diseño, la cual forma parte del electroimán. Tal y como se observó en la Fig. 3.3, la celda unidad consta de un cilindro metálico (émbolo del electroimán) insertado en una cavidad cilíndrica que permite el movimiento del cilindro anterior.

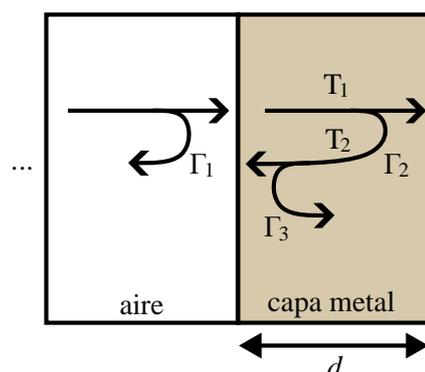


Figura 3.15: Representación de los coeficientes de reflexión y transmisión en la situación de interfaz aire-metal . *Fuente propia.*

En el extremo del cilindro se encuentra el elemento principal, el cual realizará el desplazamiento de fase. Este elemento extremo debe tener en su parte posterior una pequeña cavidad cilíndrica que permita su inserción en el émbolo del electroimán.

En la Fig. 3.16 se muestran todas y cada una de sus vistas con todas las cotas de sus dimensiones. Entre estas, se pueden considerar como las más críticas, en el sentido de requerir un control especial tras la fabricación, a δ_e , ya que la diferencia de este diámetro con respecto al del émbolo es mínima y cualquier error haría que este último encontrara impedimentos en su recorrido. También es de especial importancia D , ya que marca la superficie de reflexión con la onda incidente y se encuentra relativamente cerca de los elementos vecinos. Tal y como se puede observar en la Fig. 3.16, el recorrido del elemento para cambiar de estado es de 3 mm, como se comentó anteriormente. Este recorrido se obtiene tras realizar las simulaciones que a continuación se explicarán; en concreto, se obtiene dicho valor para lograr un salto de fase de 180° . Tal y como se mencionó en secciones anteriores, esta distancia de recorrido no es la distancia de $\lambda/2$ comentada, sino que es 0.5 mm más, debido principalmente a las condiciones de contorno impuestas.

Los materiales utilizados para este diseño se muestran en la tabla 3.2, donde se presentan las características EM de cada uno. La celda unidad se compone principalmente del material denominado *High Temp* [44], el cual es una resina dieléctrica y posee un buen comportamiento a altas temperaturas, perfecto para la utilización del electroimán como actuador. Este material se recubrirá con una metalización por aerosol, como se comentó anteriormente, para obtener el comportamiento EM deseado. En la Fig. 3.16 se puede ver el sustrato de color anaranjado, mientras que la metalización por spray se representa con un color bronce. Esta metalización se ha simulado mediante un recubrimiento de unas pocas micras de grosor, ya que es suficiente para asegurar una buena reflexión dado su valor de conductividad [45] (ver tabla

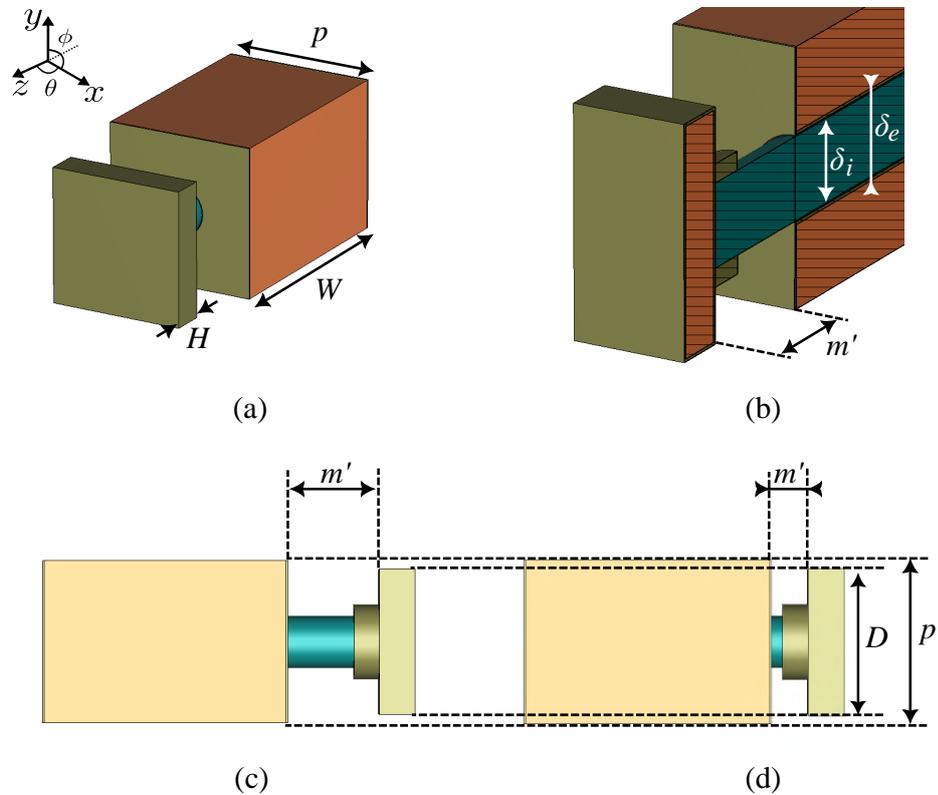


Figura 3.16: Diferentes vistas en el software CST Studio Suite de la celda unidad con extremo cúbico, (a) vista tridimensional, (b) con corte realizado longitudinalmente para observar la composición de materiales utilizados y (c, d) vista lateral para diferentes la posición del elemento extremo para los dos estados diferentes, $m' = 5.1$ mm (*OFF*) y $m' = 2.1$ mm (*ON*), respectivamente. El nombramiento de cada unos de los estados será de $m = 0$ mm para el *ON* y de $m = 3$ mm para el *OFF*. Las demás cotas en mm son: $H = 1.95$, $W = 12$, $D = 8.04$, $p = 9$, $\delta_e = 3$ y $\delta_i = 2.9$.

3.2). Es importante destacar que este recubrimiento se encuentra alrededor de todo el elemento extremo, en las caras de $+z$ y $-z$ de la estructura, y en el interior de la cavidad cilíndrica de este, siendo este último punto crucial para un correcto funcionamiento.

Por último, el émbolo se compone de un material ferromagnético, necesario para el funcionamiento del electroimán. Aunque la composición exacta de este material es desconocida, se ha simulado con un material metálico de bajas pérdidas, como podría ser el hierro, cobalto o níquel, entre otros. Este se representa en color azul en el modelo 3D.

Para mejorar la claridad sobre la composición de materiales de la celda

Nombre	Permitividad relativa	Conductividad (S/m)	Tangente de pérdidas
High Temp	2.6	-	0.0025
Recubrimiento metálico	-	1e4	-
Émbolo	-	3.5e7	-

Cuadro 3.2: Tabla de materiales y propiedades de la celda unidad

unidad, en la Fig. 3.17 se observa la disposición de estos en el modelo 3D de la celda unidad, dejando en transparencia los demás materiales.

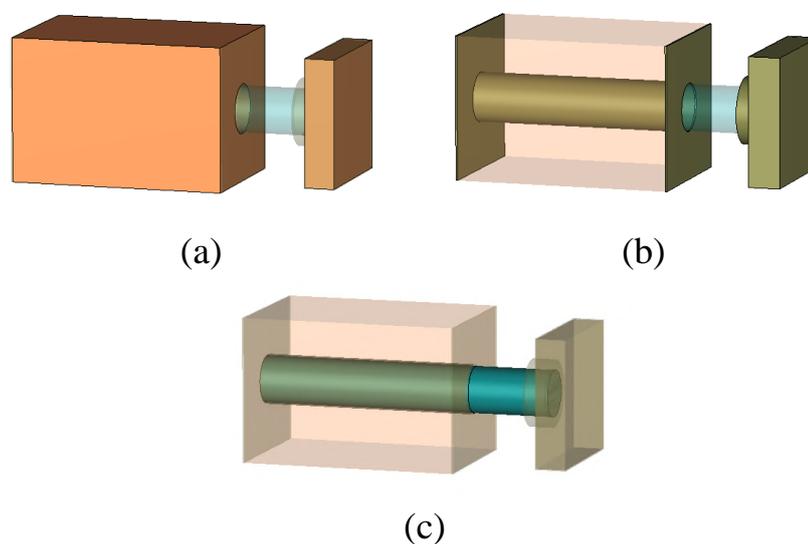


Figura 3.17: Disposición de los diferentes materiales en la celda unidad, (a) dieléctrico *High Temp*, (b) metalización por aerosol y (c) émbolo de material ferromagnético.

Como ya se presentó, el software utilizado para las simulaciones pertinentes es CST Studio Suite. Este software se ha configurado de la siguiente forma para la simulación EM de la celda unidad anteriormente descrita y de las posteriores. El solver opera en el dominio de la frecuencia (*Frequency Domain Solver*) y las condiciones de contorno son periódicas en las direcciones x e y . Es decir, el software simula también la influencia de las celdas vecinas en los lados de la celda unidad principal, a una distancia correspondiente a la periodicidad p , tal y como se muestra en la Fig. 3.18. En la dirección $-z$, se coloca una condición de plano metálico, y en la dirección $+z$ la condición es de espacio libre para la colocación del puerto que alimenta a la celda unidad. El puerto seleccionado es de tipo *Floquet*, el cual simula la interacción

de las ondas electromagnéticas en estructuras periódicas.

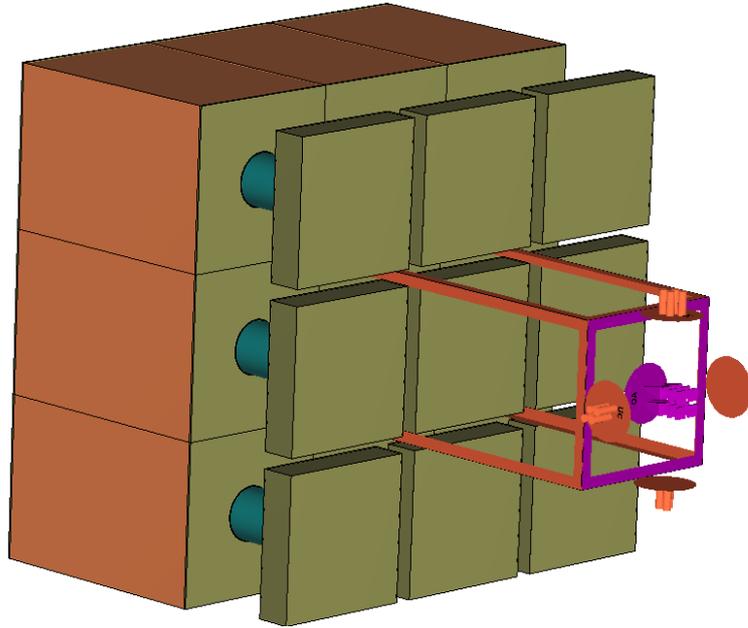


Figura 3.18: Condiciones de contorno de simulación para la celda unidad. Aplicable a todas las simulaciones de elementos que componen a la RIS.

Como se puede observar en la Fig. 3.18, todos los elementos a simular poseen el mismo estado (*OFF*), lo cual es intrínseco a la simulación ya que simplifica notablemente el proceso. Esto significa que las simulaciones entre los dos diferentes estados se aplicarán uniformemente a todos estos elementos. Cabe destacar que este enfoque conlleva un pequeño error en comparación con la realidad, dado que en un escenario práctico con cualquier configuración real en el prototipo, las celdas unidad no se encontrarían todas en esta situación homogénea. En la práctica, las condiciones de cada celda varían significativamente, tal y como se pudo ver en la Fig. 2.12. No obstante, es importante resaltar que, a pesar de esta simplificación y el pequeño error asociado, este tipo de simulación proporciona una aproximación muy buena y útil a la realidad. La uniformidad en los estados de los elementos permite simplificar el análisis para el simulador y obtener resultados que, aunque no sean perfectamente precisos en comparación con el caso real, ofrecen una perspectiva sobre el comportamiento del elemento bajo estudio. En la Fig. 3.19 se presentan los resultados de la simulación de esta celda unidad en términos de parámetros de reflexión.

Podemos observar que para el estado *ON* ($m = 0$ mm), el comportamiento es bastante lineal en la banda de funcionamiento, tanto en magnitud como en fase. No obstante, se empieza a observar una caída por resonancia en las frecuencias más elevadas de la banda. El comportamiento clave de

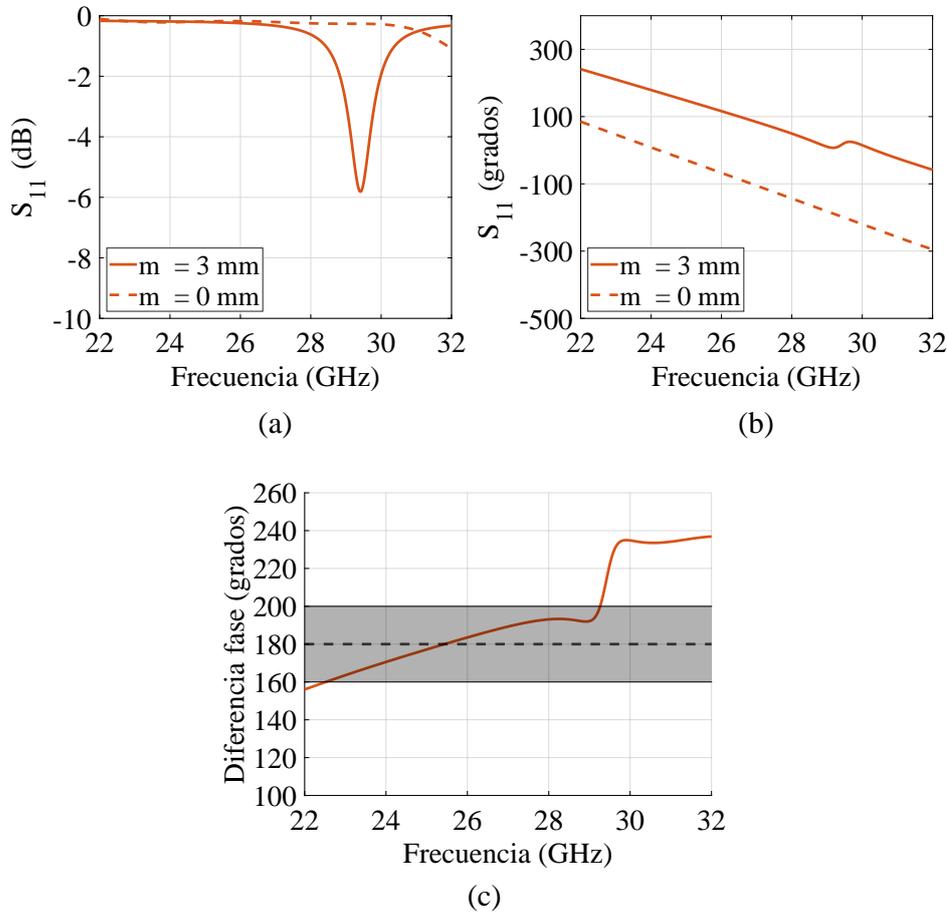


Figura 3.19: Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los dos estados tras simulación de la celda unidad #1 de (a) la magnitud, (b) fase desenrollada y (c) diferencia de fase entre los dos estados.

este diseño se manifiesta en el estado *OFF* ($m = 3$ mm), el cual presenta una resonancia a la frecuencia de aproximadamente 29.38 GHz. La fase para este estado muestra una discontinuidad debido a la resonancia mencionada anteriormente, la cual es causada por la cavidad creada entre el extremo del elemento y la estructura principal del prototipo. Es decir, el principal motivo es la capacitancia creada entre los elementos vecinos en la dirección y y la cavidad entre el extremo de la celda unidad y la estructura de la RIS, comentado anteriormente, ya que a dicha frecuencia entraría en resonancia la capacidad y la cavidad haciendo que la impedancia equivalente no posea parte imaginaria y haya una pérdida de potencia y en consecuencia una reducción del parámetro S_{11} alrededor de esta frecuencia de resonancia. En el otro caso, la cavidad creada no posee las dimensiones adecuadas para dicha

resonancia a esta frecuencia.

No obstante, en la Fig. 3.20, este efecto se puede analizar con la ayuda de un monitor de campo eléctrico en el software de simulación. También, en la tercera figura se muestra la diferencia en fase entre los dos estados, y como se puede observar, se logra una diferencia de fase en un rango de frecuencias considerablemente amplio, entre aproximadamente 23 GHz y 29 GHz, debido a la resonancia comentada anteriormente.

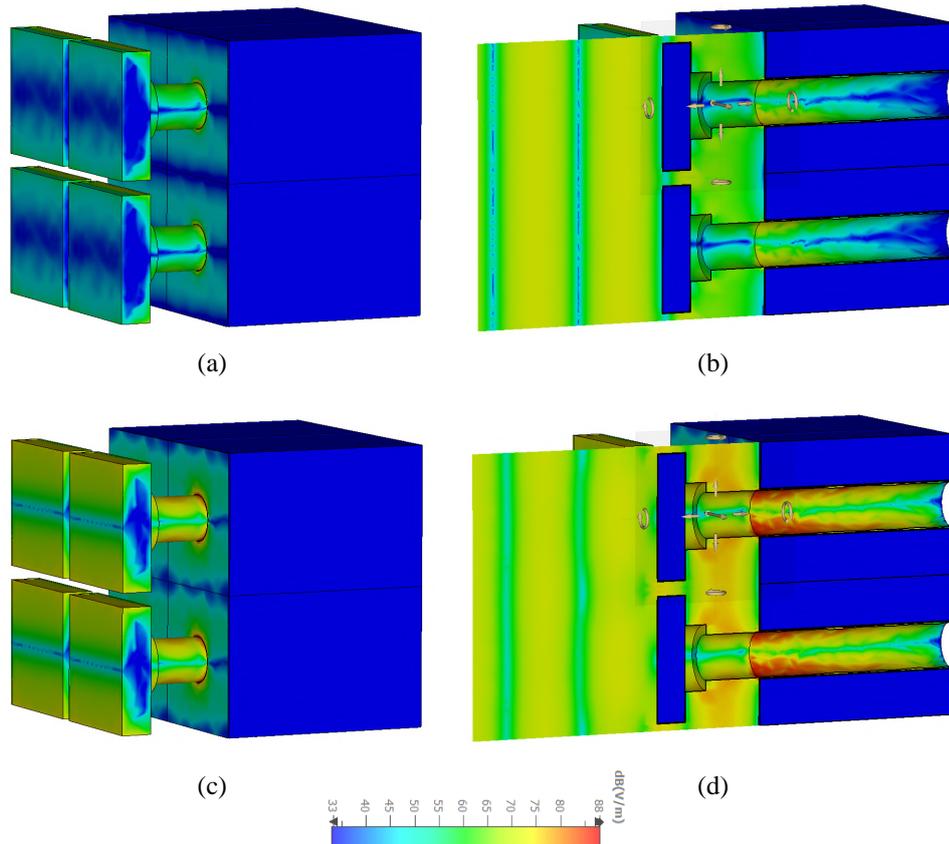


Figura 3.20: Monitores de campo eléctrico para el estado *OFF* ($m = 3$ mm) para las frecuencias de (a) 26 GHz, (b) 26 GHz con corte en la estructura, (c) 29.38 GHz y (d) 29.38 GHz con corte en la estructura.

La elección de estas frecuencias para el cálculo de la distribución de campo se basa en las gráficas mostradas en la Fig. 3.19, para observar la comparación entre la frecuencia donde existe la resonancia y la frecuencia donde no. Para los casos donde no existe la resonancia (Fig. 3.20 (a y b)), se observa cómo el campo creado delante de las celdas unidad es estacionario y muy limpio, hasta la zona de unión entre elementos vecinos. Mientras que en el caso de la resonancia, se empieza a distorsionar en la zona más cercana al elemento. También es digno de mención la zona comentada anteriormente,

entre el extremo del elemento y la estructura principal; en esta se observa una concentración más fuerte de campo en el caso de la resonancia, lo que significa que el campo queda atrapado en ella, debido a que la capacidad y la línea debida a la cavidad entran en resonancia.

Por ello, en las siguientes iteraciones de diseño se rediseñará el extremo del elemento, para hacer que, a efectos prácticos, la resonancia se observe fuera de las frecuencias de operación, es decir, un desplazamiento de esta a más alta frecuencia.

Con la presentación de la simulación del campo a través de la estructura, es destacable remarcar la importancia del recubrimiento metálico a lo largo de la cavidad cilíndrica dentro de la estructura principal del prototipo. Sin este recubrimiento metálico, el campo que se inserta a lo largo de dicha cavidad se fugaría a través del dieléctrico, haciendo que el comportamiento EM de la celda unidad varíe significativamente. Es importante recalcar esto, ya que durante la metalización real de la estructura, el sistema por aerosol no puede llegar a ese lugar por sí mismo y necesitará asistencia para alcanzarlo, lo cual se verá en el capítulo correspondiente.

3.6. Ceda unidad para RIS #2

A partir de la celda unidad planteada en la sección anterior, en esta sección se propone un rediseño de la misma. No obstante, la parte común se mantendrá inalterable, ya que, como se comentó anteriormente, esta depende única y exclusivamente del actuador. Por ello, el único cambio realizado es el elemento colocado al extremo del cilindro o émbolo del electroimán. En este siguiente paso, se plantea la modificación del valor del condensador que se crea entre los elementos vecinos verticales. Basándose en la Fig. 3.8, se busca disminuir el valor de la impedancia de dicho condensador para que la resonancia vista en el diseño anterior, se desplace a una frecuencia mayor

En la Fig. 3.21 se pueden observar, al igual que se hizo con el elemento anterior, las diferentes vistas y cotas de esta nueva celda unidad. Como se puede comprobar, respecto al diseño de la celda unidad #1, no han variado ni las cotas ni el tipo de material, únicamente la forma geométrica del extremo de este. La dimensión D pasa de ser el lado del cubo al diámetro del cilindro, y los tipos de materiales se pueden observar en la tabla 3.2. Para este siguiente diseño se ha optado por aumentar ligeramente tanto la superficie de las placas paralelas, ya que ahora no se tiene en cuenta el lado del elemento si no la mitad del perímetro de la base del cilindro, al igual que se ha aumentado la distancia entre placas, donde ahora será el promedio la distancia mínima entre elementos y la periodicidad. No obstante en la Fig. 3.27 se puede observar la diferencia de capacidad entre elementos.

En la Fig. 3.22 se pueden observar los resultados de la simulación de esta nueva celda unidad en términos de parámetros de reflexión. En comparación

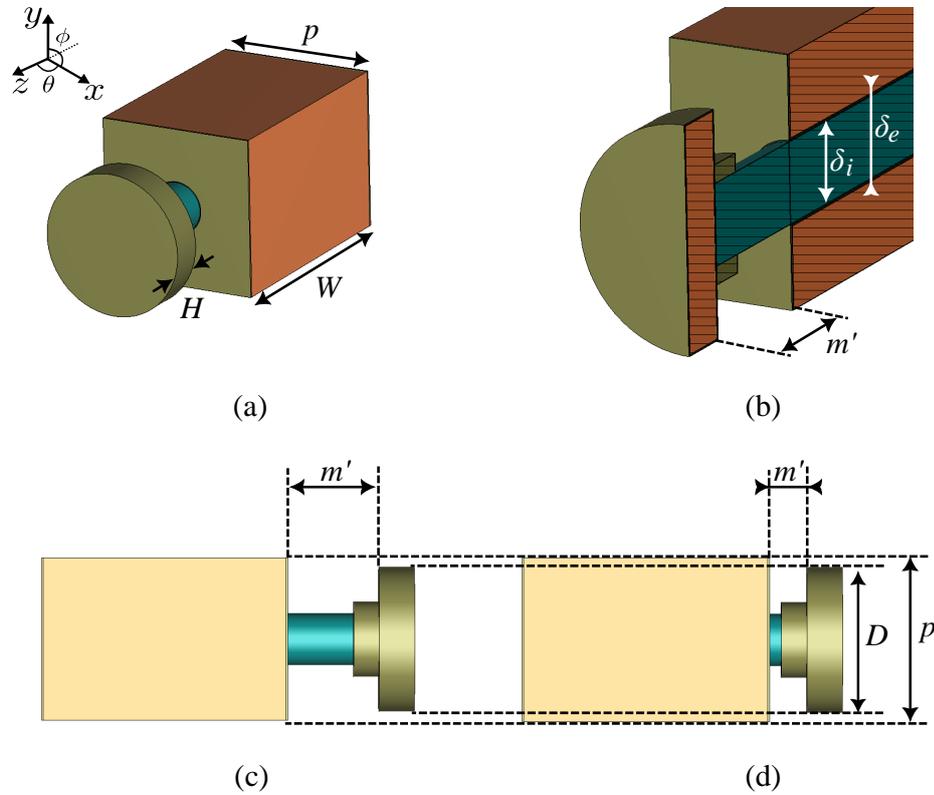


Figura 3.21: Diferentes vistas en el software CST Studio Suite de la celda unidad con extremo cilindro, (a) vista tridimensional, (b) con corte realizado longitudinalmente para observar la composición de materiales utilizados y (c, d) vista lateral para diferentes la posición del elemento extremo para los dos estados diferentes, $m' = 5.1$ mm (*OFF*) y $m' = 2.1$ mm (*ON*), respectivamente. El nombramiento de cada unos de los estados será de $m = 0$ mm para el *ON* y de $m = 3$ mm para el *OFF*. Las demás cotas en mm son: $H = 1.95$, $W = 12$, $D = 8.04$, $p = 9$, $\delta_e = 3$ y $\delta_i = 2.9$.

con el diseño anterior, es posible apreciar un comportamiento bastante similar, lineal para el estado *ON*, es decir $m = 0$ mm, y con una resonancia para el estado *OFF*, es decir $m = 3$ mm. No obstante, la diferencia recae en el valor de dicha resonancia, tanto en nivel como en frecuencia. Esta resonancia aparece esta vez a un valor de 28.53 GHz, que es menor que en el caso anterior y con un nivel bastante mayor en valor absoluto. El desplazamiento de la resonancia a una frecuencia menor, que es justo lo contrario a lo requerido. Esto se debe principalmente, a un aumento de la capacidad creada entre celdas vecinas, justificado en la Fig. 3.27, lo que hace que la impedancia equivalente entre esta capacidad y la cavidad creada entre el

extremo de la celda unidad y la estructura principal resuena a un frecuencia menor.

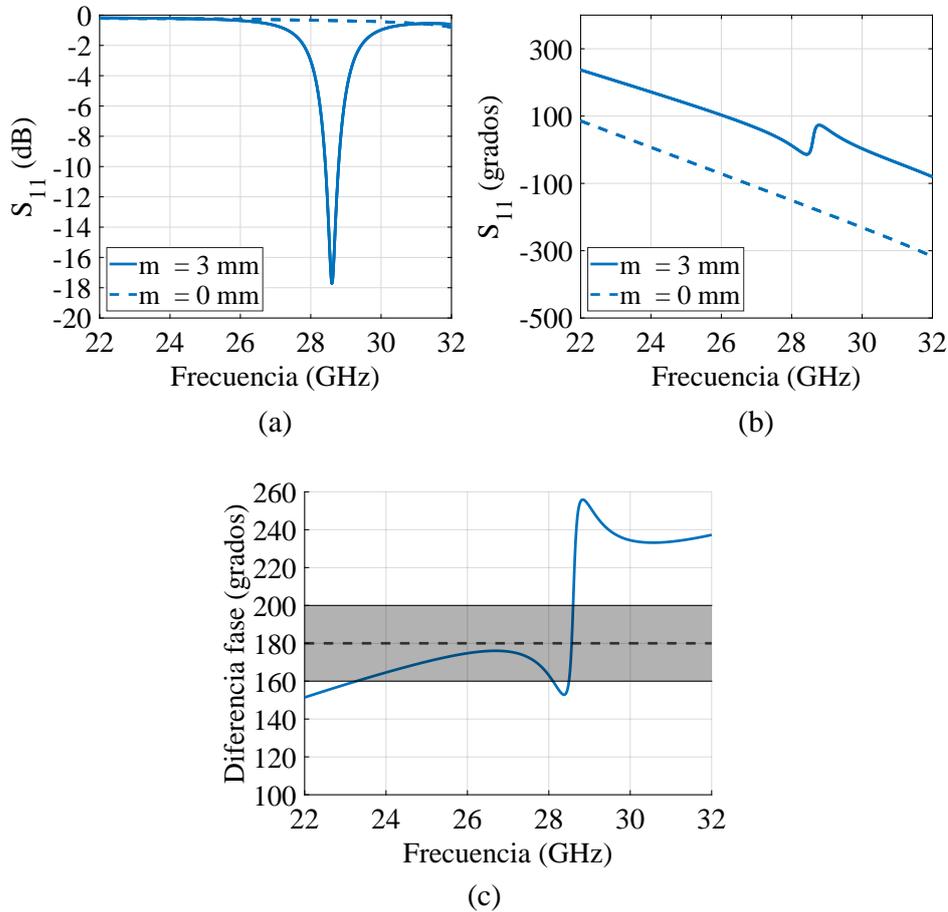


Figura 3.22: Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los dos estados tras simulación de la celda unidad #2 de (a) la magnitud, (b) fase desenrollada y (c) diferencia de fase entre los dos estados.

Con esta simulación se pretende verificar el modelo circuital mostrado y explicado en la sección 3.3. Es importante destacar que este comportamiento resalta la necesidad de rediseñar dicho extremo del elemento para obtener el comportamiento requerido entre los elementos. Adicionalmente, la menor magnitud del parámetro S_{11} en la resonancia indica una mayor potencia atrapada en la cavidad creada, dejando en claro que dicho valor de capacidad ha aumentado. No obstante, este efecto se puede observar con mayor claridad en las representaciones del monitor de campo eléctrico de la simulación, en la Fig. 3.23 se muestran dicho resultados para dos frecuencias diferentes, una fuera de la resonancia y otra en ella.

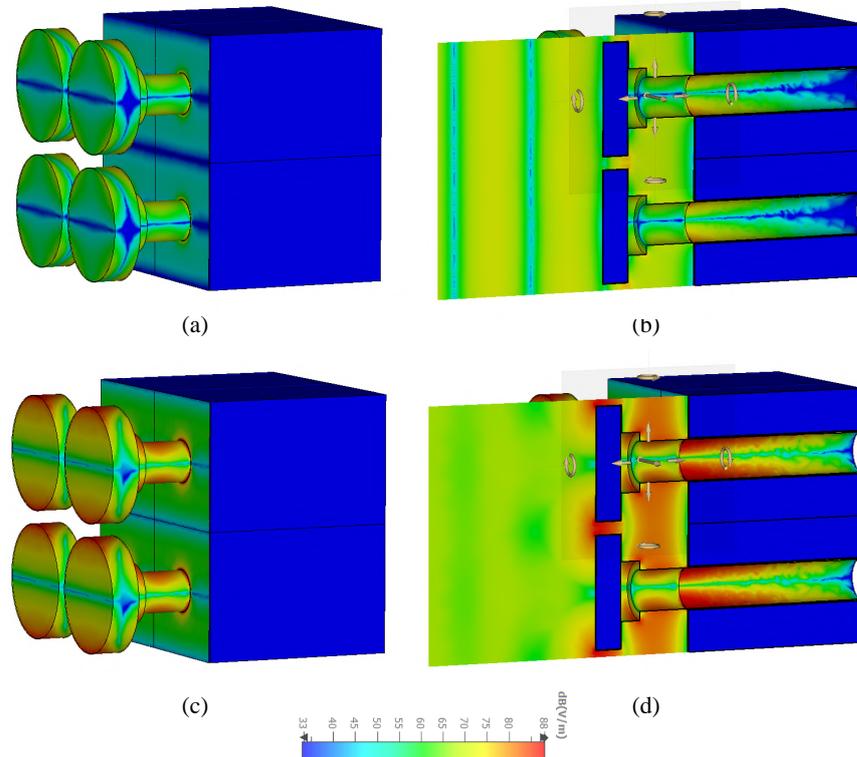


Figura 3.23: Monitores de campo eléctrico para el estado *OFF* ($m = 3$ mm) para las frecuencias de (a) 26 GHz, (b) 26 GHz con corte en la estructura, (c) 28.53 GHz y (d) 28.53 GHz con corte en la estructura.

En el caso de la resonancia en comparación con el diseño de celda unidad anterior, es decir, la Fig. 3.20 (c y d) con la Fig. 3.23 (c y d), como la segunda posee más campo en las zonas críticas, debido al aumento del valor del condensador y por tanto, de la impedancia asociada.

Es por ello que en la siguiente sección se presentará un diseño que hace que el circuito equivalente, visto desde la terminación de la línea variable de m , no resuene para las frecuencias de operación requeridas, para de esta forma anular la potencia atrapada en la cavidad creada entre el extremo de la celda unidad y la estructura principal de la RIS.

3.7. Celda unidad para RIS #3

Para obtener el diseño del extremo del elemento y lograr una capacidad equivalente C pequeña, la idea inicial podría ser disminuir la dimensión D , es decir, aumentar el espaciado entre los extremos de las celdas unidad, lo que equivale a aumentar la variable d de la ecuación 3.4. Sin embargo, esta estrategia presenta importantes desventajas. Una reducción excesiva

de la dimensión D resultaría en una disminución drástica de la superficie de reflexión disponible, la cual es crucial para el funcionamiento eficiente del dispositivo RIS. La superficie de reflexión actúa como un espejo que dirige las ondas electromagnéticas de manera controlada, y su disminución impactaría negativamente en la capacidad del sistema para manipular estas ondas de forma precisa, reduciendo drásticamente la eficacia del prototipo RIS.

La solución propuesta en este trabajo para conseguir una baja capacidad entre los extremos de las celdas unidad, manteniendo una buena superficie de reflexión para la onda incidente, es la integración de una estructura en forma de conoide. La forma conoide actúa como un condensador en el cual la distancia entre placas no se ve alterada con respecto a los diseños anteriores y con un área de placas muy próxima a cero, ya que, aunque unas de las dimensiones es igual al caso de diseño anterior, la otra dimensión es idealmente cero (véase Fig. 3.27). La utilización de este tipo de elemento extremo hace que el comportamiento sea más estable en frecuencia y no se pierda la superficie efectiva de reflexión, es decir, no se modifican las cotas iniciales.

Tal y como se hace con los demás elementos presentados, en la Fig. 3.24 se muestran las diferentes vistas y cotas de esta celda unidad. Como se puede observar, en comparación con los diseños anteriores, ni las cotas ni el tipo de material empleado han variado (véase la tabla 3.2). Únicamente ha cambiado la forma geométrica del extremo de este elemento. En este caso, la dimensión H representa la altura del cono, mientras que D se mantiene como el radio de la base del cono. La parte común del diseño permanece igual a los modelos anteriores.

Este rediseño de la celda unidad no solo mejora el comportamiento EM, como se verá a continuación, sino que también reduce el peso del extremo del émbolo en comparación con los casos anteriores, lo que incrementa la efectividad del electroimán. Además, el uso de este tipo de elemento conlleva un ahorro en material dieléctrico, lo cual es particularmente beneficioso en la producción de grandes cantidades del mismo. En resumen, la nueva geometría del extremo del émbolo ofrece ventajas tanto en términos de rendimiento como de eficiencia en el uso de materiales, sin comprometer las características fundamentales del diseño original.

En la Fig. 3.25 se pueden observar los resultados de las simulaciones de las tres celdas unidad en términos de parámetros de reflexión, con especial énfasis en la correspondiente a esta última celda unidad. Tal y como se puede observar y como se planeó con anterioridad, la resonancia ha sido desplazada hacia el extremo superior de la banda, situándose ahora en los 30.9 GHz siendo unos 2.4 GHz más que en el caso del extremo cilíndrico. Este desplazamiento se ha logrado debido a la dependencia del valor de la impedancia asociada al condensador con la frecuencia de funcionamiento. Con esta modificación en la forma del extremo del elemento, se ha conseguido

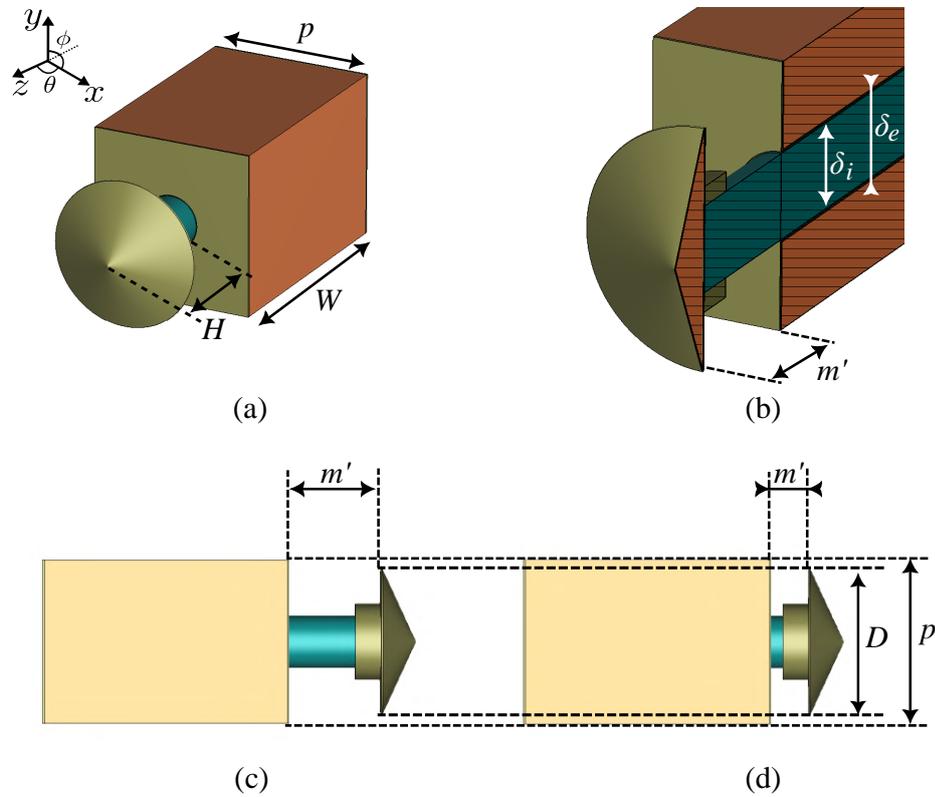


Figura 3.24: Diferentes vistas en el software CST Studio Suite de la celda unidad con extremo conoidal, (a) vista tridimensional, (b) con corte realizado longitudinalmente para observar la composición de materiales utilizados y (c, d) vista lateral para diferentes la posición del elemento extremo para los dos estados diferentes, $m' = 5.1$ mm (*OFF*) y $m' = 2.1$ mm (*ON*), respectivamente. El nombramiento de cada unos de los estados será de $m = 0$ mm para el *ON* y de $m = 3$ mm para el *OFF*. Las demás cotas en mm son: $H = 1.95$, $W = 12$, $D = 8.04$, $p = 9$, $\delta_e = 3$ y $\delta_i = 2.9$.

realizar un desplazamiento hacia frecuencias más altas dentro de la banda sin alterar la periodicidad de la celda unidad. Como resultado, la banda operativa se extiende ahora desde los 24 GHz hasta los 31 GHz, abarcando así un rango de aproximadamente 7 GHz. Cabe mencionar que la frecuencia en la que se realizarán las futuras medidas será de 28 GHz, lo cual es un punto importante para los próximos experimentos y validaciones.

Para volver a verificar este diseño con respecto a los demás, en la Fig. 3.26 se observa el cálculo del campo eléctrico de este nuevo diseño para las frecuencias donde los anteriores poseían la resonancia, es decir, en las frecuencias donde la capacidad era tal que la potencia de la onda incidente

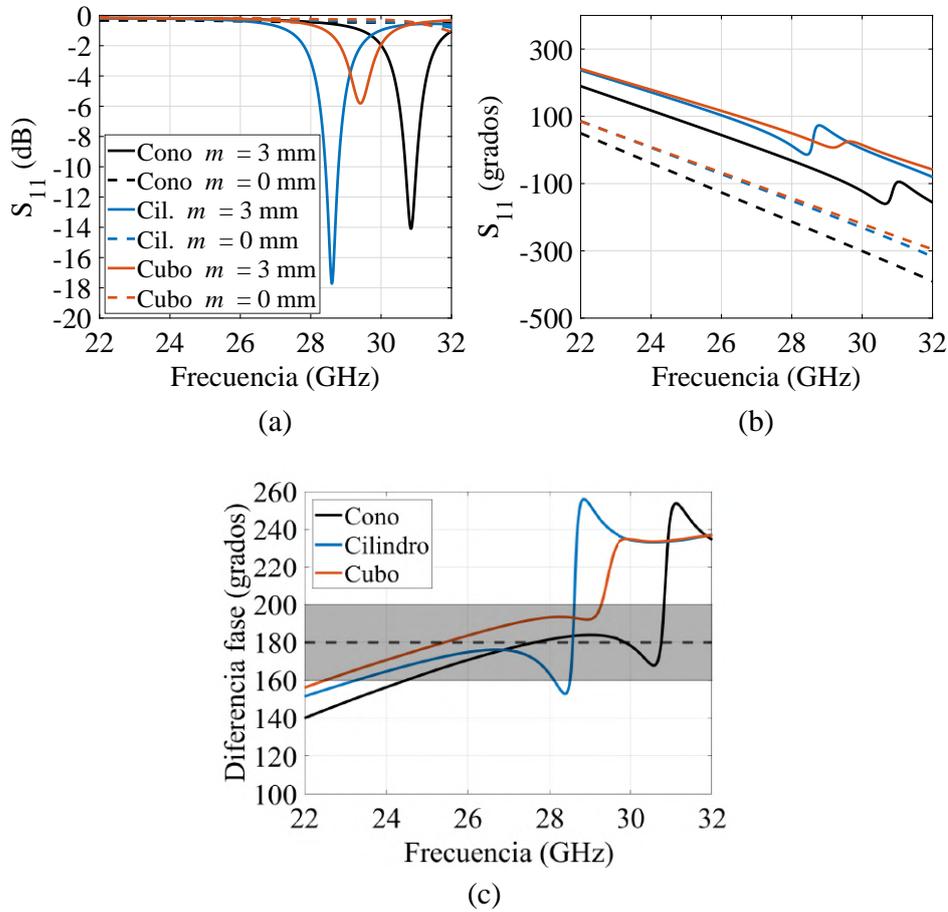


Figura 3.25: Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los dos estados tras simulación de las celdas unidad de (a) la magnitud, (b) fase desenrollada y (c) diferencia de fase entre los dos estados.

realizaba su apareciendo en la cavidad anteriormente descrita, y a 28 GHz donde el funcionamiento es correcto. Adicionalmente es añadido otro monitor de campo en la resonancia de esta celda unidad, es decir, 30.9 GHz y se puede observar como se lleva al límite este diseño. Es decir, a esta frecuencia, el valor de la impedancia equivalente entre el paralelo de la capacidad entre vecinos y la línea asociada a la cavidad hace nulo su parte imaginaria, resonando en esta cavidad y atrapando de esta forma la potencia.

En resumen, del diseño de la celda unidad utilizada en el prototipo RIS que se propone en este trabajo, se puede comentar que los diseños #1 (cúbico) y #2 (cilíndrico) no poseen la misma separación entre las placas del condensador creado, siendo mayor en el caso #2. El área de estas placas también varían, siendo mayor en el #2, pero tal y como se ha visto en la

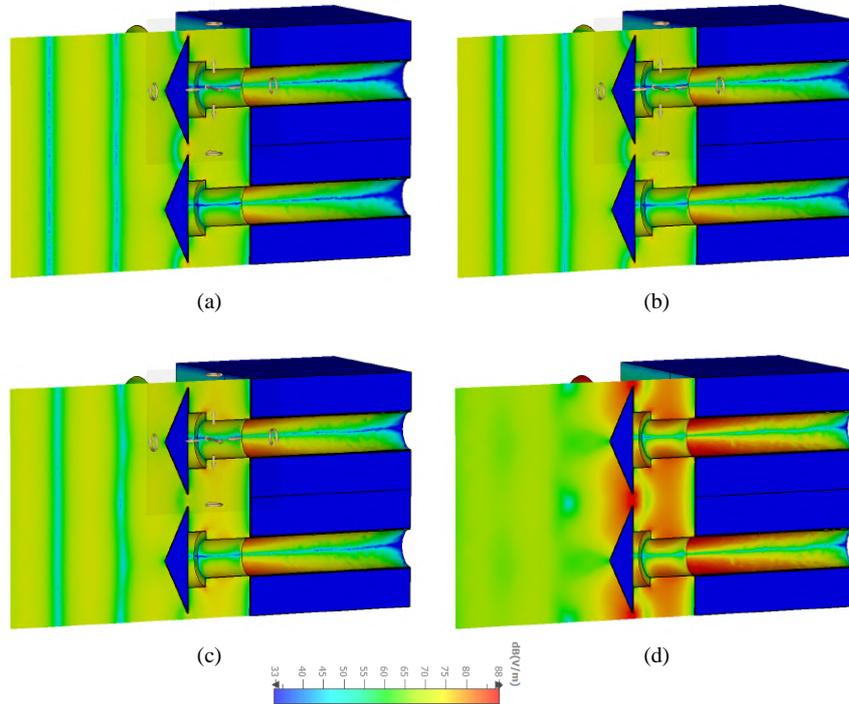


Figura 3.26: Monitores de campo eléctrico para el estado *OFF* ($m = 3$ mm) para la celda unidad #3 y las frecuencias (a) 28 GHz de funcionamiento, (b) 28.53 GHz donde existía resonancia en la #2, (c) 29.38 GHz donde existía resonancia en la #1 y (d) 30.9 GHz donde se encuentra el límite de #3.

Fig. 3.25 la frecuencia de resonancia para el caso #2 es menor significando un aumento del valor de la capacitancia. De esta forma se deja en claro que la variación entre el área y la distancia de las placas no es lineal entre el diseño #1 y el #2, teniendo mas importancia la disminución de área de placa en el diseño #2.

Para el último caso, la celda unidad definitiva #3 (conoide) presenta un comportamiento ligeramente diferente a los dos anteriores, ya que aunque posea la misma distancia entre placas que el caso #2, el área de las placas del supuesto condensador varían, siendo mucho menores que en los anteriores diseños. De esta forma, este diseño otorga una capacidad asociada muy reducida y por ende un frecuencia de resonancia entre la cavidad y el condensador en un frecuencia mayor.

En base a la Fig. 3.27 y la ecuación 3.4, es posible obtener unos valores tentativos de condensadores equivalentes:

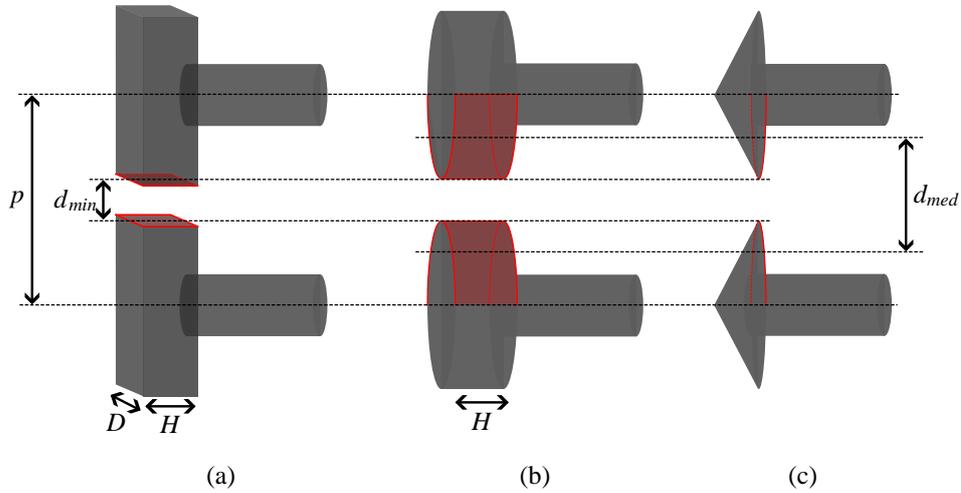


Figura 3.27: Representaciones de las superficies de los condensadores (marcados en rojo) equivalentes para los diseños (a) #1, (b) #2 y (c) #3. Donde d_{min} hace referencia a la mínima distancia entre elementos siendo 0.96 mm y d_{med} la distancia promedio para los casos del diseño #2 y #3 siendo 4.98 mm. *Fuente propia.*

$$C_{eq} = \begin{cases} \frac{\epsilon \cdot HD}{d_{min}} = \epsilon \cdot 15.49 & \text{si \#1} \\ \frac{\epsilon \cdot \pi \frac{D^2}{2} H}{d_{med}} = \epsilon \cdot 20.39 & \text{si \#2} \\ \frac{\epsilon \cdot \pi D \cdot \delta H}{d_{med}} \ll 1 & \text{si \#3,} \end{cases} \quad (3.6)$$

donde es posible observar como se corrobora lo anteriormente descrito en el proceso de diseño. Cabe mencionar que para el caso del tercer diseño, la variable δH representa el grosor de la línea roja representada en la Fig. 3.27(c), la cual típicamente tendrá un valor mínimo en comparación con la mitad del perímetro de la base del cono.

3.8. Comportamiento EM para incidencia oblicua

Considerando el último diseño de celda unidad presentado, dado que es el que mejor comportamiento EM demuestra, en esta sección se llevará a cabo un estudio detallado de la variación del ángulo de incidencia. Con este estudio no se pretende demostrar exhaustivamente el funcionamiento de esta celda unidad para un amplio rango de ángulos de incidencia, sino más bien evaluar hasta qué punto es robusta ante variaciones en dicho ángulo.

Es importante recalcar que este elemento unitario, así como el elemento extremo conoide, han sido diseñados bajo la premisa de una incidencia normal a la superficie de la RIS. Por lo tanto, cualquier desviación de la incidencia normal requiere una evaluación cuidadosa para determinar si el diseño conserva sus propiedades optimizadas y mantiene un comportamiento EM satisfactorio. Este análisis se centrará en identificar los límites de tolerancia del diseño y proporcionar información valiosa sobre su comportamiento en condiciones que se desvían de las originalmente previstas.

Esta configuración dentro del software de simulación es relativamente sencilla, ya que basta con modificar el ángulo de entrada en las condiciones de contorno de la simulación. En la Fig. 3.28 se muestra los resultados de las simulaciones para la celda unidad #3 en términos de parámetros de reflexión.

Como se puede observar, el diseño de la celda unidad es robusto hasta unos 5 grados de desvío aproximadamente, no solo en la componente θ sino en cualquier componente angular, ya que el diseño es totalmente simétrico. Al incidir en un ángulo distinto de la normal, se experimentan una serie de fenómenos, como por ejemplo una disminución de la periodicidad del sistema, ya que la onda incidiría en una proyección de la misma, pudiendo mejorar el comportamiento EM en casos donde la geometría del extremo no varíe con dicho ángulo. Concretamente, para este caso de diseño, la geometría del elemento extremo cambia dependiendo del ángulo de incidencia, ya que para un ángulo distinto de la normal, la capacidad vista por la onda incidente varía haciendo cambiar las condiciones de resonancia entre este y la cavidad creada. No obstante, también se observa como para el caso de $m = 0$ mm (ON), no existe linealidad como en el caso de incidencia normal, si no que se marcan resonancias debidas a que según la proyección de incidencia las condiciones de la cavidad también varían.

3.9. Simulación prototipo RIS

Una vez diseñado y verificado el diseño de la celda unidad que compondrá el prototipo RIS, es necesario realizar la construcción del diseño completo en el simulador EM y configurar los elementos de manera que se desvíe el haz hacia el ángulo de apuntamiento deseado. Sin embargo, hay que tener en cuenta que es una tarea tediosa crear manualmente cada celda unidad que compondrá el prototipo en el simulador y, posteriormente, configurarlas en el estado correspondiente, ya que para este prototipo el tamaño será de 10x10 elementos, es decir, 100 elementos en total. Es por ello que se ha desarrollado una automatización del proceso de diseño en el software EM con ayuda de MATLAB, basada en [46]. A partir de este repositorio de GitHub, se han realizado las modificaciones pertinentes en las funciones de modelado para ajustarlas a la celda unidad diseñada. Esta automatización permite conectar

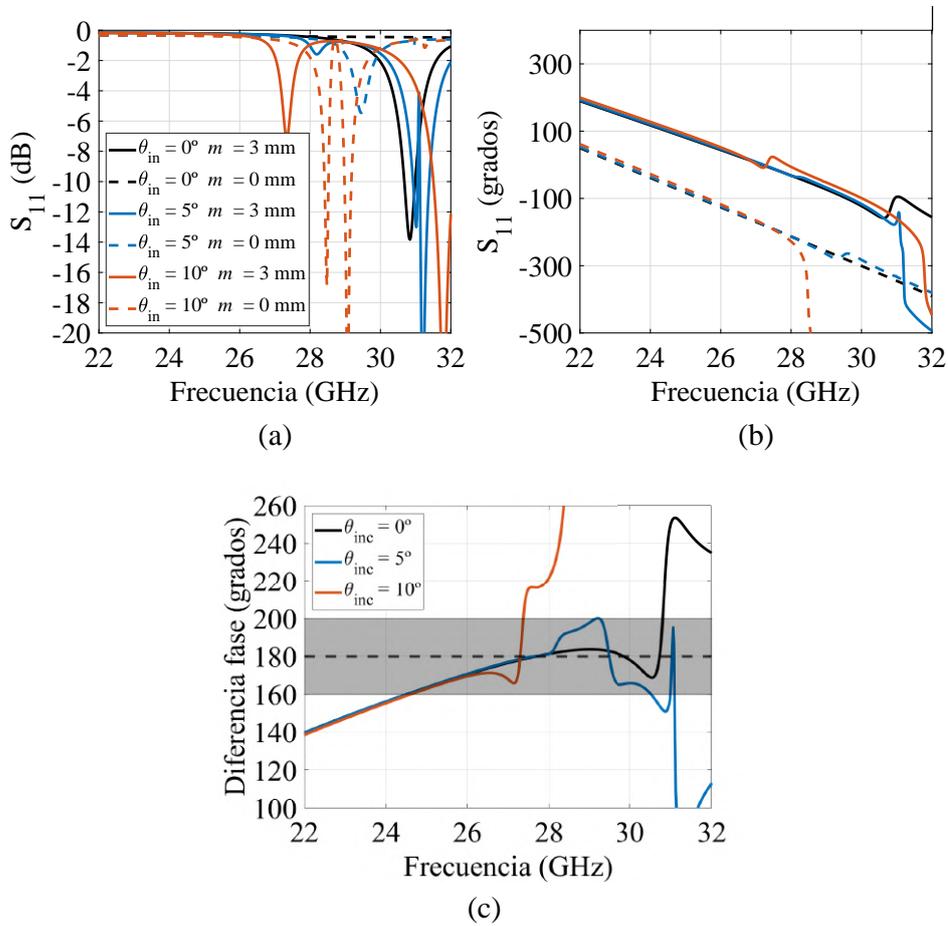


Figura 3.28: Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los dos estados tras simulación de las celdas unidad con diferentes ángulos de incidencia de (a) la magnitud, (b) fase desenrollada y (c) diferencia de fase entre los dos estados.

MATLAB con un proyecto de CST Studio Suite y controlar el modelado 3D por comando en MATLAB, permitiendo crear diseños complejos en unos pocos segundos, en lugar de las horas que tomaría hacerlo manualmente.

Para la creación completa del prototipo RIS hay que tener en cuenta varios puntos. En primer lugar, el diseño unitario de la celda unidad, desde la parte común hasta el extremo cónico. Luego, con la información del número de elementos por cada dimensión y la periodicidad entre elementos, se obtiene la matriz de posiciones, tanto en la dimensión x como en la y . Ahora, únicamente con la operación de trasladar, se posiciona cada celda en las ubicaciones marcadas por la matriz anterior en un bucle hasta completar todo el tablero RIS. Seguidamente, con el resultado de las fases truncadas para esta RIS, explicadas en detalle en la subsección 2.2.1, se desplaza el

extremo cónico de los elementos correspondientes del tablero previamente creado, emulando el funcionamiento del electroimán.

En la Fig. 3.29 se pueden observar los prototipos creados gracias al código MATLAB mencionado anteriormente. Se puede observar cómo el prototipo en todas las ilustraciones se compone de las partes comunes, como la estructura principal y el émbolo del actuador, y la única diferencia entre ellos es la configuración que poseen, algunas de las cuales fueron presentadas en la Fig. 2.12. Es posible que algunos de los mapas de fase presentados en esta figura difieran de la Fig. 2.12, más concretamente que las fases se observen intercambiadas, o lo que es lo mismo, los colores. Esto se debe a la necesidad de mantener siempre el menor número de electroimanes conectados. Para este prototipo, una configuración de 0° implica que el electroimán se encuentra en reposo (color azul), mientras que una configuración de 180° implica que el actuador debe estar conectado y consumiendo energía (color amarillo). Es por ello que, al tratarse de un prototipo de 1 bit y con el efecto intrínseco de contar con haces de cuantización, es posible tomarse la libertad de intercambiar las fases. Sin que el comportamiento EM varíe.

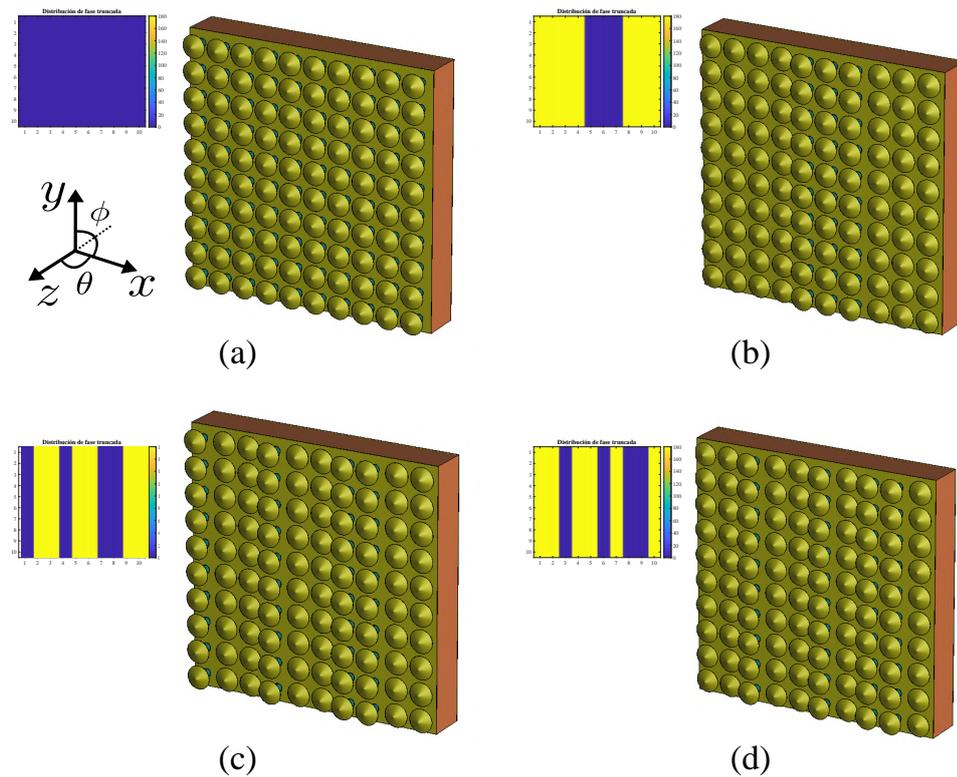


Figura 3.29: Modelos del prototipo RIS junto a sus mapas de fase para una configuración en incidencia normal y salida en $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 0^\circ]$, (b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c) $[0^\circ, 20^\circ]$, (d) $[0^\circ, 25^\circ]$.

Se presentan estas cuatro configuraciones ya que serán las elegidas para las medidas realizadas con el prototipo una vez fabricado. No se ha decidido presentar una configuración con un ángulo mayor de salida ya que, como se demostró en la subsección 2.2.2, aparecerían los ya conocidos *gratin lobes*.

Una vez creados los modelos físicos de los prototipos RIS en el simulador EM CST Studio Suite, es posible configurar las simulaciones pertinentes. Para ello, se ha usado el solver que opera en el dominio temporal, conocido como *Time Domain Solver*, y las condiciones de contorno, o *boundaries*, serán en este caso del tipo *open (add space)* para las seis superficies que rodean al modelo, es decir, en X_{min} , X_{max} , Y_{min} , Y_{max} , Z_{min} y Z_{max} . Esta condición de contorno extiende las condiciones de simulación a una distancia del final de la estructura bajo estudio; esta distancia se puede configurar desde unas pocas longitudes de onda hasta el infinito (condición de contorno tipo *open*). Más concretamente, para estas simulaciones se ha considerado una distancia de hasta cuatro longitudes de onda, suficiente para considerar efectos de borde, *scattering* y *spillover*.

Dado que los mapas de fase se han calculado bajo la suposición de onda plana, en base al paradigma de las RIS, para la simulación de estos prototipos se hará uso de una excitación del tipo *Plane Wave* que, como su nombre indica, crea en el plano que se configure una condición de onda plana, es decir, con un valor constante de fase en todo el plano de alimentación. Cabe destacar que esta onda electromagnética generada será TEM, con su campo eléctrico paralelo al plano creado por la RIS y con la misma dirección que las columnas de configuración, y se propagará en la normal del plano creado por el prototipo, tal y como se muestra en la Fig. 3.30.

Cabe mencionar que, en una situación real de medida con el prototipo fabricado, esta condición de alimentación es difícil de obtener al cien por cien, por lo que se optará por una alimentación con antena de bocina, con una separación suficiente del prototipo para obtener en su superficie una aproximación de onda plana. Dicho esto, en la Fig. 3.31 se presentan las simulaciones de los cortes en el diagrama de radiación de los prototipos anteriormente descritos, junto con los diagramas para el caso del cálculo teórico.

Es importante recalcar que, para el cálculo del diagrama de radiación teórico (véase subsección 2.2.2), no se tiene en cuenta la geometría del elemento, sino únicamente una superficie cuadrada con un lado equivalente a la periodicidad, con el desfase pertinente. Mientras que para el cálculo simulado sí se tiene en cuenta la geometría. Dicho esto, es digno de mencionar la similitud existente entre los dos diagramas de radiación.

Más concretamente, existe mayor similitud alrededor del ángulo deseado de salida, mientras que en ángulos superiores e inferiores se observan ligeras discrepancias. Para todas las configuraciones, a excepción de la primera (Fig. 3.31(a)), poseen una componente en la dirección normal elevada, aunque también es visible en el diagrama teórico. Esto se debe principalmente

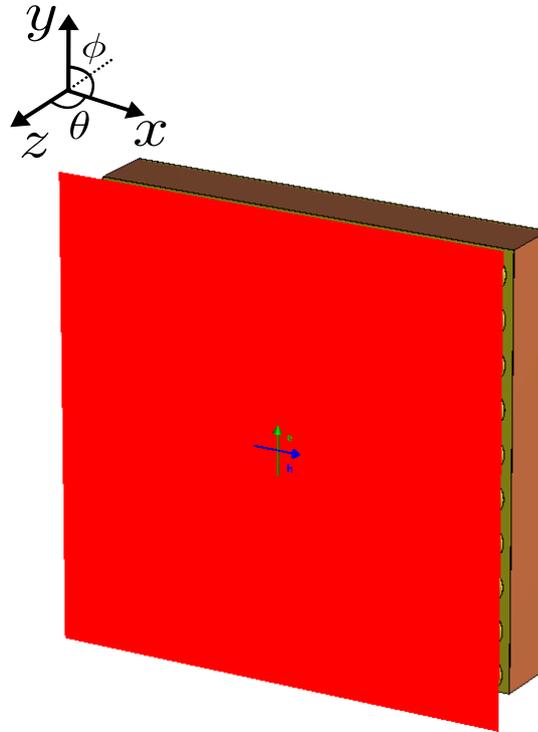


Figura 3.30: Modelo del prototipo RIS en el simulador EM junto al tipo de alimentación de onda plana con campo eléctrico paralelo al plano de la RIS y propagándose en la normal de este.

a que existe un número elevado de elementos en la misma posición de configuración, especialmente en el caso de $\theta = 10^\circ$ (Fig. 3.31(b)), similar a un plano metálico. Por ello, una parte de la potencia se refleja de forma normal a la superficie de la RIS.

El caso de configuración con ángulo de salida en $\theta = 0^\circ$ (Fig. 3.31(a)) se ha realizado para una futura comparación con una referencia, en concreto un plano metálico, que poseerá una física similar al caso del diagrama teórico. No obstante, es posible confirmar que dicho diseño es coherente con la teoría.

Por último, es importante indicar que dichas gráficas de cortes en el diagrama de radiación están normalizadas con respecto al valor máximo, para poder comparar la forma que poseen y, por tanto, verificar si son coherentes la teórica con la simulada. Sin embargo, para futuros cálculos como la ganancia del sistema, se indicarán los valores correspondientes de sección cruzada de radar (RCS) de las simulaciones.

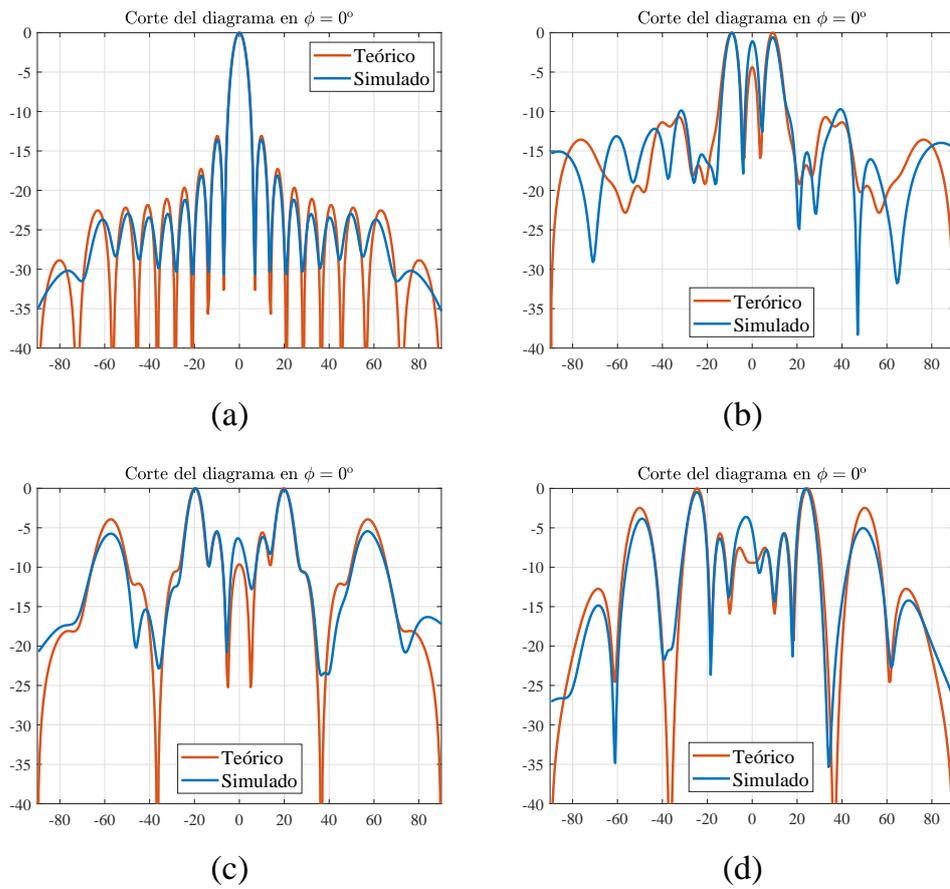


Figura 3.31: Cortes del diagrama de radiación calculado tanto teóricamente como con la simulación de la estructura diseñada para $\phi = 0^\circ$ y (a) $\theta = 0^\circ$, (b) $\theta = 10^\circ$, (c) $\theta = 20^\circ$, (d) $\theta = 25^\circ$.

Capítulo 4

Fabricación y validación experimental

En el presente capítulo, se llevará a cabo un recorrido detallado por la fabricación y validación experimental del prototipo RIS presentado previamente. En primer lugar, se analizará la metodología empleada en el proceso de fabricación mediante impresión por estereolitografía. Esta sección incluirá una descripción detallada de cada una de las etapas del proceso, desde las condiciones óptimas para la impresión hasta los parámetros que influyen en la calidad de la impresión final.

Posteriormente, se abordará el proceso de metalizado por aerosol, explicado en el capítulo anterior, abordando las técnicas utilizadas en cada parte del prototipo para obtener el resultado esperado.

Seguidamente, se expondrán las dos diferentes técnicas de control de los actuadores, desde el diseño de las placas de control hasta la elección de los componentes y el montaje de las mismas.

Finalmente, se procederá a la validación del diseño del prototipo RIS. Para ello, se utilizará un *setup* de medida específicamente configurado para este propósito, que permitirá realizar esta prueba y las futuras mediciones. Esta etapa incluirá la calibración de los equipos de medida, la definición de los parámetros de prueba, la ejecución de las mediciones y el análisis de los resultados obtenidos.

4.1. Fabricación del prototipo

Para la impresión de las partes necesarias del prototipo se hará uso de la impresora 3D de estereolitografía (SLA) *Form 3+* de la marca *Formlabs*, la cual se observa en la Fig. 4.1. Esta impresora SLA ofrece un volumen de construcción de 14.5 x 14.5 x 18.5 cm (anchura x profundidad x altura) con una precisión que se puede configurar desde los 0.16 mm hasta los 0.025 mm. El proceso de solidificación se realiza gracias a un láser de 250 mW a

405 nm de longitud de onda y un sistema de posicionamiento de luz (LPU) que asegura una precisión en el plano XY, donde realiza el movimiento el láser, de 0.025 mm.



Figura 4.1: Impresora de estereolitografía *Formlabs Form 3+* [47].

Existe una amplia gama de resinas compatibles con dicha impresora, incluyendo resinas estándar, técnicas, dentales y biocompatibles. Sin embargo, la usada en este trabajo será, como ya se comentó con anterioridad, la resina técnica *High Temp* (véase la Fig. 4.2). Dicha resina está especialmente diseñada para aplicaciones que requieren alta resistencia térmica y mantener su integridad sin deformarse. Más concretamente, es capaz de soportar hasta 238°C y resistir una tracción de hasta 49 MPa, manteniendo el nivel máximo de precisión de la impresora.



Figura 4.2: Pieza de joyería en impresión 3D SLA con resina *High Temp* [47].

Formlabs cuenta con un software propietario llamado *PreForm*, con el cual es posible realizar las configuraciones pertinentes antes de comenzar la impresión, como elegir la impresora, la resolución y el tipo de material con el que se va a imprimir. También es posible gestionar aspectos físicos

de la impresión como la colocación de los soportes, la orientación, etc. Para este trabajo, se realizará la impresión de 100 elementos conoidales y de la estructura principal del prototipo con sus soportes correspondientes (véase Fig. 4.3). Cabe destacar que para la impresión se utilizó la máxima resolución de 25 micras. Adicionalmente, se realizará una impresión de una placa trasera, tal y como se comentó en el capítulo anterior, para la sujeción de los actuadores. Esta pieza no es crítica en términos de propiedades EM, por lo que su fabricación no requiere un control tan riguroso.

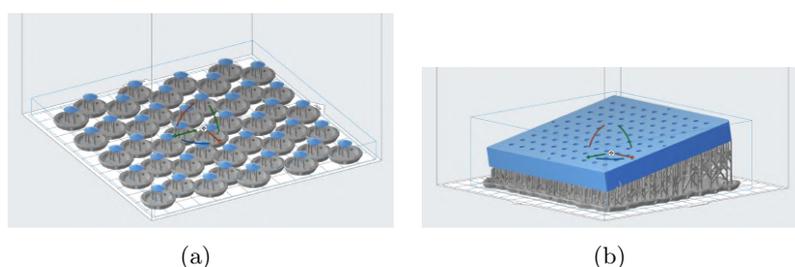


Figura 4.3: Captura del software *PreForm* donde aparecen los modelos 3D con la orientación y los soportes de impresión de (a) los elementos extremos conoidales y (b) la estructura principal del prototipo.

Tras la impresión, *Formlabs* recomienda el uso de una limpieza con alcohol isopropílico en la *Form Wash* y un posterior curado con radiación ultravioleta en la *Form Cure*, ambas mostradas en la Fig. 4.4. La *Form Wash* limpia automáticamente las piezas impresas de forma exhaustiva y eficiente. El fabricante recomienda un tiempo de lavado de cinco minutos para piezas impresas con la resina utilizada. Sin embargo, en el caso de los elementos conoidales, no se lavaron por más de tres minutos, ya que, según [48], para piezas pequeñas o delgadas, como los voladizos de los elementos conoidales, no se recomienda un tiempo de lavado prolongado, ya que el alcohol puede deformar la integridad de la estructura en zonas delgadas. En cambio, para la estructura principal de la RIS, se utilizó el tiempo completo de lavado, ya que es una pieza de grosor considerable y es especialmente importante limpiar cualquier resto de resina dentro de las cavidades de los émbolos.

Por otra parte, para la curación, el fabricante recomienda un tiempo de 120 minutos a 80°C para esta resina. Sin embargo, gracias a la experiencia obtenida, se ha confirmado que para estructuras planas, como la estructura principal, estos niveles de tiempo y temperatura tienden a curvar las piezas, lo que provoca la pérdida de funcionalidad en términos EM. Por lo tanto, después de diferentes pruebas, se ha llegado a la conclusión de que es suficiente con un tiempo aproximado de 15 minutos a una temperatura de no más de 40°C. Posteriormente, las piezas deben mantenerse en una zona con



Figura 4.4: Imágenes de la (a) *Form Wash* y (b) *Form Cure* [47].

luz natural o artificial durante aproximadamente un día, manteniendo los soportes para evitar encorvamientos. Una vez realizado este proceso, en la Fig. 4.5 se muestra un ejemplo de las impresiones en 3D. Cabe destacar que en estas fotografías se muestran piezas impresas previamente a las definitivas, lo que se puede observar por el color de la resina, ya que no se realizó la fotografía pertinente a las piezas finales.

4.2. Proceso de metalización de la RIS

Tras la curación de las piezas que componen la RIS, se procederá a la metalización con aerosol. Antes de aplicar la pintura, es importante limpiar las piezas con alcohol isopropílico y secarlas con aire a presión. Una vez curadas por completo, no existe peligro de deformación por el alcohol.

Como ya se comentó en la sección 3.4 del capítulo anterior, el spray utilizado se muestra a la derecha de la Fig. 3.9. El fabricante recomienda una serie de pasos para obtener un buen acabado y realizar la operación en un entorno controlado y seguro. Algunas de estas recomendaciones, además de las pertinentes a la seguridad, incluyen evitar aplicar la metalización con el bote en posición no vertical, mantener una separación de aproximadamente 20 cm durante la pulverización y realizar la operación en un entorno con ventilación. Tras algunas pruebas de metalización, se determinó que el número de capas necesarias para las piezas del prototipo es de tres, con un intervalo de unos 20 minutos entre capa y capa, aunque este tiempo depende de la temperatura de secado. En este caso, se secó en un entorno con una temperatura media de 22°C.

Es fundamental que todas las superficies, tanto de los elementos conoidales como de la estructura en su totalidad, permanezcan recubiertas con la

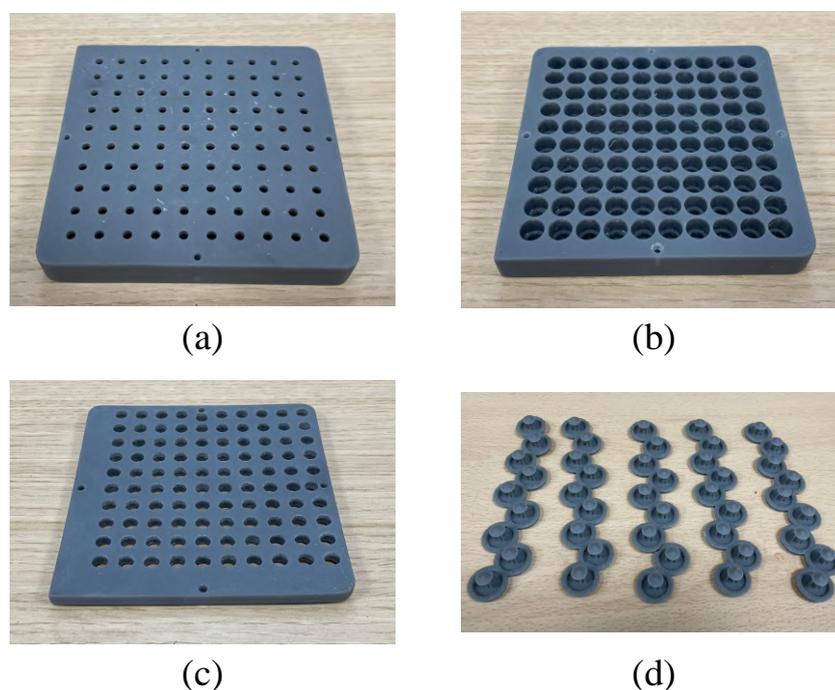
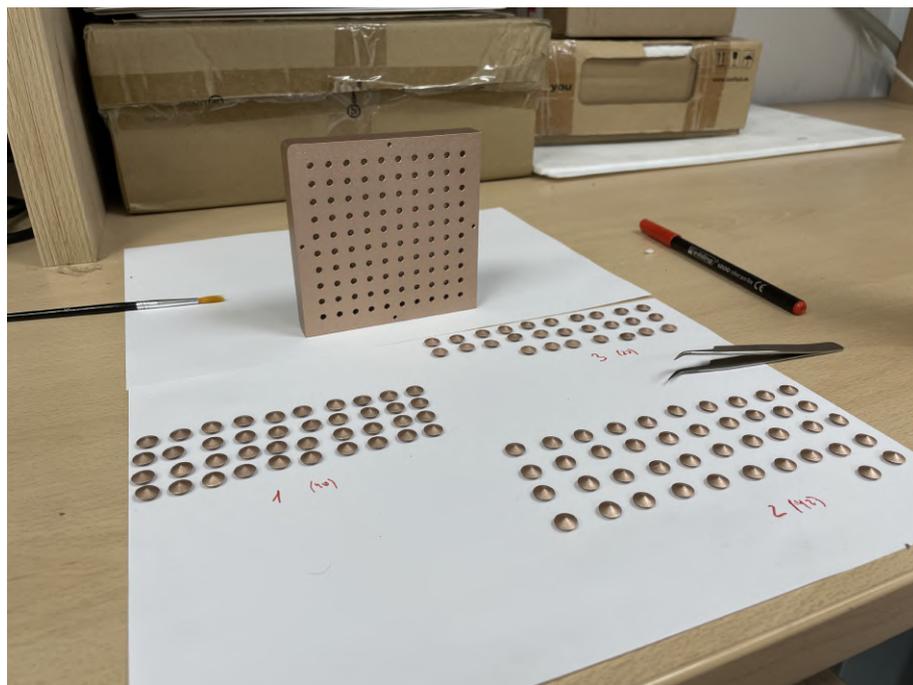
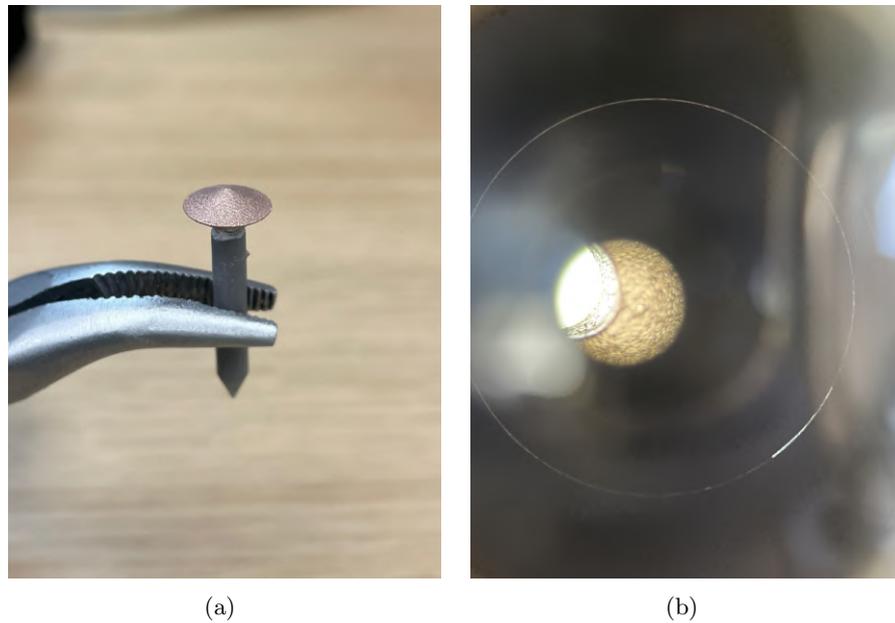


Figura 4.5: Piezas preliminares (con diferente resina) impresas en SLA para el prototipo RIS, donde se observa (a) visión frontal de la estructura principal, (b) visión trasera de la estructura principal, (c) tapadera trasera para los electroimanes y (d) algunos de los elementos conoidales.

metalización adecuada. Para la mayoría de las superficies, es relativamente sencillo obtener un buen acabado; sin embargo, existen áreas donde esto se complica. Entre estas áreas se encuentran la parte trasera de los elementos conoidales y las cavidades cilíndricas de la estructura, siendo estas últimas especialmente críticas, como se mencionó en la subsección 3.5.

Para lograr un buen resultado en estas zonas de difícil acceso, se ha optado por el uso de cilindros impresos en 3D que elevan los elementos conoidales, permitiendo así un trabajo de pintura completo en todas sus caras. Esta técnica asegura que no queden áreas sin recubrir, lo cual es crucial para la durabilidad y funcionalidad del recubrimiento metálico. En el caso de las cavidades cilíndricas, se ha recurrido a una herramienta específica: un pincel de 3 mm de grosor. Este pincel es esencial para penetrar en estas cavidades y asegurar un recubrimiento uniforme. La precisión y la atención al detalle en esta etapa son esenciales para evitar cualquier inconsistencia que pudiera comprometer el comportamiento EM. En la Fig. 4.6 se puede observar en detalle el trabajo de metalización tanto en el elemento conoidal como en las cavidades cilíndricas de la estructura, así como el resultado final de todas las piezas metalizadas de este prototipo RIS.



(c)

Figura 4.6: Fotografías en detalle del trabajo de metalización en (a) elemento conoidal con ayuda del soporte para pintar, (b) zona crítica de la cavidad cilíndrica y (c) piezas terminadas tras el trabajo de metalización mediante aerosol.

4.3. Ensamblado de la RIS

En esta sección se especificará cómo se ha realizado el montaje de cada uno de los componentes del prototipo para obtener la RIS final.

En primer lugar, es necesario desmontar el electroimán, el cual, simplemente tirando del émbolo, se desprende, junto con el resorte, del bloque principal. Seguidamente, se colocan en la cavidad cilíndrica de la estructura de la RIS. Una vez realizado lo anterior, se deben colocar los resortes en los émbolos, en la orientación adecuada, para a continuación colocar el bloque principal del actuador tal y como se muestra en la Fig. 4.8. Es necesario tener en cuenta la orientación del bloque principal del actuador, ya que este posee los cables de alimentación en uno de sus laterales, por lo que es necesario orientarlos de tal forma que dichos cables puedan salir por los orificios realizados en la tapa trasera (véase Fig. 4.5(c)). No obstante, en la Fig. 4.7 se muestra un esquema del montaje realizado, donde se indica con una línea discontinua la estructura interior para observar dónde se apoyan los diferentes componentes.

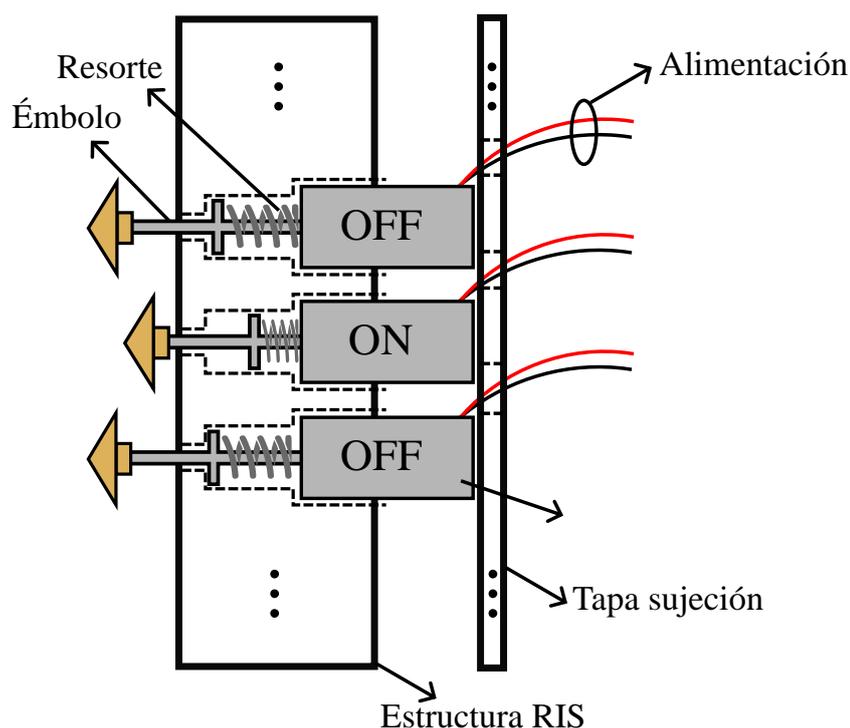


Figura 4.7: Esquema del montaje de los actuadores dentro de la estructura principal de la RIS. *Fuente propia.*

Se observa que la estructura de la RIS posee dos escalones. De izquierda a derecha, el primero se utiliza como tope superior del émbolo para conse-

guir el estado *OFF*, y el segundo se usa como otro tope, pero en este caso para encapsular el bloque principal del actuador. Recalcando el objetivo del resorte, se observa que este se introduce entre el émbolo y el electroimán, de forma que el elemento conoidal, y por consiguiente el émbolo, pueden pasar del estado *ON* al *OFF* cuando se desactiva dicho electroimán, es decir, cuando no se alimenta.

Es importante también destacar la funcionalidad de la tapa de sujeción. Como se mencionó anteriormente, esta se utiliza como tope inferior para el actuador. La tapa está sujeta con tornillería a la estructura de la RIS y equipada con orificios pasantes para los cables de alimentación. Como demostración de este montaje, en la Fig. 4.8 se muestra una fotografía realizada durante el proceso de montaje.

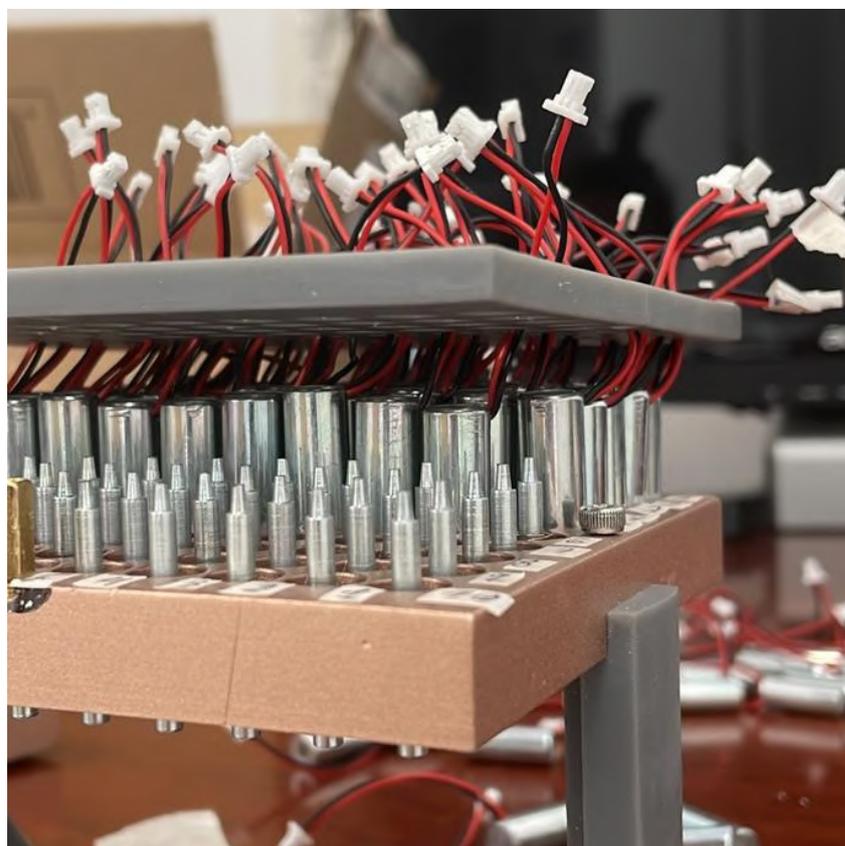


Figura 4.8: Fotografía realizada en el proceso de montaje donde se observa tanto el proceso de la introducción de los émbolos en las cavidades cilíndricas, la introducción del actuador y la colocación de los cables de alimentación por los orificios de la tapa de sujeción.

Finalmente, y tras el trabajo de ensamblaje, en la Fig. 4.9 se muestra una fotografía del dispositivo fabricado, metalizado y ensamblado. Cabe

destacar la cantidad de cables que emergen del prototipo, en concreto 200 cables, de los cuales 100 son de alimentación y 100 de masa. Por lo tanto, es necesario llevar un etiquetado de los mismos para poder identificar a qué elemento pertenece cada cable y realizar la configuración de la RIS de forma coherente.

Además, la estructura de base que soporta toda la RIS también se ha realizado mediante impresión 3D con una resina más convencional. Esta base se utiliza para colocar el prototipo de forma exacta en el soporte del *setup* a utilizar para su medida o caracterización EM.

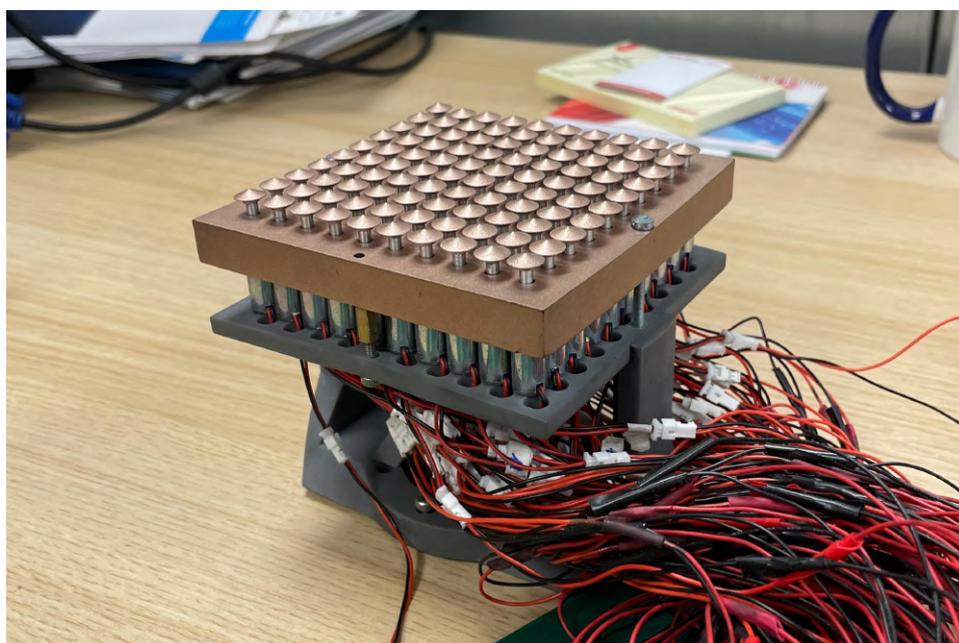


Figura 4.9: Fotografía realizada tras el montaje completo del prototipo RIS.

4.4. Control

Tras lo revisado en la sección 3.2 en relación al actuador, su manejo es relativamente sencillo, ya que basta con alimentarlo con una fuente de corriente continua con un voltaje de 5 V, lo cual, según la tabla 3.1, es suficiente para mover el actuador. No obstante, la corriente que consume cada electroimán con este voltaje es de aproximadamente 0.3 A. Por ello, será necesario una fuente de alimentación que aporte el voltaje correspondiente y una corriente suficiente para considerar el caso en que todos los electroimanes funcionen simultáneamente. Aunque, en realidad, no existirá ninguna configuración que requiera más de la mitad de los actuadores funcionando a la vez.

La fuente de alimentación elegida se muestra en la Fig. 4.10, con la que se obtiene un voltaje de salida de 5 V y una corriente máxima de 40 A, suficientes para mover todos los actuadores simultáneamente. Cabe mencionar que todo el sistema de alimentación, incluidos cables y PCBs, debe estar dimensionado para soportar el hipotético caso de una corriente de 40 A. Por ello, se utiliza cableado de 4 mm de diámetro.

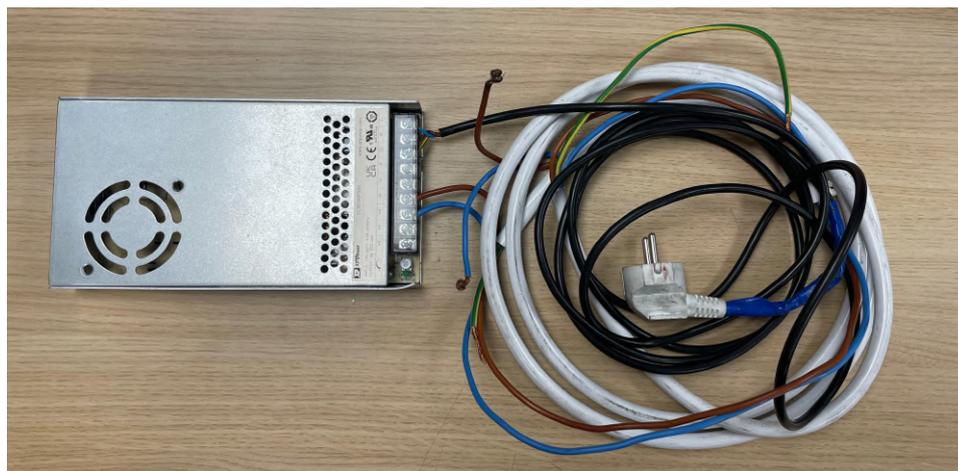


Figura 4.10: Fotografía de la fuente de alimentación para los actuadores con una salida de 5 V y 40 A.

Para el diseño de las placas PCB de control, se ha utilizado el software de diseño *KiCad* en su versión 7.0. Este software libre ofrece herramientas avanzadas para la creación de esquemáticos y diseño de PCB, incluyendo un editor robusto, simulación de circuitos y opciones de personalización. *KiCad* permite la exportación de los diseños en formatos estándares como *Gerber*, los cuales fueron utilizados para este trabajo, facilitando así la fabricación de las placas [49]. Su naturaleza gratuita y la comunidad de desarrollo y usuarios contribuyen significativamente al diseño personalizado necesario para este proyecto, especialmente dado el tiempo reducido disponible.

En relación al diseño de PCBs, la construcción de las placas que se presentarán a continuación se realizó a través de empresas externas.

4.4.1. PCB de agrupación

Esta primera PCB, la cuál se puede observar en la Fig. 4.11, tiene como objetivo la agrupación de todos los electroimanes, es decir, a través de conectores rápidos, facilita la conexión de todos los actuadores a la zona de control. Como se puede observar, esta placa posee todos los conectores de cada actuador de la RIS, diseñados para conectar de manera coherente con esta última. Estas conexiones están dirigidas hacia unos conectores tipo *flex*

utilizados para la conexión con la placa de control. Debido a su posición cercana a la RIS, esta placa debe ser pequeña y ligera.

Como se muestra en la Fig. 4.11(a), para el diseño de cada una de las pistas individuales de cada actuador, el grosor es mínimo, ya que estas pistas solo soportarán una corriente máxima de 0.3 A; específicamente, tienen un grosor de 0.25 mm. Esta placa consta de dos capas de cobre: la capa superior contiene las pistas que conectan con los conectores de salida tipo *flex*, mientras que la capa inferior se encarga de agrupar todas las masas de cada actuador, las cuales son llevadas a la capa superior mediante vías para la interconexión posterior de las masas entre placas.

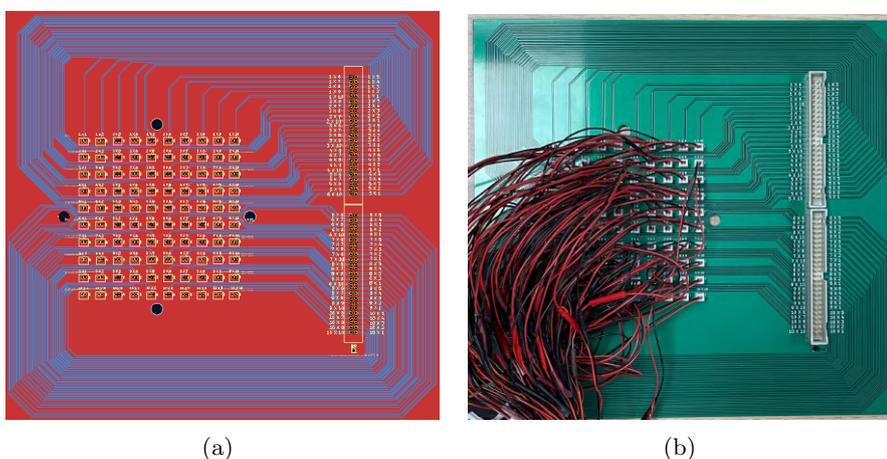


Figura 4.11: Placa de agrupación de los actuadores, (a) captura del diseño en el software *KiCad* donde el color rojo representa la capa superior y el color azul la capa inferior y (b) fotografía de la placa una vez fabricada y montada.

4.4.2. PCB de control #1

Esta primera placa de control, mostrada en la Fig. 4.12, permite el control manual de cada electroimán mediante *jumpers*. Cada actuador de la placa de agrupación se conecta a esta mediante conexiones *flex* y dos conectores tipo *header*, que son cortocircuitados por los *jumpers*. Esta placa recibe la alimentación de la fuente presentada anteriormente, y las pistas visibles en la Fig. 4.12(a) alimentan cada conector *header*. La disposición de los conectores refleja la disposición real de la RIS, lo que proporciona una traducción más directa al prototipo real.

En cuanto al diseño de las pistas, se observan tres tipos de grosores, cada uno adecuado para soportar distintas corrientes máximas. Las pistas más delgadas (0.25 mm) conectan las señales de cada actuador desde el conector

flex hasta las conexiones de los *jumpers*, donde la corriente máxima es de 0.3 A. Las pistas medianas (2.5 mm) conectan diez conexiones de *jumpers* con el plano de alimentación, suficientes para soportar una corriente máxima de 3 A, correspondiente al caso de tener toda una columna en modo *ON*. Finalmente, el plano de alimentación que se ve a la derecha de la Fig. 4.12(a) agrupa las 100 conexiones de cada actuador, con suficiente área para soportar la corriente generada por la mitad de todos los actuadores, es decir, 15 A. Al igual que en la placa anterior, la capa inferior actúa como plano de masa, interconectada mediante vías, conectores y cables con la masa de la placa de agrupación.

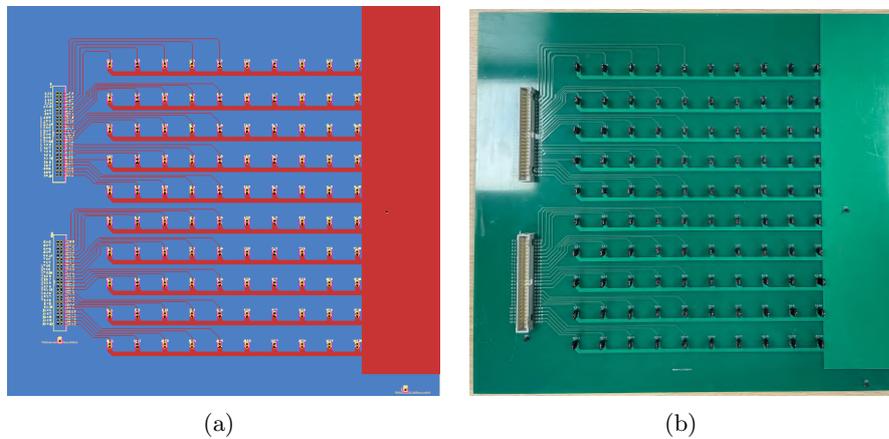


Figura 4.12: Placa de control #1 para el prototipo RIS, (a) captura del diseño en el software *KiCad* donde el color rojo representa la capa inferior y el color azul la capa superior y (b) fotografía de la placa una vez fabricada y montada.

4.4.3. PCB de control #2

Esta placa de control, en comparación con la anterior, está diseñada para realizar configuraciones más rápidas y automáticas. Como se observa en la Fig. 4.13, está compuesta por un Arduino UNO y tres módulos de relés, de los cuales se utilizan diez. Esta placa está específicamente diseñada para configuraciones con incidencia normal a la RIS y ángulos de salida en $\phi = 0^\circ$, donde cada relé controla una columna del prototipo, como se mostró en la Fig. 3.29.

La placa de control se divide en dos partes distintas: la sección de alimentación, que va desde los relés hacia los conectores *flex*, donde las dimensiones de las pistas están dimensionadas para la corriente mencionada anteriormente; y la sección de control, que va desde el Arduino hasta los

relés. Esta última parte es responsable de activar el relé correspondiente, lo cual se traduce en la activación de la columna de actuadores del prototipo correspondiente.

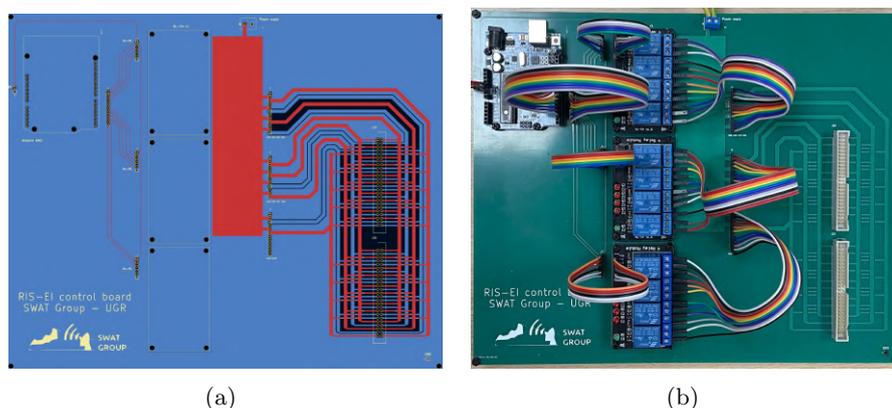


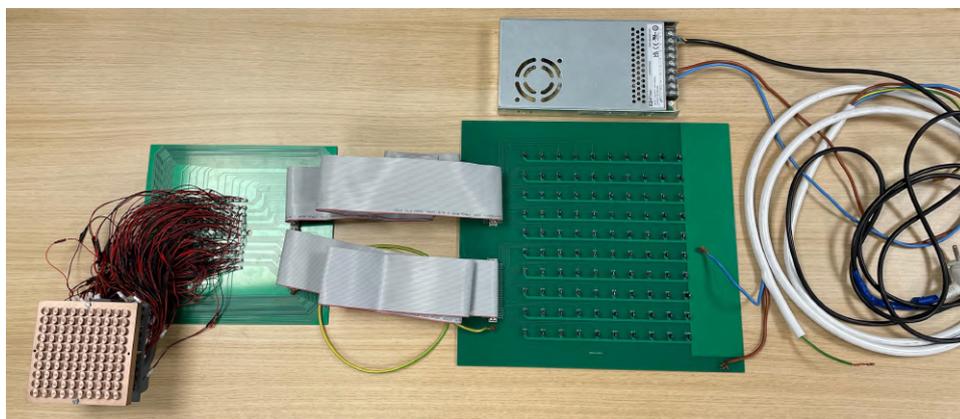
Figura 4.13: Placa de control #2 para el prototipo RIS, (a) captura del diseño en el software *KiCad* donde el color rojo representa la capa inferior y el color azul la capa superior y (b) fotografía de la placa una vez fabricada y montada.

Presentadas las placas PCB que constituyen el control del prototipo presentado en este trabajo, en la Fig. 4.14 se muestran la interconexión de todas las placas PCB que constituyen el control del prototipo presentado en este trabajo. Esta imagen muestra la distribución de todos los componentes que contribuyen al funcionamiento de la RIS. Se observa la conexión coherente de todos los actuadores de la RIS con la PCB de agrupación. Cabe mencionar que fue necesario soldar alargadores a los cables de alimentación de los electroimanes, ya que eran demasiado cortos para proporcionar suficiente margen en la colocación del *setup*.

Además, se muestra el cableado mediante cables tipo *flex* entre la placa PCB de agrupación y la placa de control. Por último, se observa el cableado de alimentación desde la fuente hacia la placa de control, así como la interconexión de las masas de las placas mediante un cable puente.

Es importante mencionar que el cableado visible a la derecha de las fotografías pertenece exclusivamente a la fuente de alimentación. El cable blanco corresponde a los cables de alimentación hacia la placa de control, mientras que el cable negro es el cable de encendido de la fuente de alimentación. Estos cables se han dimensionado con una longitud adecuada para la utilización del prototipo en diversos escenarios.

Antes de pasar al siguiente capítulo para mostrar tanto la validación EM del prototipo y las medidas de este, en la Fig. 4.15 se muestran las configuraciones reales realizadas en la RIS, en donde también se muestran



(a)



(b)

Figura 4.14: Fotografías de la interconexión entre placas PCB para (a) el uso de la PCB de control #1 y (b) para la PCB de control #2.

la disposición de *jumpers* para el caso de la placa de control #1 y la configuración de relés (luces *LED*) de la placa de control #2, aunque la utilizada tanto para la comprobación EM como para las futuras medidas se realizará con la #1 por la facilidad de depurar posibles errores en el conexionado del prototipo RIS.

Se puede observar como el patrón introducido en la placa de control es coherente con el patrón formado en el prototipo RIS, haciendo de esta forma, es método de configuración muy visual para una etapa de prototipado y pruebas con este.

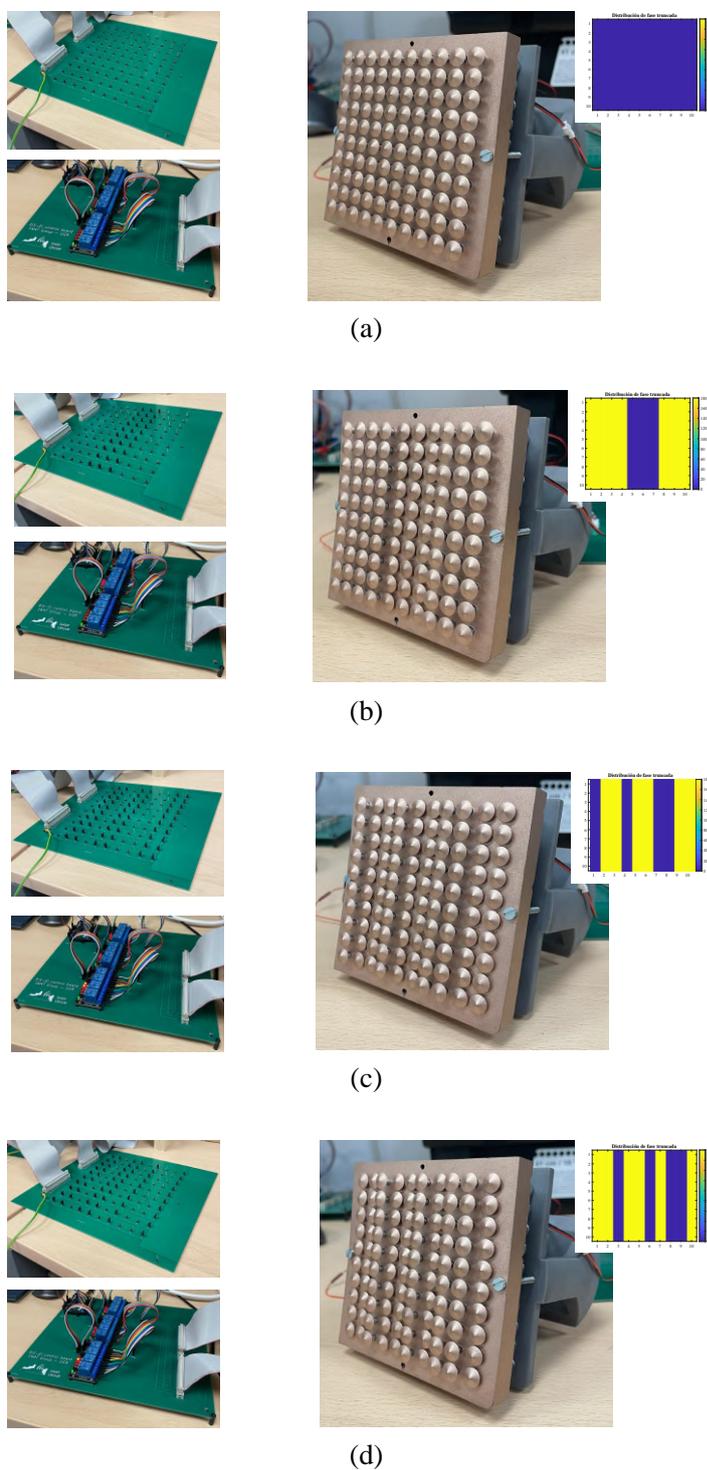


Figura 4.15: Fotografía realizadas en el proceso de comprobación de funcionamiento del prototipo fabricado con la placa de control #1 para las configuraciones a medir de $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 0^\circ]$, (b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c) $[0^\circ, 20^\circ]$, (d) $[0^\circ, 25^\circ]$.

Capítulo 5

Caracterización electromagnética de la RIS

En el presente capítulo se mostrarán todas las medidas realizadas en el prototipo fabricado y presentado en el capítulo anterior. En primer lugar, se realizará un recorrido por el *setup* de medida, desde el funcionamiento del mismo hasta la integración del prototipo RIS en él, pasando por las consideraciones necesarias para realizar las mediciones de la forma más correcta posible.

Habrán dos tipos de medidas bien diferenciadas. En primer lugar, se presentarán las medidas de validación, las cuales servirán para la comprobación del correcto funcionamiento del prototipo, tal como indican las simulaciones comentadas en la sección 3.9. A continuación, se realizarán mediciones en entornos de propagación reales para comprobar la funcionalidad del dispositivo en una situación de comunicación inalámbrica.

5.1. Validación experimental

En esta sección se presentarán las mediciones realizadas para comprobar el correcto funcionamiento del prototipo fabricado. Más concretamente, se han realizado dos tipos de comprobaciones: la verificación de la diferencia de fase entre los estados y la obtención del valor de ganancia del prototipo, junto con la conformación correcta del diagrama de radiación.

Los *setups* utilizados para las diferentes medidas de validación se pueden observar en la Fig. 5.1 y 5.2. Estos *setups* comparten la base, la cual está compuesta por dos brazos horizontales en los que se colocan los posicionadores, tanto de la antena transmisora (Tx) que alimenta el prototipo y la RIS. Destacar que la distancia entre la antena Tx y la RIS debe ser tal para que el campo eléctrico al incidir en la superficie de la RIS esté en condiciones de campo lejano, es decir que cumpla,

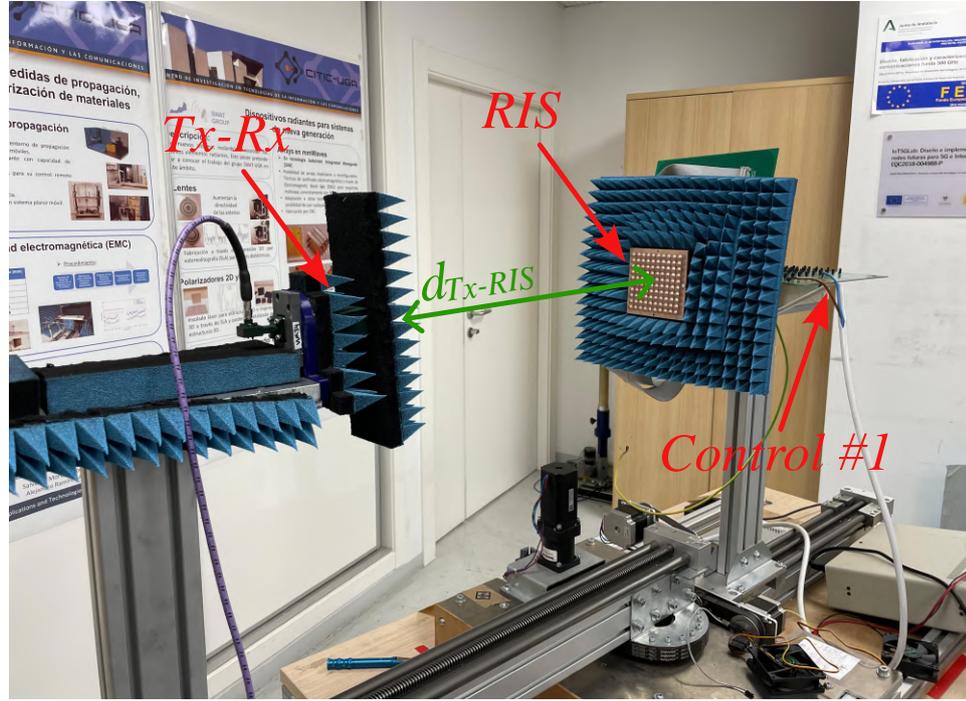


Figura 5.1: *Setup* de medidas de validación y de funcionalidad para el prototipo RIS.

$$d_{Tx-RIS} \geq \frac{2D_x D_y}{\lambda}, \quad (5.1)$$

donde D_x y D_y son las dimensiones, en plano H y plano E respectivamente, de la bocina de la antena Tx, la cual al estar en la frecuencia de operación de 28 GHz, la bocina utilizada cumple el estándar WR34 (22 - 32 GHz) con unas dimensiones en la boca de esta de $D_x = 47.24$ mm y $D_y = 35.56$ mm. Siendo la longitud de onda a 28 GHz es de 10.7 mm, hace que el campo lejano de esta antena se conforme a una distancia de 31.4 cm aproximadamente.

La diferencia entre estos montajes radica en que el primero (Fig. 5.1), la antena transmisora actúa también como receptora y la distancia entre esta y el prototipo RIS es de 49 cm, suficiente para la conformación del campo lejano en la superficie de la RIS. En el segundo montaje (Fig. 5.2), la antena transmisora se encuentra a una distancia aproximada de 1.424 m, más que suficiente para obtener la condición de campo lejano. La antena receptora (Rx) se encuentra en una posición más lejana y elevada, específicamente a 1.475 m de distancia y a unos 5.4 cm de elevación, lo que provoca un desalineamiento con la RIS de unos 2.1° aproximadamente. Esta colocación de la antena Rx permite medir en incidencia normal sin que la antena Tx interfiera con la Rx. Este tipo de *setups* se pueden observar en publicaciones

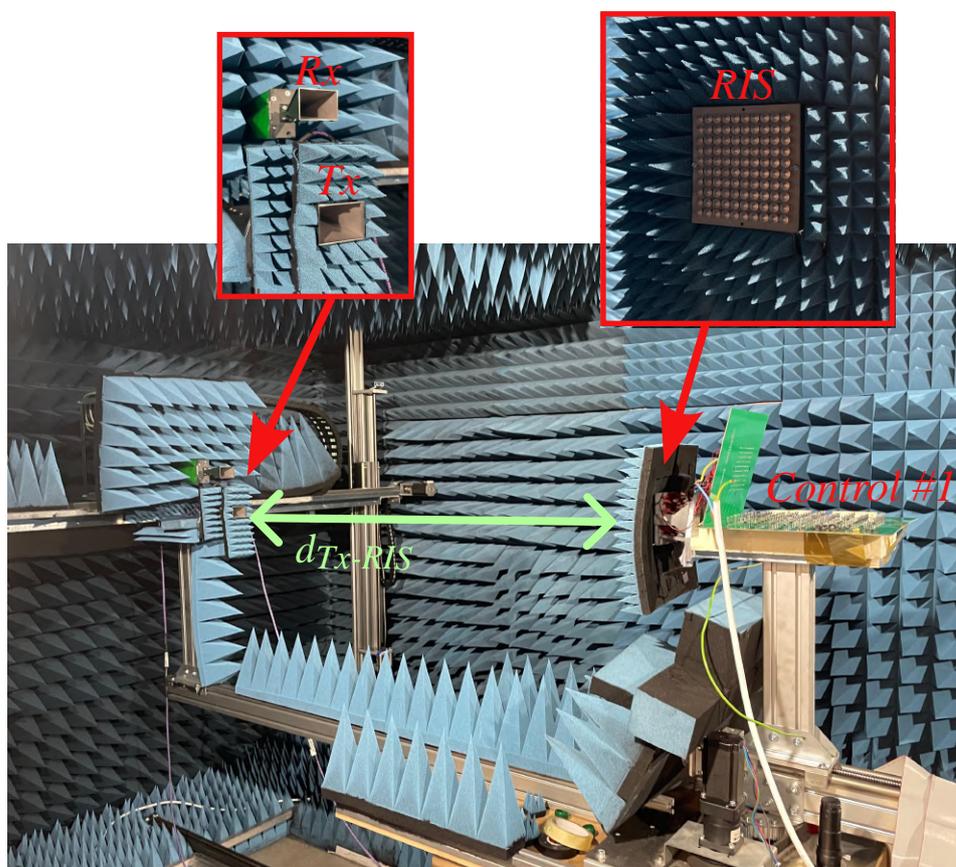


Figura 5.2: *Setup* de medidas de validación para el prototipo RIS.

científicas como en [50], [51] y [52]. Cabe destacar que la antena Rx se encuentra en el posicionador matricial de la cámara anecoica, y el sistema Tx-RIS se encuentra sobre una plataforma giratoria en θ .

Más concretamente, el *setup* de la Fig.5.2 se utilizará de forma estática, es decir, siempre dentro de la cámara y se llevará a cabo para las medidas de validación, tanto para la comprobación entre los dos diferentes estados de la RIS, como para la validación de los diagramas de radiación y ganancia. Por otro lado, el *setup* de la Fig.5.1 se utilizará para las medidas de propagación, ya que su menor tamaño lo hace más manejable para su desplazamiento. No obstante, este *setup* también se llevará a cabo para realizar una validación entre los estados del prototipo de una forma diferente a la del *setup* anterior.

5.1.1. Diferencia de fase entre estados de la celda unidad RIS

Como ya se ha comentado anteriormente, los dos *setups* presentados se utilizaron para esta validación, la cual consiste en la medición con la

antena Rx y la variación de fase entre los dos estados posibles del elemento unitario. Más concretamente, se ajustarán todas y cada una de las celdas unidad en sus dos estados por separado. Estas configuraciones de todos *ON* y todos *OFF* se llevarán a cabo con ayuda de la placa de control #1. Cabe mencionar que, en el caso de que todos los electroimanes trabajen para conseguir el estado de todos en *ON*, se requiere un nivel de corriente de 30 A (véase subsección 3.2.1), lo cual afecta negativamente a la corriente generada por la fuente de alimentación, impactando el dimensionado de las pistas y la posterior división de la corriente para cada actuador. Esta situación es atípica al funcionamiento real del prototipo. Esto último se traduce en un pequeño error en el movimiento de las celdas unidad, haciendo que algunas de ellas no lleguen a su posición máxima de compresión

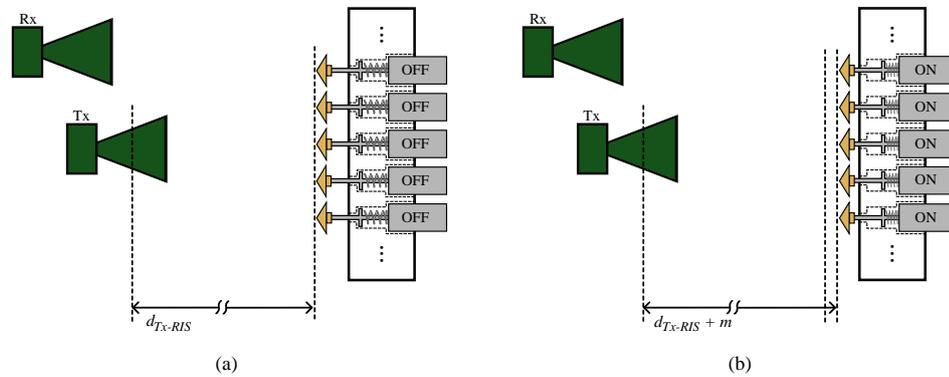


Figura 5.3: Esquema de la configuración de antenas para el caso del segundo *setup* para la medida de la verificación entre estados (a) todos OFF y (b) todos ON. *Fuente propia*.

En primer lugar, para la medida en el segundo *setup* (Fig. 5.2), esquematizado en la Fig. 5.3, se precisará de una alineación mediante láser entre la antena Tx y la RIS, y por otro lado entre la RIS y la antena Rx. La medida se lleva a cabo con un VNA con una calibración de tipo TRL (*Through-Reflect-Line*) para WR34, la cual tiene en cuenta las pérdidas ocurridas en los cables de RF utilizados y las transiciones de coaxial a guía de onda. La configuración del VNA fue en la banda de 22 GHz a 32 GHz con 2021 puntos en frecuencia, un filtro de frecuencia intermedia de 100 Hz y una potencia de salida por el puerto de la antena Tx de 20 dBm. De esta forma, se guardan las medidas obtenidas para los dos estados y se realiza el procesamiento conveniente para la visualización de los resultados mostrados en la Fig. 5.4.

Cabe destacar que para la medida del parámetro S_{21} se realizó el cálculo del PDP (*Power Delay Profile*), el cual, mediante la transformada de Fourier, permite visualizar las contribuciones de potencia a lo largo del tiempo. De esta manera, fue relativamente fácil aislar mediante absorbentes (véase Fig. 5.2) las contribuciones que no fueran la principal de la RIS, como por ejemplo

la base del *setup*, posicionadores, etc.

Gracias a esta visualización, se observa un comportamiento en fase bastante limpio, lo cual ayuda a la hora de obtener la diferencia de fase entre estados.

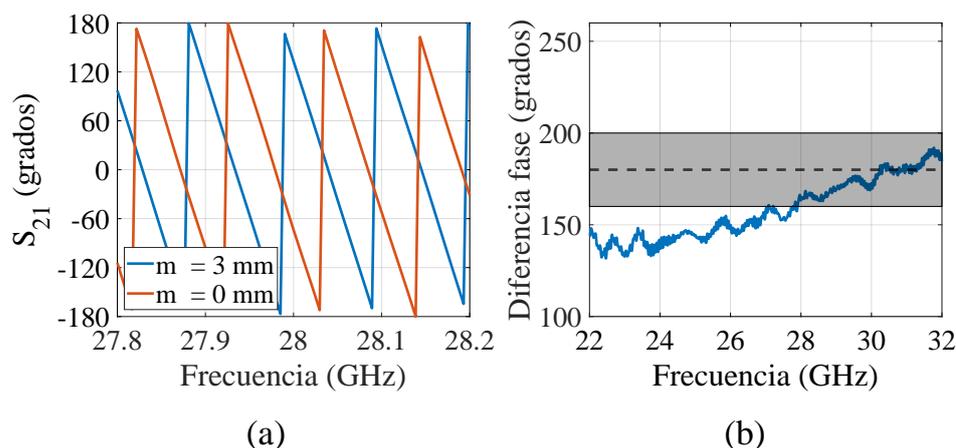


Figura 5.4: Resultados de la medida de validación del prototipos RIS fabricado con el *setup* de medidas mostrado en la Fig.5.2, donde se representa (a) un zoom la fase enrollada en la frecuencia de funcionamiento para los dos estados de la RIS y (b) la diferencia de fase entre estos estados.

El resultado arroja el comportamiento esperado del prototipo. En primer lugar, se observa un comportamiento aproximadamente plano en las fases de los dos estados, lo que indica un correcto trabajo en la intención de anular las contribuciones de reflexiones en el *setup* y un comportamiento adecuado en la diferencia entre estados. No obstante, en la gráfica de la representación de la diferencia de fase entre estados se observa una discrepancia con respecto a la de la Fig. 3.25. Aunque la forma corresponde, la medida se observa ligeramente inferior. Esto se debe a lo comentado en los párrafos anteriores: para el estado *ON* ($m = 0$), algunos elementos no consiguen el desplazamiento total debido a la situación inusual de tener todos los actuadores activos. No obstante, y considerando esto, se consigue el desfase de $180^\circ \pm 20^\circ$ en las frecuencias de operación. No obstante, en las medidas de los diagramas de radiación se observará el correcto funcionamiento en fase de las celdas unidad en estado *ON*.

El otro método de validación de la diferencia de fase entre estados es mediante el *setup* mostrado en la Fig. 5.1. En este caso, se obtendrá la medida mediante el parámetro de reflexión S_{11} . Es evidente que con la utilización de este parámetro existirán contribuciones más importantes que las reflexiones con el *setup*, como las reflexiones causadas en la transición coaxial-guía de

onda y en la bocina-aire. Estas contribuciones no fueron observadas en la validación anterior, ya que al trabajar con el parámetro de transmisión la medida es diferencial entre puertos. El VNA, para este caso, se configuró con 4001 puntos en frecuencia.

En consecuencia, para esta configuración de medida, las reflexiones anteriormente comentadas se eliminaron mediante la utilización de la técnica *Time-Gating*, la cual realiza una transformación al dominio del tiempo de la medida para posteriormente realizar un enventanado en la contribución de potencia que se desee, que en este caso es la debida a la RIS. En la Fig. 5.5 se observa dicho procesado del parámetro de la señal.

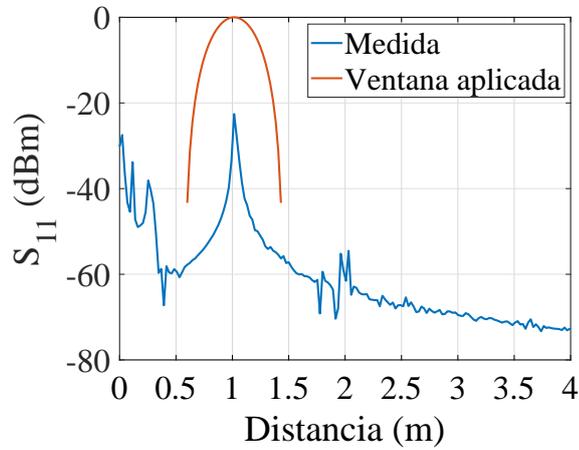


Figura 5.5: Procesado *Time-Gating* de aplicado al parámetro S_{11} para la eliminación de reflexiones no deseadas.

Como se puede observar, se identifican tres contribuciones de potencia en las primeras distancias, debidas a las reflexiones dentro de la antena Tx-Rx mencionadas anteriormente. A continuación, se observa la contribución mayoritaria a una distancia de aproximadamente un metro, lo que equivale a dos veces el camino desde la antena hasta la RIS ($0.49 \text{ m} + 0.49 \text{ m} = 0.98 \text{ m}$), por lo tanto, es perteneciente a la RIS. Las demás contribuciones observadas a 2 metros se deben a las reflexiones con el entorno, ya que para esta medida no se utilizó la cámara anecoica. No obstante, una vez aplicada la ventana de *Hanning*, se observan los resultados expuestos en la Fig. 5.6.

Tal y como se puede observar en esta segunda comprobación, al realizar el procesado de *Time-Gating*, las fases de los diferentes estados y la diferencia entre ellos se muestran aún más limpias. Sin embargo, la utilización de una ventana temporal conlleva efectos no deseados en los extremos de la banda, tal como se puede observar en la diferencia entre estados. No obstante, se observa el mismo fenómeno de una diferencia inferior que en el caso anterior, causado por la situación atípica de configurar todas las celdas unidad en

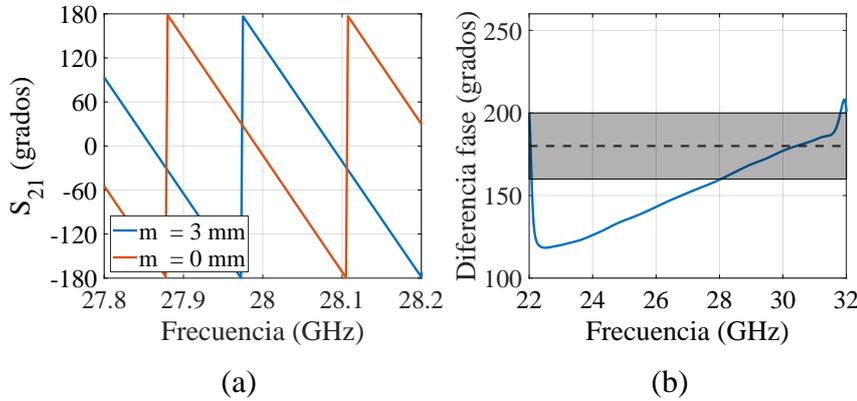


Figura 5.6: Resultados de la medida de validación del prototipos RIS fabricado con el *setup* de medidas mostrado en la Fig.5.1, donde se representa (a) un zoom la fase enrollada en la frecuencia de funcionamiento para los dos estados de la RIS y (b) la diferencia de fase entre estos estados.

estado *ON*.

Por lo tanto, se puede concluir que el prototipo RIS fabricado mantiene el comportamiento en fase esperado.

5.1.2. Diagramas de radiación

A continuación, se mostrarán los resultados obtenidos tras la medición de los diagramas de radiación reales del prototipo RIS fabricado. Para ello, se ha utilizado el *setup* mostrado en la Fig. 5.2. Como se comentó anteriormente, este tipo de posicionamiento de antenas elimina la zona de sombra creada por la antena Tx. A este *setup* se le añade la funcionalidad de girar el sistema Tx-RIS en elevación (θ), tal y como se muestra en la Fig. 5.7.

La medida se realiza gracias al trabajo conjunto del movimiento del *setup* sincronizado con la captura de la medida por medio del VNA. El analizador de redes para este *setup* se ha configurado y calibrado de la misma manera que en la medida anterior, es decir, con un ancho de banda de 22 a 32 GHz, 2021 puntos en frecuencia, un filtro de frecuencia intermedia de 100 Hz y una potencia de salida de 20 dBm. El movimiento del *setup* se realiza desde los -50° hasta los 50° en saltos de 1 grado, donde el centro se encuentra cuando las dos antenas están alineadas. Este rango de medida es necesario porque el brazo que sostiene la antena Tx chocaría con la pared de la cámara anecoica. Cabe mencionar que la RIS debe estar en el mismo centro de giro de la mesa para respetar las distancias entre antenas y el prototipo. Como se puede observar, con este *setup*, la incidencia en la RIS es en todo momento normal a la superficie de esta.

Una vez preparado el *setup* de medida, se procede a medir. Para este caso,

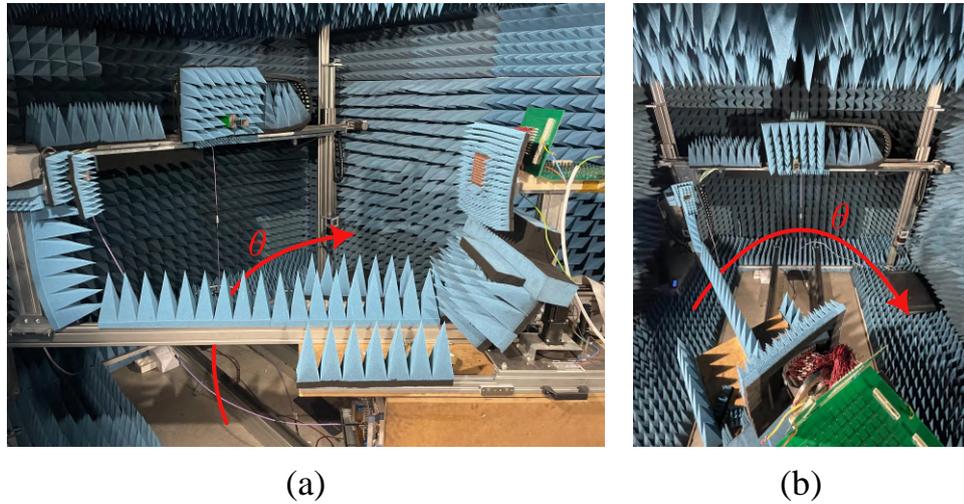


Figura 5.7: *Setup* giratorio para la medida de los diagramas de radiación.

se hará uso de la placa de control #1, que se posiciona justo detrás de la RIS, en la cual se irán configurando manualmente todas las reconfiguraciones a medir. Tal y como se comentó en capítulos anteriores, las configuraciones que se medirán serán para ángulos de salida $[\phi, \theta]$ de $[0^\circ, 0^\circ]$, $[0^\circ, 10^\circ]$, $[0^\circ, 20^\circ]$ y $[0^\circ, 25^\circ]$. Es por ello que en los cortes de los diagramas de radiación medidos se espera observar los haces de salida en los ángulos de θ correspondientes. Las medidas a la frecuencia de operación de 28 GHz se muestran en la Fig. 5.8.

Como se puede observar, los diagramas de radiación se presentan en formato polar, lo cual facilita la visualización de los haces principales. También se han representado junto a las simulaciones del prototipo RIS en las mismas condiciones de estas medidas, ajustando los ángulos límites de medición.

Aunque existen algunas discrepancias entre los diagramas de simulación y los medidos, es importante destacar que la conformación de los haces de salida es correcta y su forma sigue la de las simulaciones. Como se mencionó en capítulos anteriores, debido a las restricciones del diseño de la celda unidad, a medida que se aumenta el ángulo de salida (o la diferencia entre el ángulo de entrada y salida), el haz deja de ser tan directivo y aumenta la contribución de *grating lobes*. Es fundamental recalcar que estos resultados son útiles para verificar la conformación del diagrama de radiación y la semejanza con las simulaciones realizadas del prototipo. Por lo tanto, es evidente afirmar el correcto funcionamiento del prototipo, lo cual implica un diseño preciso, un buen control en la fabricación y montaje, así como un preciso control de la reconfiguración de los estados de la RIS. No obstante, las discrepancias pueden deberse a factores como pequeños desalineamientos en el *setup*, como el debido a la colocación más alta de la antena Rx, pequeños

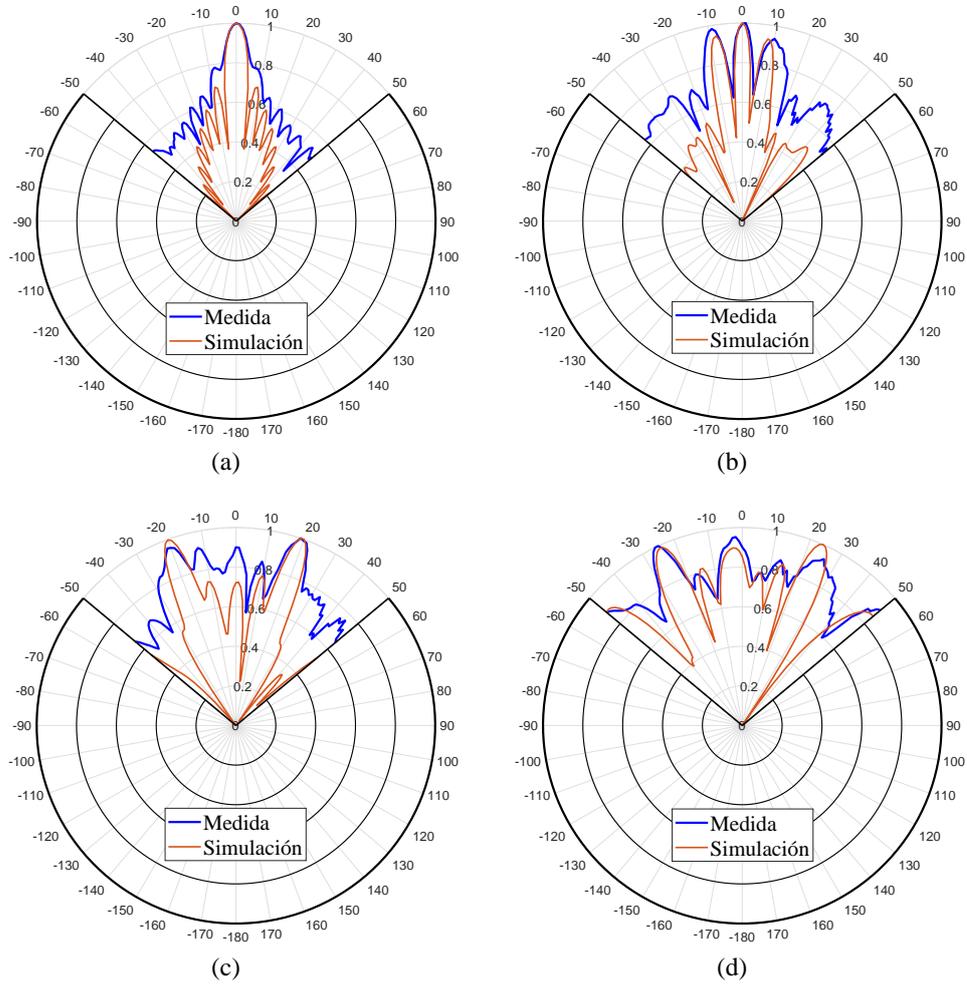


Figura 5.8: Diagramas de radiación de la RIS normalizados para $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 0^\circ]$, (b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c) $[0^\circ, 20^\circ]$ y (d) $[0^\circ, 25^\circ]$, tanto medidos como en simulación y representados en formato polar para una mejor visualización.

defectos en la fabricación y montaje, entre otros.

Para finalizar esta sección, se obtendrá el valor de la ganancia de la RIS tanto en simulación como en la medida real. En primer lugar, para el caso del cálculo en simulación, es necesario entender cómo devuelve el simulador este valor. Se emplea la ecuación del radar, que expresa un balance de potencias:

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot \frac{1}{4\pi r_1^2} \cdot \sigma \cdot \frac{1}{4\pi r_2^2} \cdot A_{eff}, \quad (5.2)$$

donde se relacionan las potencias de transmisión y recepción con la ganancia de la antena transmisora y receptora a través del término de área efectiva ($A_{eff} = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi}$) y las pérdidas asociadas por la propagación, comúnmente

conocidas como pérdidas de Friis. El parámetro σ modela la RCS del objeto en donde la onda transmitida se ha reflejado, que en este caso sería la RIS.

Desarrollando la expresión 5.2, se llega a que la ganancia asociada al objeto que realiza la reflexión de la onda entre el transmisor y el receptor es:

$$G_{RIS} = \sigma \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (5.3)$$

De este modo, configurando el simulador para obtener los diagramas de radiación en función del parámetro σ , es posible calcular los valores de ganancia de la RIS para cualquier configuración específica.

Por otro lado, para obtener la ganancia real de la RIS a partir de las medidas mencionadas anteriormente, simplemente aplicamos el balance de potencias correspondiente a la situación real de la medida. Dado que el sistema está calibrado para transiciones WR34, podemos expresar la ganancia medida de la RIS en dB como:

$$G_{RIS}(dB) = -P_t + P_r - G_{Tx}^2 + PG_1 + PG_2, \quad (5.4)$$

donde los parámetros PG hacen referencia a las pérdidas por propagación en las distancias entre las antenas y la RIS (véase Fig. 5.2) y sus valores se obtiene como $\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot r^2}$, con r como la distancia. De esta forma, con un sencillo cálculo, en la Fig. 5.9 se presentan las ganancias de la RIS tanto en simulación como en las medidas reales en el laboratorio, en función del ángulo θ del sistema a la frecuencia operativa de 28 GHz. Como se puede observar, los valores de ganancia en simulación son ligeramente superiores a los obtenidos experimentalmente, con una diferencia media de 1.62 dBi en los lóbulos de apuntamiento. Como se mencionó anteriormente, esta discrepancia se debe a las pequeñas imperfecciones del *setup* y al desalineamiento de 2° entre la antena Rx y la RIS. Sin embargo, se puede afirmar que se ha verificado el funcionamiento completo de la RIS en comparación con las simulaciones.

Dicho lo anterior, también decir que la ganancia de la RIS se reduce a medida que el ángulo θ es distinto de 0° , esto es debido a que la proyección de la RIS justo en los ángulos de apuntamiento baja, haciendo que la RCS disminuya y por ende la ganancia que esta puede aportar al sistema. No obstante, en la tabla 5.1 se muestran los valores de ganancia de la RIS para las 4 configuraciones evaluando los dos lóbulos de apuntamiento (el principal y el de cuantización) junto a los valores de ganancia simulado.

5.2. Evaluación de la RIS en un entorno real

Una vez validado el prototipo RIS en cuanto a su comportamiento en fase, la conformación del diagrama de radiación en campo lejano y su ga-

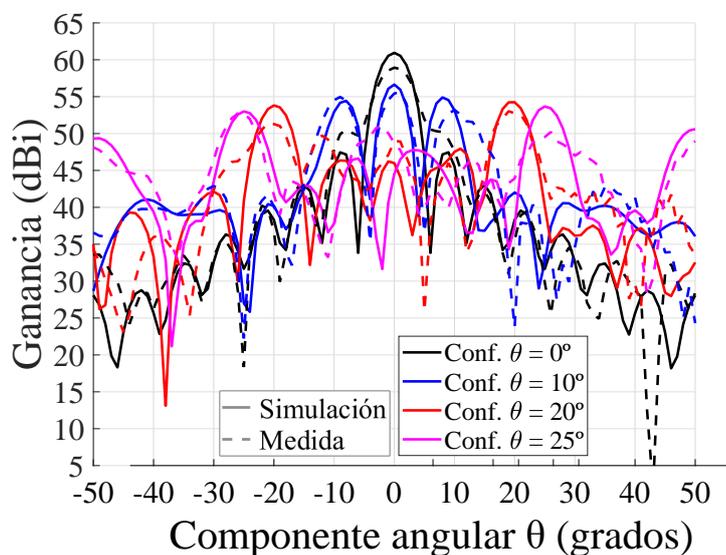


Figura 5.9: Cálculo de las ganancias de la RIS para todas las configuraciones, tanto simulado como medido a la frecuencia de operación de 28 GHz.

Conf. θ	Simulado (dBi)	Medida (dBi)
0°	60.94	58.93
10°	54.67	54.08
20°	54.03	52.02
25°	53.34	51.48

Cuadro 5.1: Ganancias simuladas y medidas del prototipo RIS.

nancia, se presenta en esta sección una medida en un entorno real de propagación. Este experimento se llevó a cabo en las instalaciones del edificio CITIC-UGR, específicamente en la planta baja, que alberga laboratorios de diferentes grupos de investigación.

Para este experimento, se utilizó el sistema Tx-RIS mostrado en la Fig. 5.1 montado sobre una mesa que permitía su colocación en cualquier lugar, tal como se muestra en la Fig. 5.11(a). Cabe destacar que este sistema, que incluye tanto la antena transmisora como el prototipo RIS, proporciona una mayor estabilidad y alineación, a pesar de tener una distancia reducida Tx-RIS de 49 cm. La alimentación se realizó mediante un VNA para la transmisión y un analizador de espectros para la medición de la potencia recibida por la antena Rx. El uso de ambos sistemas de medición fue necesario debido a la gran distancia entre el transmisor y el receptor, como

se muestra en el plano de la Fig. 5.10. El VNA operó en banda estrecha a 28 GHz con un filtro intermedio de 10 kHz, mientras que el analizador de espectros abarcó de 22 a 32 GHz con un fondo de ruido bajo, para así poder medir la potencia procedente del RIS. El sistema para la antena receptora se basa en un posicionador matricial móvil y totalmente automatizado, en consonancia con las mediciones del analizador de espectro, mostrado en la Fig. 5.11.

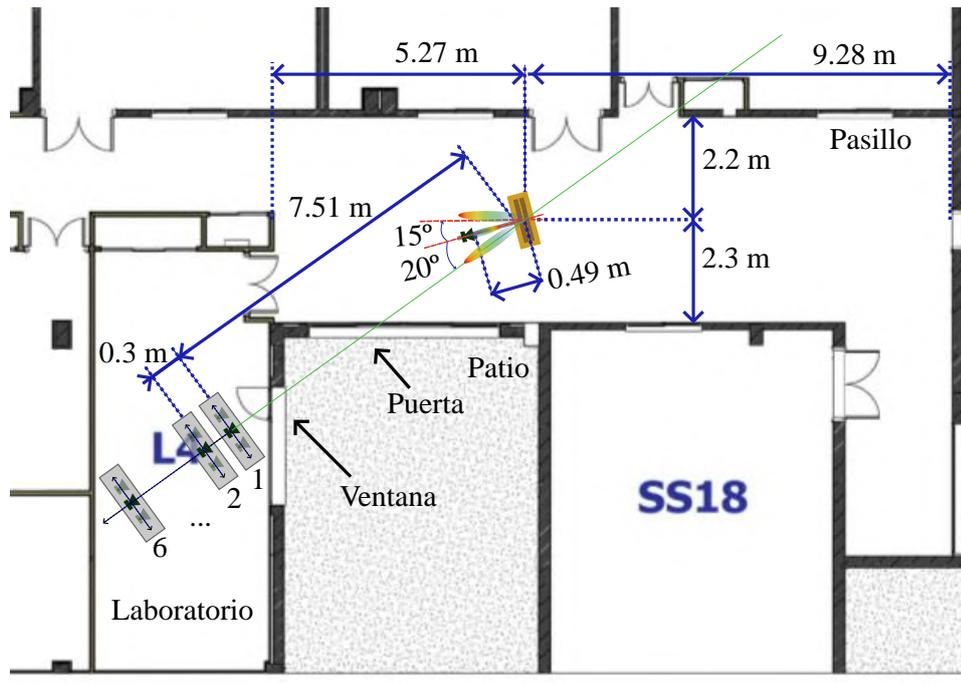


Figura 5.10: Plano del entorno del *setup*.

Tal y como se puede observar en el plano de la medida (véase Fig. 5.10), el sistema compuesto por la antena Tx y la RIS se ha posicionado estratégicamente en el pasillo. El objetivo es que el haz emitido por la RIS se propague a través del pasillo, un pequeño patio al aire libre y entre a través de una ventana donde será recibido por el sistema de medida, compuesto por la antena Rx y el analizador de espectros. Es importante destacar que el sistema Tx-RIS está orientado de manera que el haz apunte correctamente hacia la ventana, es decir, hacia el Rx, con un ángulo de 20° . Para lograr una buena conexión entre el transmisor y el receptor, es necesario configurar este estado en la RIS. Sin embargo, se realizarán mediciones para todas las configuraciones vistas hasta el momento para contrastar resultados.

Para ayudar a la visualización de este *setup*, la Fig. 5.11 muestra una serie de fotografías de los sistemas de medida. Es importante mencionar la colocación del sistema receptor, que se ha posicionado perpendicularmente

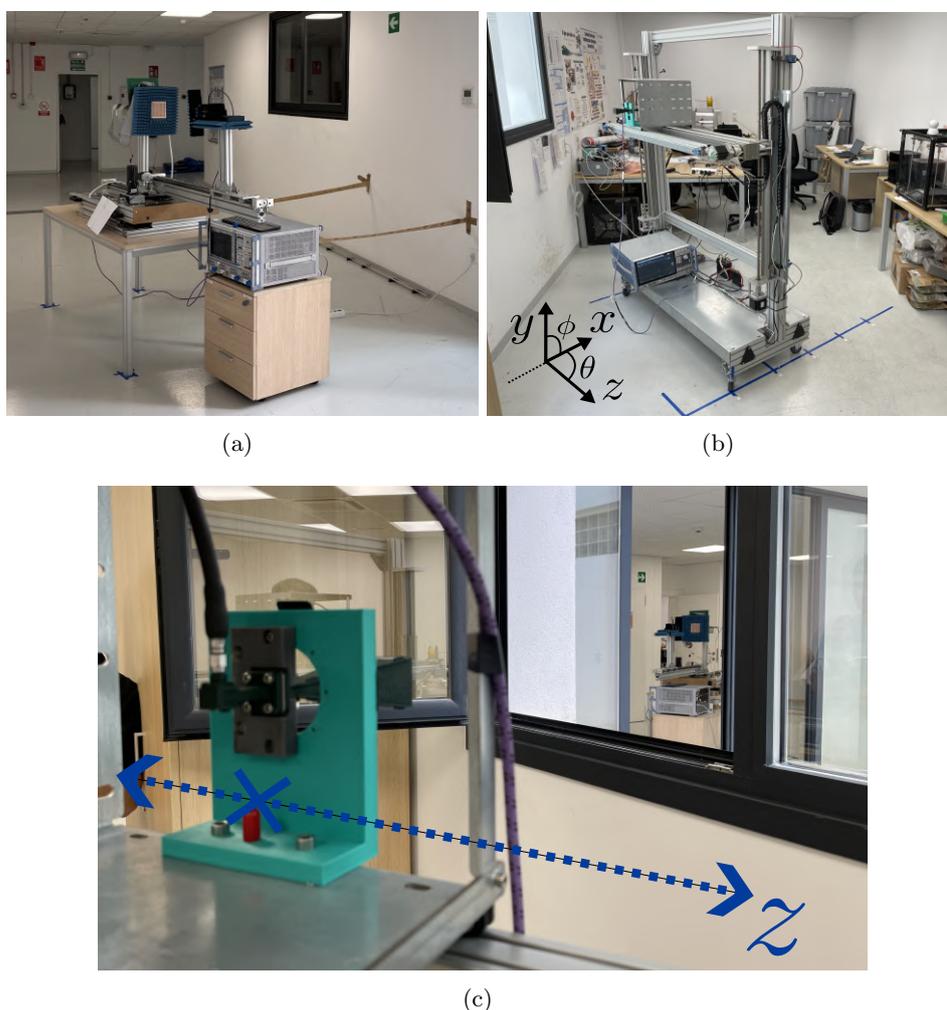


Figura 5.11: *Setup* de medida en torno de propagación real donde se observan (a) el sistema Tx-RIS, (b) Rx y (c) vista del Rx a la RIS.

al haz de salida de 20° de la RIS en todo momento.

Para esta medición, se tiene previsto generar un mapa de cobertura moviendo el posicionador Rx en los ejes x y z . El movimiento en el eje z se realizará en 21 puntos, centrado en la posición de máxima alineación con la RIS, de manera automática por el sistema. El movimiento en el eje x se realizará en 6 puntos de forma manual, generando así un mapa de cobertura con un total de 126 puntos. Es importante señalar que la separación entre puntos en la dimensión z es de 4 cm y en la dimensión x de 30 cm, lo que resulta en un mapa de cobertura de forma rectangular.

En la Fig. 5.11(c) se puede observar que la ventana utilizada para esta medida es en cierta manera estrecha, ya que el comparación con el rango

de medida del sistema receptor en la dirección z abarca más espacio que el ancho de la ventana, por lo que en posiciones de z límite se observarán desvanecimientos importantes causados por la sombra que proporciona la estrechez de la ventana. No obstante, en la Fig. 5.12, se muestran las mediciones realizadas en esta sección.

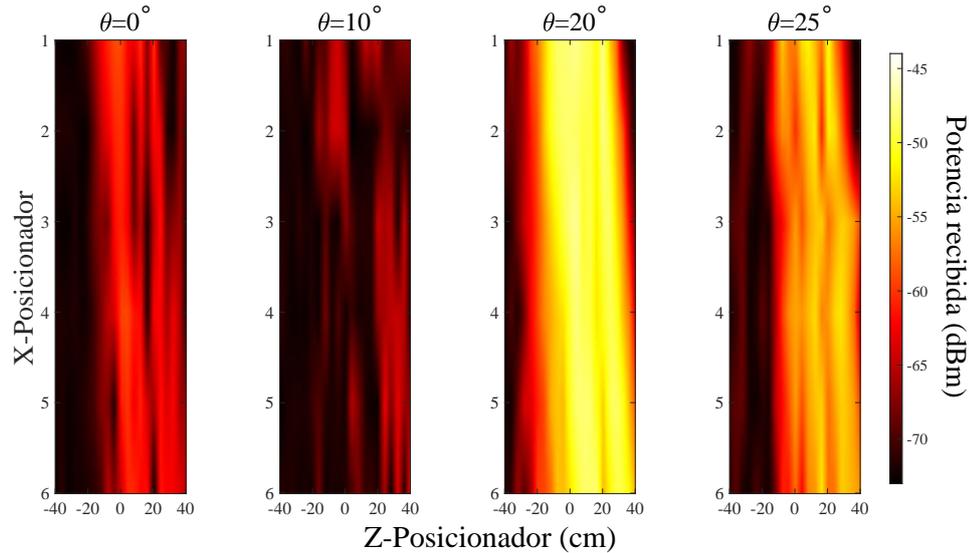


Figura 5.12: Potencia medida en el receptor en forma de mapa de calor para cada una de las configuraciones del prototipo RIS.

Como se ha mencionado anteriormente, todo este *setup* está diseñado para una configuración de la RIS a 20° , por lo tanto, en el mapa de cobertura del laboratorio se observa el máximo rendimiento para este caso. Se puede notar cómo el haz cambia de dirección a medida que avanzamos en las posiciones del eje x , lo cual indica desviaciones o desalineamientos entre la antena Rx y la RIS, algo completamente normal dadas las largas distancias en este experimento. En las primeras posiciones del posicionador Rx, se puede observar un rango completo de potencias, desde el máximo (-46.9 dBm) hasta el mínimo (-72.5 dBm).

Aunque el experimento está optimizado para la configuración de 20° , también se muestran los resultados para otras configuraciones donde se observa una potencia menos relevante. Por ejemplo, en la configuración de 0° , la potencia observada puede deberse a lóbulos secundarios, una reflexión en el *setup* o simplemente a dispersión causada por los marcos de la ventana. De manera similar, se observan resultados para las configuraciones de 10° y 25° , siendo este último más relevante debido a su cercanía al ángulo de configuración óptimo.

Para responder a la caída de potencia en los extremos del *array* de medida, se ha realizado un estudio teórico de la situación de medida, ya que

se poseen todas las distancias y ángulos de apuntamiento (véase Fig. 5.10). Más concretamente, para este caso teórico se ha considerado que la RIS es alimentada en su totalidad por onda plana y con una potencia de 20 dBm, la ganancia de la RIS se considerará la medida angularmente en la cámara anecoica (véase Fig. 5.9). Para la ganancia de la antena receptora, se utilizó la obtenida por simulación de la bocina utilizada a 28 GHz, ajustada para cada ángulo en los puntos de medición configurados. También se tuvieron en cuenta las pérdidas por distancia en cada uno de estos puntos. Las expresiones utilizadas para calcular la distancia y el ángulo entre la RIS y la antena Rx en cada punto de medición son las siguientes:

$$d_2 = \sqrt{(d_2^{ini} + (n_x - 1) \cdot 0.3)^2 + (n_z \cdot 0.04)^2} \quad y \quad (5.5)$$

$$\alpha_{Rx} = \arccos\left(\frac{d_2^{ini} + (n_x - 1) \cdot 0.3}{d_2}\right), \quad (5.6)$$

donde d_2^{ini} es la distancia mínima entre la antena Rx y la RIS, es decir, la distancia existente cuando la antena Rx esta en la primera posición en x y centrada en z . Las variables n_x y n_z hacen referencia a los posiciones en el *array* bidimensional de medida en las direcciones x y z , respectivamente. Por lo tanto, en la Fig. 5.13 se observa la comparación por filas (eje x) tanto de las medidas como el calculo teórico, para el caso de configuración a 20° de la RIS.

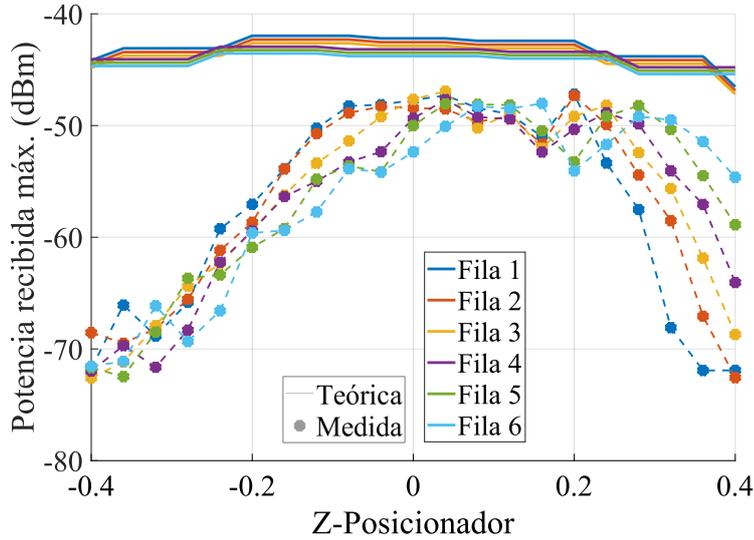


Figura 5.13: Comparación de la potencia recibida entre la calculada (con simulación de antena Rx, ganancia medida de RIS y modelado de espacio libre) y medida para una configuración de la RIS de $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 20^\circ$.

Con esta representación también se observa que en las medidas no se logra captar toda la potencia del haz en las posiciones centrales del posicionador en z , lo que sugiere una falta de alineación en la perpendicularidad del posicionador de la antena Rx. Además, se puede observar la diferencia en términos de potencia entre las medidas y el caso teórico, siendo de aproximadamente 4 dBm para las posiciones centrales. Esta discrepancia indica una pérdida de potencia debido al *setup* experimental, ya que el cálculo teórico no considera reflexiones en el entorno ni la pérdida del haz a través del hueco de la puerta hacia el patio ni a través de la ventana hacia el laboratorio.

Sin embargo, la mayor diferencia se observa en la potencia recibida en los extremos del posicionador en z . Este decaimiento se debe a los marcos metálicos de la ventana y la puerta, como se muestra en la Fig. 5.11(c), generando zonas de sombra claramente visibles también en el plano mostrado en la Fig. 5.10.

Para concluir con el posprocesado de las medidas del prototipo RIS en el entorno de propagación real, se propone el cálculo de la capacidad del canal creado por medio de la RIS, basado en el teorema de Shannon-Hartley. Este teorema establece la cota superior de la capacidad de datos que pueden ser transmitidos sobre un enlace de comunicaciones con un ancho de banda específico, considerando la presencia de ruido. La expresión que rige dicha capacidad es:

$$C = BW \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (5.7)$$

donde la capacidad (C) se mide en bits por segundo (bps), el parámetro BW es el ancho de banda en hercios (Hz) para la transmisión, S y N son las potencias de la señal de información y de ruido, respectivamente.

Para el cálculo de las capacidades para cada configuración medida de la RIS, se utilizó un ancho de banda de 2 GHz, conforme al estándar de comunicaciones en la banda FR2 de 5G [53]. Para la potencia de ruido, se consideró la media de las mediciones realizadas en frecuencias cercanas a 28 GHz, dado que el transmisor emite con un ancho de banda estrecho y el receptor puede medir en un ancho de banda mayor. Este valor es de -72.15 dBm. En la Fig. 5.14 se muestran las capacidades calculadas.

Se puede observar que, para la configuración de RIS adecuada para esta medida, se obtiene la mayor capacidad de canal, de unos 8.53 Gbps. Esta velocidad de transmisión es adecuada para comunicaciones inalámbricas de 5G. De esta forma, se confirma nuevamente el correcto funcionamiento de la RIS cuando su configuración de fases es la adecuada para el apuntamiento hacia el usuario, o la antena Rx en este caso, ya que la capacidad para las demás configuraciones no es aceptable.

Así, se ha demostrado que, con este tipo de superficies y a frecuencias milimétricas, es posible proporcionar cobertura a usuarios que no tienen una visión directa con el transmisor.

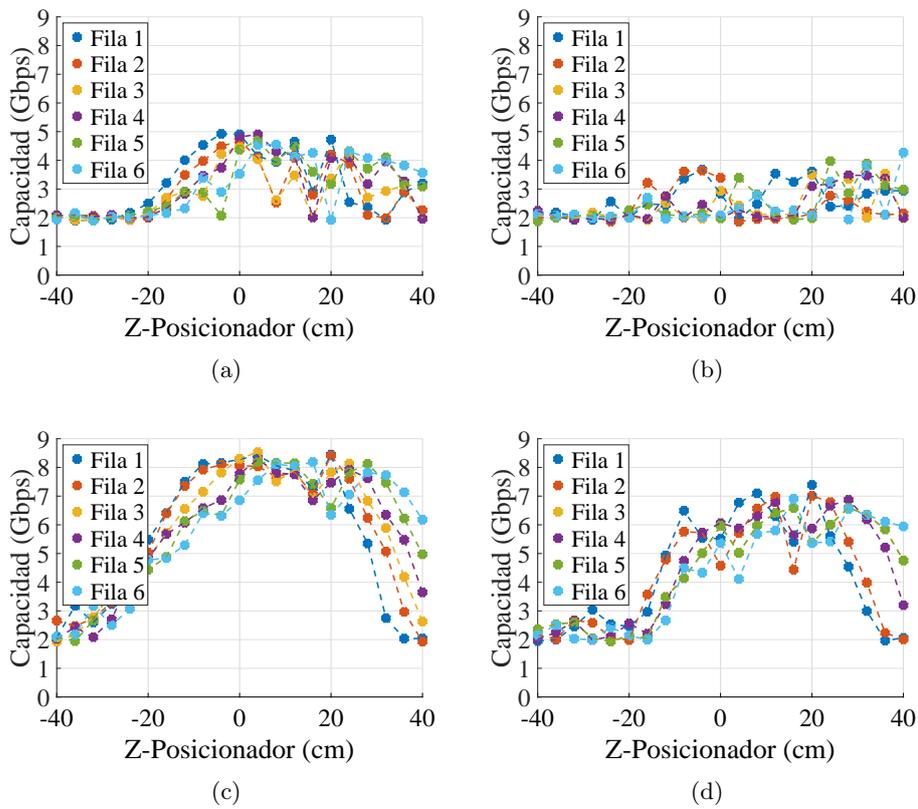


Figura 5.14: Capacidades calculadas a partir del canal constituido por la RIS para las configuraciones $[\phi, \theta]$ de (a) $[0^\circ, 0^\circ]$, (b) $[0^\circ, 10^\circ]$, (c) $[0^\circ, 20^\circ]$ y (d) $[0^\circ, 25^\circ]$.

Capítulo 6

Planificación y estimación de costes

En este capítulo se especificará la estructura temporal desarrollada en este Trabajo de Fin de Máster y se proporcionará una aproximación de los costes hasta la obtención final del prototipo. En primer lugar, se detallarán los recursos utilizados para calcular su amortización durante el tiempo empleado en este proyecto, apoyándose en un diagrama de Gantt. Finalmente, se expondrán los costes generados por cada uno de los recursos requeridos y se presentará un presupuesto total para la elaboración completa de este trabajo.

6.1. Recursos

Los recursos, como ya se ha podido intuir, son de naturaleza, distinguiéndose entre humanos, de infraestructura y relacionados con los softwares necesarios. A continuación, se detallarán los diferentes tipos de recursos requeridos.

6.1.1. Recursos humanos

Los recursos de esta índole se entienden como aquellos aplicados a personas que participan directamente en el desarrollo del trabajo, ya sea en algunas partes o en varias. Estos recursos implican una remuneración económica, tanto por el tiempo empleado como por el nivel de titulación. El director de este trabajo, el Dr. Juan Francisco Valenzuela Valdés, ostenta el título de catedrático en el Departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones. Por otro lado, en la codirección, el Dr. Ángel Palomares Caballero, investigador postdoctoral en el Instituto Nacional de Ciencias Aplicadas de Rennes (INSA), y, por último, Marcos Baena Molina, ejecutor del proyecto y alumno del Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicaciones de la

Escuela Técnica Superior de Ingenierías Informática y Telecomunicaciones (ETSIIT) de la Universidad de Granada, con una retribución de ingeniero superior.

6.1.2. Recursos *hardware*

Cabe destacar que, al concluir este trabajo con tareas de fabricación y mediciones de diversa índole, los recursos de tipo *hardware* son predominantes en este proyecto. A continuación, se detalla el *hardware* utilizado:

- **Ordenador portátil personal:** de la compañía ASUS, modelo Zen-Book Duo con sistema operativo Windows 11 Home, procesador i7-1165G7 de 8 núcleos a 2.8 GHz, memoria RAM de 16 GB y tarjeta gráfica NVIDIA GeForce MX450. Este ordenador se ha utilizado principalmente para la creación del código para el cálculo de los diferentes tableros RIS y diagramas de radiación teóricos. También ha sido utilizado para los diferentes diseños de las celdas unitarias de la RIS y la creación de las RIS completas para simulación. Su valor de mercado en 2022 fue de aproximadamente 2150 €, con una vida útil de 7 años.
- **Servidor de procesamiento:** con sistema operativo Windows 10 Pro, procesador Intel Xeon Silver 4210R con 40 núcleos en total a 2.4 GHz, memoria RAM de 512 GB y tarjeta gráfica NVIDIA Quadro GV100. Este servidor se ha utilizado únicamente para la simulación de todas las configuraciones del prototipo RIS y diferentes pruebas de simulación. Su valor de mercado es de aproximadamente 20000 €, con una vida útil de 8 años.
- **Impresora 3D de estereolitografía y metalización:** utilizada para la fabricación final tanto del prototipo RIS como de los diferentes soportes necesarios para un ensamblaje correcto. La impresora Form 3+ tiene un costo de 2902.79 €, la limpiadora Form Wash y el poscurado Form Cure tienen costos de 695.75 € y 907.50 € respectivamente, con una vida útil de 5 años. La resina utilizada tiene un costo de 240.79 € por litro. En cuanto a la metalización, el costo del bote *RS pro* con un compuesto de plata y cobre es de 63.07 € por unidad.
- **Laboratorio singular de tecnologías inalámbricas:** ubicado en el edificio CITIC-UGR, cuenta con una cámara anecoica y diferentes aparatos de medida como VNAs, analizadores de espectro, convertidores de frecuencia y posicionadores milimétricos, entre otros. El costo aproximado es de más de 5 millones de euros, estimado con proyectos de infraestructura recibidos y con una amortización de 30 años.

6.1.3. Recursos *software*

Por otra parte, los recursos de tipo *software* se han utilizado tanto para la creación del prototipo, en todas sus fases, como para la elaboración del presente documento.

- **CST Studio Suite:** utilizado tanto para el diseño 3D de la celda unitaria y de la RIS completa, como para realizar simulaciones de comportamiento EM para la celda unitaria en función de la frecuencia y del diagrama de radiación en campo lejano para la RIS de 10x10 elementos. Con un costo de 800 € al año.
- **MATLAB R2020a:** utilizado para el cálculo de las distribuciones de fases en tablero, diagramas de radiación teóricos, creación en 3D de la RIS completa junto con *CST Studio Suite* y procesamiento de las gráficas mostradas en este documento. El costo de este *software* es de 70 € anuales para estudiantes.
- **Preform:** utilizado para la preparación de los modelos 3D a imprimir, como la estructura principal del prototipo y los elementos unitarios que la constituyen, sin dejar de lado las diferentes piezas necesarias para el ensamblaje final. Es gratuito para cualquier público.
- **KiCad 7.0:** utilizado para el diseño de las placas PCB de control y de agrupación de electroimanes. Es gratuito.
- **Shapr3D:** utilizado para el diseño 3D de las piezas del prototipo sin finalidad EM, como la tapa trasera de sujeción y el soporte del prototipo al *setup* de medida. También es gratuito, aunque únicamente para estudiantes.
- **Inkscape:** utilizado para la creación de algunas ilustraciones del documento, para mejorar su claridad y comprensión. Es gratuito para cualquier público.

6.2. Planificación

Para una correcta elaboración del proyecto presentado en este documento es importante asignar tareas u objetivos distribuidos temporalmente, tal y como se muestra en el diagrama de Gantt de la Fig. 6.1. En este diagrama se observa la dependencia temporal entre las tareas; no obstante, esta es una aproximación sujeta a infortunios relacionados con el cumplimiento temporal por motivos de posibles problemas en el diseño, fabricación, montaje y trabajo de laboratorio en la medida. Las fases o tareas establecidas se definen a continuación:

- **Tarea 1. Trabajo inicial.** Esta tarea inicial consiste, principalmente, en todo el trabajo previo a la realización del prototipo, como por ejemplo, estudio y revisión del estado del arte sobre *array* de antenas, RA y RIS.
 - 1.1 Cálculos de *arrays* en función de los parámetros de diseño como frecuencia, espaciado entre elementos, ángulos de entrada y salida, etc. Para concluir con el programa de MATLAB, que ayuda a calcular la distribución de fases correspondiente y el cálculo del diagrama de radiación teórico.
 - 1.2 Revisión de la bibliografía sobre RA, especialmente de diseños altamente reconfigurables mediante mecánica.
 - 1.3 Revisión del estado del arte sobre RIS reconfigurables mecánicamente.
 - 1.4 Familiarización y manejo del software *CST Studio Suite*, comenzando con diseños básicos para adquirir la experiencia necesaria tanto en el diseño de la celda unitaria como en las simulaciones pertinentes.
- **Tarea 2. Diseño RIS.** Esta tarea consiste en el diseño principal de la celda unitaria y las correspondientes simulaciones en el servidor de procesamiento, basándose en la naturaleza del actuador elegido para la reconfiguración mecánica.
 - 2.1 Elección del actuador comercial en base al tamaño, posible instalación, prestaciones de alimentación y movimiento del mismo.
 - 2.2 En base a la elección, se realiza el diseño de RF mediante el simulados EM, revisando el circuito equivalente para realizar una optimización del mismo, con el fin de obtener el comportamiento EM deseado a la frecuencia de funcionamiento.
 - 2.3 Creación CAD del prototipo de 10x10 elementos por medio de la conexión entre los *softwares* de *MATLAB* y *CST Studio Suite* y posterior simulación en campo lejano de las diferentes configuraciones de ángulos de salida.
- **Tarea 3. Fabricación del prototipo.** Esta tarea tiene como objetivo la creación del prototipo RIS de 10x10 elementos y todos los útiles necesario para el ensamblaje final. Pasando por la exploración y el aprendizaje de la impresión 3D mediante estereolitografía.
 - 3.1 Fabricación, con ayuda del *software* pertinente y de la impresora, de las diferentes partes que constituyen el prototipo; estructura principal, elemento unitarios y piezas para ensamblado.

- 3.2 Metalización de las partes del prototipo con una funcionalidad EM; estructura principal y elementos unitarios.
- **Tarea 4. Control.** Donde se realizará el diseño de las placas PCB de control del prototipo y su fabricación por medio de una empresa externa.
 - 4.1 Estudio de posibles formas de control sobre los actuadores del prototipo fabricado
 - 4.2 Diseño por medio del *software* pertinente para la elaboración del diseño de las dos placas de control y la de agrupación de actuadores.
 - 4.3 Obtención y pruebas de funcionamiento de las placas fabricadas.
 - **Tarea 5. Medidas.** Con el objetivo de realizar medidas con el prototipo fabricado, desde la validación de funcionamiento del mismo hasta su implementación en un entorno real de propagación.
 - 5.1 Planificación para la realización de las medidas pertinentes y montaje al completo del prototipo junto a las placas de control en los *setups*.
 - 5.2 Obtención de las medidas de validación en la cámara anecoica del comportamiento en fase y de los diagramas de radiación para cada unas de las configuraciones de la RIS. Junto al post-procesado de las medidas para obtener los valores de ganancia.
 - 5.3 Medida en un entorno de propagación real y post-procesado de los datos.
 - **Tarea 6. Elaboración de la memoria.** En esta última tarea se realizará todo lo relacionado con la creación del presente documento, desde la elaboración de figuras hasta la escritura.

6.3. Costes

En esta última sección de este capítulo se expondrán todos los costes de los recursos anteriormente comentados de manera detallada. Destacar que la duración de este trabajo ha sido de alrededor de 11 meses, en los cuales se ha llevado un número medio de horas al día de 7, haciendo que el número de horas totales invertidas, suponiendo que cada mes tiene 20 días laborales, ascienda a 1540 horas o 220 días. Por otro lado, el tiempo invertido por el director y codirector, considerando que el tiempo invertido en este trabajo es puntual, es de 20 días.

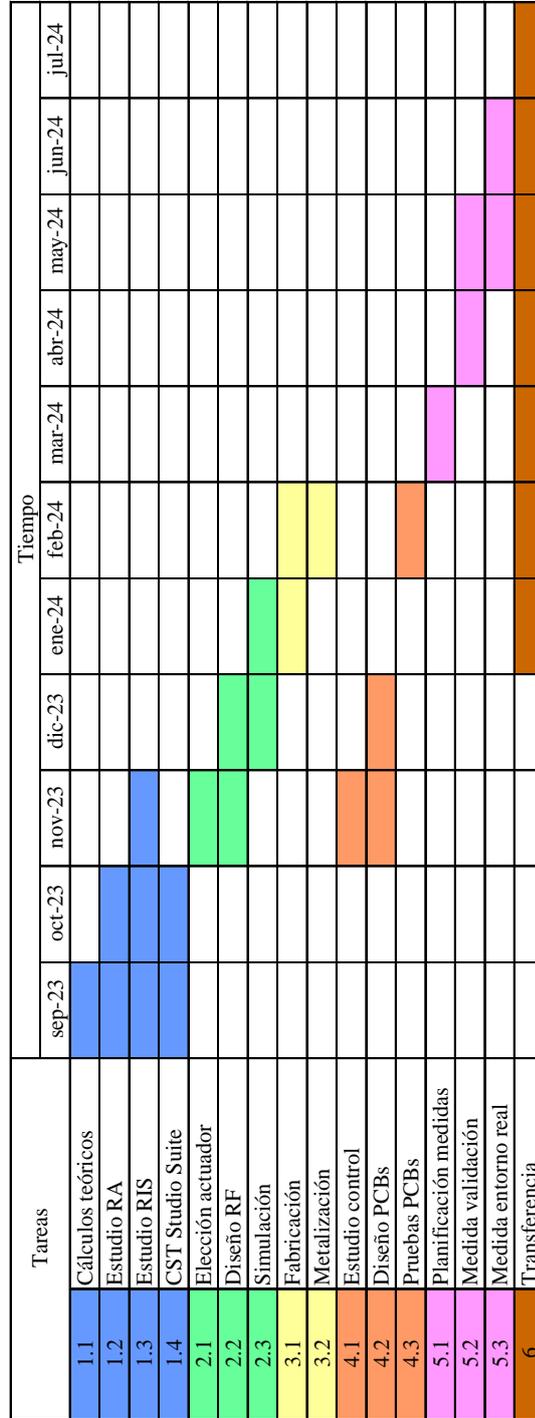


Figura 6.1: Diagrama de Gantt del Trabajo Fin de Máster.

En primer lugar, **recursos humanos**, al estar constituido por dos tipos de ingenieros, superior para el autor y superior con doctorado para el caso del director y codirector, el salario varía. Más concretamente, para el autor debido a la poca experiencia que posee en el momento de realización de este trabajo, su salario sería de unos 90 € por jornada, mientras que para los directores sería de 131 €, también por jornada laboral. Por lo tanto el coste humano para la realización de este trabajo es de $220 \text{ días} \times 90 \frac{\text{€}}{\text{día}} + 20 \text{ días} \times 131 \frac{\text{€}}{\text{día}} = 22\,420 \text{ €}$.

Por otro lado, los costes relacionados a los **recursos de herramientas**, se realizar el cálculo en función de la amortización por horas utilizadas con las diferentes herramientas, tanto *software* como *hardware*. Siguiendo el mismo orden que se ha llevado a cabo en el nombramiento de recursos. El coste de ambos ordenadores, tanto del personal como del servidor de procesamiento es de 187.70 € y 1 527.78 €, respectivamente. El coste relacionado a la utilización de las instalaciones del laboratorio singular de tecnologías inalámbricas depende de las días involucrados, mas concretamente, se ha invertido 4 meses en todo lo relacionado al ensamblaje del prototipo, planificación de las medidas y al desarrollo de las mismas, por lo tanto el costo sería de 37 037.04 €. Seguidamente, para el caso de los *softwares* de pago, el coste asociado a ellos sería de 400 € para el *CST Studio Suite* (con 9 meses de usos totales) y 42.78 € por *MATLAB* (con 11 meses en total).

Por último, el coste asociado a la fabricación, el cual implica tanto la compra de los electroimanes, fabricación de las placas PCB (agrupación, control #1 y control #2) y metalización del prototipo RIS de 10x10 elementos. La utilización de la impresora y todos sus útiles de limpieza y secado se han utilizado durante 2 meses aproximadamente, por lo que el coste asociado a este trabaja sería de 100.13 €, que junto a la utilización de un litro de resina para imprimir y dos sprays de metalización, asciende a 467.06 €. El precio de las placas PCB es de 62.8 €, 29.25 € y 50.40 € para la placa de control de agrupación, control #1 y control #2, respectivamente, incluyendo transporte y componentes. Finalmente, el coste de los actuadores utilizados es de 2.15 € por unidad, ascendiendo a 322.5 para los 150 obtenidos, incluyendo transporte.

No obstante en la tabla 6.1 se agrupan todos los costes de este trabajo, tanto los del tipo humano como los del tipo *hardware* y *software*, junto a los días amortizados.

Tipo costes	Precio unitario	Cantidad	Precio acumulado (€)
Autor	90 €/día	220 días	19 800
Directores	131 €/día	20 días	2 620
Total (recursos humanos)			22 420
Portátil	1 874 €	$\frac{11 \text{ meses} \cdot 20 \text{ días}}{7 \text{ años} \cdot 12 \text{ meses} \cdot 30 \text{ días}}$	187.70
Servidor	20 000 €	$\frac{11 \text{ meses} \cdot 20 \text{ días}}{8 \text{ años} \cdot 12 \text{ meses} \cdot 30 \text{ días}}$	1 527.78
Infraestructura	5 M€	$\frac{4 \text{ meses} \cdot 20 \text{ días}}{8 \text{ años} \cdot 12 \text{ meses} \cdot 30 \text{ días}}$	37 037.04
<i>CST Studio S.</i>	800 €	$\frac{9 \text{ meses} \cdot 20 \text{ días}}{1 \text{ año} \cdot 12 \text{ meses} \cdot 30 \text{ días}}$	400
<i>MATLAB</i>	70 €	$\frac{11 \text{ meses} \cdot 20 \text{ días}}{1 \text{ año} \cdot 12 \text{ meses} \cdot 30 \text{ días}}$	42.78
Total (recursos de herramientas)			39 195.30
Fabricación	4 506.04 €	$\frac{2 \text{ meses} \cdot 20 \text{ días}}{5 \text{ años} \cdot 12 \text{ meses} \cdot 30 \text{ días}}$	100.13
Metalización	63.07 €	2	126.14
Resina	240.70 €	1	240.70
PCBs	143.15 €	1	143.15
Electroimanes	2.15 €	150	322.50
Total (prototipado)			932.62
Total			62 547.92

Cuadro 6.1: Presupuesto del Trabajo Fin de Máster.

Capítulo 7

Conclusiones y líneas futuras

Tras la realización de este proyecto, desde su diseño hasta su medida con un prototipo real, es posible indicar las ventajas y desventajas de este nuevo paradigma de las comunicaciones inalámbricas. Es por eso que con este capítulo se terminará esta memoria sintetizando las conclusiones finales del prototipo fabricado, haciendo especial hincapié en los objetivos cumplidos y trabajos de transferencia realizados gracias a este, así como la innovación respecto al estado del arte. En base a los puntos débiles, se detallarán posibles mejoras o trabajos futuros que harán que este tipo de tecnología marque el crecimiento de futuras generaciones de comunicaciones inalámbricas.

7.1. Trabajos futuros

En esta sección se pretende trazar las posibles alternativas futuras que comienzan a partir de la culminación de este Trabajo Fin de Máster.

En base a la configuración del tipo mecánico, es posible realizar aún más diseños en base a otros actuadores, como pueden ser, micro-motores o motores paso a paso (véase Fig.7.1). Este tipo de actuadores, tienen numerosas ventajas respecto al utilizado para este primer prototipo. En primer lugar, el funcionamiento en sí ya que el actuador de tipo electroimán necesita de una fuente de alimentación activa para mantener el estado deseado en la RIS, haciendo que el consumo se dispare para una utilización en un entorno real de comunicación, mientras que los otros ejemplos indicados solo consumen potencia eléctrica para el momento de reconfiguración de estados y a partir de ese momento el sistema de alimentación se apagaría o se quedaría en modo *standby* hasta nueva orden de reconfiguración. Otra desventaja potencialmente problemática es el principio de funcionamiento del electroimán, es decir, la magnetización del núcleo ferroso, dado que la periodicidad o la distancia entre elementos para este tipo de frecuencias es del orden del tamaño del electroimán, la interacción entre elementos vecinos es plausible. Por esta misma razón, el material del resorte incorporado en el embolo del

electroimán no debe ser de tipo magnético ya que el campo creado interacción con él, haciendo que no se obtenga el recorrido de movimiento óptimo, también la estructura de la RIS debe de ser de un material no magnético ya que interaccionaría con los actuador, haciendo que el funcionamiento no sea el adecuado. Es por ello que la utilización de otros tipos de actuadores, el rendimiento de la RIS aumentaría.



Figura 7.1: Fotografía de micro-motor paso a paso potencialmente adaptable a una RIS.

El diseño RF, excepto en algunas ocasiones, cambiaría con respecto a los presentados en este trabajo, ya que este depende fuertemente de la naturaleza del actuador, desde la disposición de sus partes móviles hasta la forma de sujeción en la estructura de la RIS. También es digno de mención que gracias al gran número de posiciones posibles para un actuador de tipo paso a paso, el número de estados entre elementos podría aumentar, pasando de 1 bit (2 estados) para el diseño mostrado en este trabajo, a 2 bit (4 estados) o superior. No obstante, para el actuador paso a paso presentado en la Fig. 7.1 se ha realizado un diseño en RF del posible elemento, mostrado en la Fig. 7.2, el cual tiene el principio de funcionamiento similar a una guía de onda con variabilidad en el corto final, a grosso modo. Debido a su menor tamaño que el electroimán, la periodicidad del diseño disminuiría de 9 mm a 8.5 mm, mejorando su comportamiento EM tanto en apuntamiento, *grating lobes* y en ángulos de aceptación. Su comportamiento EM para 2 bits de truncamiento e incidencia normal se muestra en la Fig. 7.3.

Se puede observar como este principio de funcionamiento es mejor tanto en términos de magnitud como en términos de fase, por la inexistencia de resonancias. Su correcto comportamiento EM se extiende desde los 22.5 GHz hasta los 28 GHz aproximadamente, menor que el diseño presentado en este trabajo pero con la ventaja de un truncamiento de 2 bits, lo que otorga la eliminación del haz de salida no deseado de cuantización y una mejor directividad, entre lo anteriormente comentado.

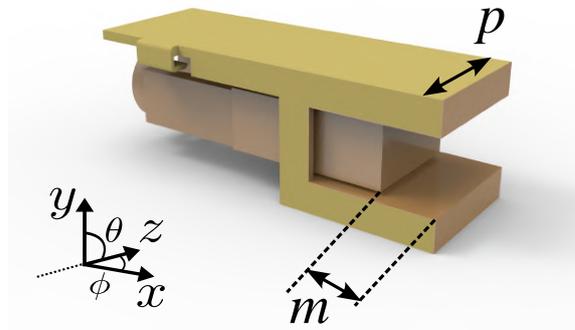


Figura 7.2: Ilustración de un diseño RF para el actuador de la Fig. 7.1.

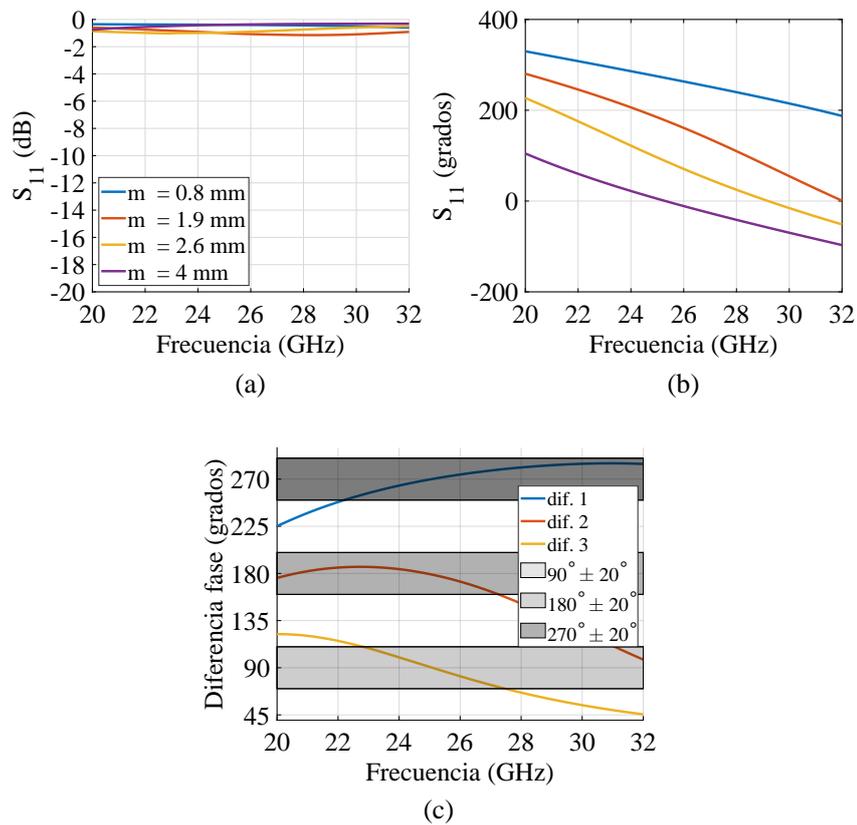


Figura 7.3: Gráficas del parámetro de reflexión S_{11} para los cuatro estados tras simulación de la supuesta celda unidad de (a) la magnitud, (b) desenrolle de la fase y (c) diferencia de fase entre los cuatro estados.

También, es posible que en algunas situaciones en entornos reales provistos de este tipo de tecnología, la velocidad de reconfiguración sea un punto crítico, ya bien sea por un desplazamiento de los *targets* más elevada o por saltos en el espacio inesperados de los usuarios a los que se quiere aportar con cobertura. Por lo tanto la velocidad de cambio entre estados llegue a los límites físicos del dispositivo, para estos casos, las RIS mecánicas no serían una buen opción ya que estas cuentan elemento móviles que necesitan un tiempo, normalmente unos pocos segundos, para su reconfiguración haciendo que algunas situaciones extremas como las comentadas, seán demasiadas lentas para dichos entornos. Sin olvidar de los desgaste mecánicos de los elementos como por ejemplo los roces pertinentes entre las partes móviles, es por ello que este tipo de tecnologías mecánicas son mas convenientes para entorno poco cambiantes o con cambios lentos.

Para entorno con un poco más de exigencias, sería conveniente otro tipo de RIS, como las ya presentadas basadas en componentes electrónicos o en materiales reconfigurables. Con este tipo de elementos, es posible realizar una configuración de estados de una forma más rápida. Aunque no solo tienen esos beneficios, si no que es posible disminuir de forma considerable la periodicidad de los elementos debido al pequeño tamaño de los diodos PIN, varactores o materiales como el grafeno. De esta forma, si el objetivo para futuras generaciones de comunicaciones es el aumento de la frecuencia de operación, por encima de los 30 GHz, la mejor forma de diseñar RIS es basándose en este tipo de actuadores. El diseño RF de celdas unidad con este tipo de actuadores es posible realizarlo por diferentes métodos, como con estructuras 3D y en tecnologías de parches, cada uno con sus ventajas e inconvenientes en términos electromagnéticos.

7.2. Conclusiones

En este Trabajo Fin de Máster se ha realizado con éxito un diseño de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) mediante actuadores mecánicos para comunicaciones en la banda de frecuencia FR2 de 5G. Un tecnología a la orden del día siendo una potencial candidata para las comunicaciones inalámbricas del futuro, puesto que la tendencia de las frecuencias de operación es ascendente haciendo que existan ciertas limitaciones a la hora de aporta cobertura en algunos entornos. Las aportaciones más destacables en el transcurso de este diseño, fabricación y medida han sido:

- Aportación de un nuevo diseño de celda unidad RIS reconfigurable por medio de un actuador mecánico en la banda milimétrica de 24 a 31 GHz con un comportamiento EM optimizado para situaciones comunes de comunicaciones inalámbricas.
- Implementación de dicha celda unidad RIS por medio de reconfigura-

ción basada en actuadores electromagnéticos. Junto a una caracterización de éstos e incorporación de dos tipos de controladores totalmente operativos.

- Fabricación de bajo costo basada en impresión estereolitográfica 3D y metalización del prototipo RIS completo.
- Validación de funcionamiento del prototipo RIS con diferentes medidas en un laboratorio singular de comunicaciones inalámbricas. Obteniendo unos resultados satisfactorios tanto de diagramas de radiación como de ganancias, en comparación con las simulaciones del prototipo.
- Evaluación del prototipo RIS en un entorno real, obteniendo un satisfactorio resultado por medio de mapas de coberturas y capacidades del canal. Demostrando que con este tipo de tecnología es posible aportar cobertura con aceptables características a zonas donde originalmente no disponían.

Gracias al trabajo realiza en este proyecto se ha conseguido comenzar un estudio más profundo en esta tecnología aspirando a futuros trabajos en relación con el diseño, fabricación y medidas de Superficies Inteligentes Reconfigurables para futuras generaciones de comunicaciones inalámbricas. Destacar que se pretende realizar trabajos de transferencia científica en relación con este proyecto, como el realizado en la *2024 European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (véase en [54]).

Bibliografía

- [1] C. -X. Wang et al., “On the Road to 6G: Visions, Requirements, Key Technologies, and Testbeds,” in *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 25, no. 2, pp. 905-974, Secondquarter 2023, doi: 10.1109/COMST.2023.3249835.
- [2] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin and R. Zhang, “An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges,” in *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 742-758, Oct. 2014, doi: 10.1109/JSTSP.2014.2317671.
- [3] M. Kamel, W. Hamouda and A. Youssef, “Ultra-Dense Networks: A Survey,” in *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 18, no. 4, pp. 2522-2545, Fourthquarter 2016, doi: 10.1109/COMST.2016.2571730.
- [4] Q. Chen et al., “Experimental investigation of elimination blindness propagation channel using reflectarray,” *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Chicago, IL, USA, 2012, pp. 1-2, doi: 10.1109/APS.2012.6347942.
- [5] Q. Chen et al., “Measurement of reflectarray for improving MIMO channel capacity of outdoor NLOS radio channel,” *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Orlando, FL, USA, 2013, pp. 870-871, doi: 10.1109/APS.2013.6711094.
- [6] M. Di Renzo et al., “Smart Radio Environments Empowered by Reconfigurable Intelligent Surfaces: How It Works, State of Research, and The Road Ahead,” in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2450-2525, Nov. 2020, doi: 10.1109/J-SAC.2020.3007211.
- [7] Rohde-Schwarz, Tecnología móvil 6G. URL https://www.rohde-schwarz.com/es/soluciones/test-and-measurement/wireless-communication/estandares-de-telefonía-movil/6g/6g_253278.html#:~:text=%C2%BFQu%C3%A9%20frecuencias%20utilizar%C3%A1%206G%3F,25%20GHz%20hasta%2071%20GHz.

- [8] J. Huang, J. Encinar, *Reflectarray Antennas*, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, Wiley, 2007. <https://books.google.es/books?id=JNwYCzFt8Z0C>.
- [9] D. Berry, R. Malech and W. Kennedy, "The reflectarray antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 645-651, November 1963, doi: 10.1109/TAP.1963.1138112.
- [10] D. M. Pozar, S. D. Targonski and R. Pokuls, "A shaped-beam microstrip patch reflectarray," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 7, pp. 1167-1173, July 1999, doi: 10.1109/8.785748.
- [11] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, "Three-layer printed reflectarrays for contoured beam space applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 5, pp. 1138-1148, May 2004, doi: 10.1109/TAP.2004.827506.
- [12] S. D. Targonski and D. M. Pozar, "Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size," *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting*, Seattle, WA, USA, 1994, pp. 1820-1823 vol.3, doi: 10.1109/APS.1994.408184.
- [13] D. Martinez-De-Rioja, J. A. Encinar, E. Martinez-De-Rioja, Á. F. Vaquero and M. Arrebola, "A Simple Beamforming Technique for Intelligent Reflecting Surfaces in 5G Scenarios," *2022 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Dublin, Ireland, 2022, pp. 249-252, doi: 10.1109/iWAT54881.2022.9811009.
- [14] P. Nayeri, F. Yang and A. Z. Elsherbeni, "Design and Experiment of a Single-Feed Quad-Beam Reflectarray Antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 1166-1171, Feb. 2012, doi: 10.1109/TAP.2011.2173126.
- [15] P. Nayeri, F. Yang, A. Elsherbeni, *Reflectarray Antennas: Theory, Designs and Applications*, 2018. doi:10.1002/9781118846728.index.
- [16] H. Zhang, W. Wu, Q. Cheng, Q. Chen, Y. -H. Yu and D. -G. Fang, "Reconfigurable Reflectarray Antenna Based on Hyperuniform Disordered Distribution," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 9, pp. 7513-7523, Sept. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3193230.
- [17] C. Daly, P. Nayeri and R. Haupt, "A Guided Random Search Approach for Synthesis of Sparse Arrays," *2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)*, Denver, CO, USA, 2022, pp. 1616-1617, doi: 10.1109/AP-S/USNC-URSI47032.2022.9886474.

- [18] B. G. Kashyap, P. C. Theofanopoulos, Y. Cui and G. C. Trichopoulos, "Mitigating Quantization Lobes in mmWave Low-Bit Reconfigurable Reflective Surfaces," in *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 604-614, 2020, doi: 10.1109/OJAP.2020.3034049.
- [19] Q. Hu et al., "Design of a Novel 2-bit Wideband Beam-Scanning Reconfigurable Intelligent Surface," *2021 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*, Guangzhou, China, 2021, pp. 1-3, doi: 10.1109/iWEM53379.2021.9790574.
- [20] C. Liu, F. Yang, S. Xu and M. Li, "An E-Band Reconfigurable Reflectarray Antenna Using p-i-n Diodes for Millimeter-Wave Communications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 8, pp. 6924-6929, Aug. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3291087.
- [21] R. Wang, Y. Yang, B. Makki and A. Shamim, "A Wideband Reconfigurable Intelligent Surface for 5G Millimeter-Wave Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 72, no. 3, pp. 2399-2410, March 2024, doi: 10.1109/TAP.2024.3352828.
- [22] M. Pérez-Escribano, Á. Palomares-Caballero, P. Padilla, J. F. Valenzuela-Valdés, E. Márquez-Segura, "Broadband parasitic modeling of diodes in the millimeter-wave band," in *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 177, 2024, doi: 10.36227/techrxiv.170258988.86900479/v2.
- [23] Jeong, H., Park, E., Phon, R. and Lim, S. (2022), Mechatronic Reconfigurable Intelligent-Surface-Driven Indoor Fifth-Generation Wireless Communication. *Adv. Intell. Syst.*, 4: 2200185. <https://doi.org/10.1002/aisy.202200185>.
- [24] Y. L. Fan et al., "Reconfigurable Design of a Polarization-Decoupled Dual-Circularly Polarized Reflectarray," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 12, pp. 10020-10025, Dec. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3328110.
- [25] S. Bi, L. Xu, X. Cheng, Y. Sun, Q. Zhang and C. Yuan, "An All-Metal, Simple-Structured Reflectarray Antenna With 2-D Beam-Steerable Capability," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 22, no. 1, pp. 129-133, Jan. 2023, doi: 10.1109/LAWP.2022.3204617.
- [26] J. Han, L. Li, G. Liu, Z. Wu and Y. Shi, "A Wideband 1 bit 12×12 Reconfigurable Beam-Scanning Reflectarray: Design, Fabrication, and Measurement," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 1268-1272, June 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2914399.

- [27] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki and O. Hashimoto, "60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, pp. 2524-2531, July 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2152338.
- [28] J. -B. Gros, V. Popov, M. A. Odit, V. Lenets and G. Lerosey, "A Reconfigurable Intelligent Surface at mmWave Based on a Binary Phase Tunable Metasurface," in *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 2, pp. 1055-1064, 2021, doi: 10.1109/OJCOMS.2021.3076271.
- [29] C. Liu, F. Yang, S. Xu and M. Li, "An E-Band Reconfigurable Reflectarray Antenna Using p-i-n Diodes for Millimeter-Wave Communications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 8, pp. 6924-6929, Aug. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3291087.
- [30] H. Jeong, E. Park, R. Phon and S. Lim, "Mechatronic Reconfigurable Intelligent-Surface-Driven Indoor Fifth-Generation Wireless Communication," *Adv. Intell. Syst.*, 4: 2200185. <https://doi.org/10.1002/aisy.202200185>.
- [31] K. Qu, K. Chen, J. Zhao, N. Zhang, Q. Hu, J. Zhao, T. Jiang, Y. Feng, "An electromechanically reconfigurable intelligent surface for enhancing sub-6G wireless communication signal," *Journal of Information and Intelligence*, Volume 1, Issue 3, 2023, Pages 207-216, <https://doi.org/10.1016/j.jiixd.2023.06.009>.
- [32] C. Lor, R. Phon and S. Lim, "Reconfigurable transmissive metasurface with a combination of scissor and rotation actuators for independently controlling beam scanning and polarization conversion," *Microsyst Nanoeng* 10, 40 (2024). <https://doi.org/10.1038/s41378-024-00671-y>.
- [33] S. Liu et al., "Flexible controls of broadband electromagnetic wavefronts with a mechanically programmable metamaterial," *Sci Rep* 9, 1809 (2019). <https://doi.org/10.1038/s41598-018-38328-2>.
- [34] H. Chen, W.-B. Lu, Z.-G. Liu and M.-Y. Geng, "Microwave programmable graphene metasurface," *ACS Photonics* 7 (6) (2020) 1425-1435. doi:10.1021/acsp Photonics.9b01807.
- [35] Yuhan Wu, Shixing Yu, Na Kou, Zhao Ding, Zhengping Zhang, A liquid metal based 1-bit reconfigurable reflectarray antenna for beam-scanning applications, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Volume 165, 2023, 154646, <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2023.154646>.

- [36] Miguel Ruphuy and Carlos E. Saavedra, “3D printed millimeter-wave beam-steering reflector using dielectric fluids,” *J. Opt. Soc. Am. A* 38, 237-244 (2021).
- [37] Y. Yang, M. Vaseem, R. Wang, B. Makki, A. Shamim, A fully screen-printed vanadium-dioxide switches based wideband reconfigurable intelligent surface for 5g band (2024). arKiv:2404.19646.
- [38] Y. Youn et al., “Liquid-Crystal-Driven Reconfigurable Intelligent Surface With Cognitive Sensors for Self-Sustainable Operation,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 12, pp. 9415-9423, Dec. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3312814.
- [39] M. Munochiveyi, A. C. Pogaku, D. -T. Do, A. -T. Le, M. Voznak and N. D. Nguyen, “Reconfigurable Intelligent Surface Aided Multi-User Communications: State-of-the-Art Techniques and Open Issues,” in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 118584-118605, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3107316.
- [40] R. Long, Y. -C. Liang, Y. Pei and E. G. Larsson, “Active Reconfigurable Intelligent Surface-Aided Wireless Communications,” in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 8, pp. 4962-4975, Aug. 2021, doi: 10.1109/TWC.2021.3064024.
- [41] Z. Zhang et al., “Active RIS vs. Passive RIS: Which Will Prevail in 6G?,” in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 71, no. 3, pp. 1707-1725, March 2023, doi: 10.1109/TCOMM.2022.3231893.
- [42] Dassault Systèmes. CST Studio Suite. URL <https://www.3ds.com/es/productos-y-servicios/simulia/productos/cst-studio-suite/>.
- [43] A. Ramírez-Arroyo, A. Alex-Amor, C. García-García, Á. Palomares-Caballero, P. Padilla and J. F. Valenzuela-Valdés, “Time-Gating Technique for Recreating Complex Scenarios in 5G Systems,” in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 183583-183595, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3028750.
- [44] Formlabs. High Temp Resin. URL <https://formlabs.com/es/store/materials/high-temp-resin/>
- [45] A. Roehrner, G. Strauss and T. Eibert, “A Broadband Inhomogeneous Frequency Selective Surface on Quartz Glass Substrate,” *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Madrid, Spain, 2022, pp. 1-4, doi: 10.23919/EuCAP53622.2022.
- [46] Symeon Symeonidis. Website title. URL <https://github.com/simos421/CST-MATLAB-API/tree/master/Home>.

-
- [47] Formlabs. Website title. URL <https://formlabs.com/es/3d-printers/form-3/>.
- [48] Formlabs. Form 3+. URL <https://support.formlabs.com/s/article/Washing-Prints?language=es#specific-geometries>
- [49] KiCad. A Cross Platform and Open Source Electronics Design Automation Suite. URL <https://www.kicad.org>.
- [50] W. Tang et al., “Path Loss Modeling and Measurements for Reconfigurable Intelligent Surfaces in the Millimeter-Wave Frequency Band,” in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 70, no. 9, pp. 6259-6276, Sept. 2022, doi: 10.1109/TCOMM.2022.3193400.
- [51] J. C. Liang et al., “An Angle-Insensitive 3-Bit Reconfigurable Intelligent Surface,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 10, pp. 8798-8808, Oct. 2022, doi: 10.1109/TAP.2021.3130108.
- [52] S. Meng et al., “An Efficient Multi-Beam Generation Method for Millimeter-Wave Reconfigurable Intelligent Surface: Simulation and Measurement,” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 10, pp. 13752-13757, Oct. 2023, doi: 10.1109/TVT.2023.3278459.
- [53] *NR; Base Station (BS) radio transmission and reception*, 3GPP TS 38.104, 3rd Generation Partnership Project, 2024.
- [54] M. Baena-Molina, Á. Palomares-Caballero, G. Martínez-García, R. Padial-Allué, P. Padilla and J. F. Valenzuela-Valdés, “1-bit RIS Unit Cell with Mechanical Reconfiguration at 28 GHz,” *2024 18th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Glasgow, United Kingdom, 2024, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP60739.2024.10500936.

