



UNIVERSIDAD NACIONAL DE CHIMBORAZO

FACULTAD DE INGENIERÍA

CARRERA DE TELECOMUNICACIONES

**DISEÑO DE UNA ANTENA CON TECNOLOGÍA DE
SUPERFICIE INTELIGENTE RECONFIGURABLE (RIS) EN LA
BANDA DE 1900 MHZ**

**Trabajo de Titulación para optar al título de Ingeniero en
Telecomunicaciones**

Autor:

Calderón Guananga Roberto Carlos

Tutor:

Ing. Daniel Antonio Santillán Haro, PhD

Riobamba, Ecuador. 2023

DECLARATORIA DE AUTORÍA

Yo, **Roberto Carlos Calderón Guananga** con cédula de ciudadanía **060555030-0**, autor del trabajo de investigación titulado: **“Diseño de una antena con tecnología de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) en la banda de 1900 MHz.”**, certifico que la producción, ideas, opiniones, criterios, contenidos y conclusiones expuestas son de mí exclusiva responsabilidad.

Asimismo, cedo a la Universidad Nacional de Chimborazo, en forma no exclusiva, los derechos para su uso, comunicación pública, distribución, divulgación y/o reproducción total o parcial, por medio físico o digital; en esta cesión se entiende que el cesionario no podrá obtener beneficios económicos. La posible reclamación de terceros respecto de los derechos de autor (a) de la obra referida, será de mi entera responsabilidad; librando a la Universidad Nacional de Chimborazo de posibles obligaciones.

En Riobamba, 20 de diciembre del 2023.



Roberto Carlos Calderón Guananga

C.I: 060555030-0

DICTAMEN FAVORABLE DEL PROFESOR TUTOR

Quien suscribe, **PhD Santillan Haro Daniel Antonio** catedrático adscrito a la Facultad de **Ingeniería**, por medio del presente documento certifico haber asesorado y revisado el desarrollo del trabajo de investigación titulado: “**Diseño de una antena con tecnología de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) en la banda de 1900 MHz.**”, bajo la autoría de **Roberto Carlos Calderón Guananga**; por lo que se autoriza ejecutar los trámites legales para su sustentación.

Es todo cuanto informar en honor a la verdad; en Riobamba, a los 20 días del mes de noviembre de 2023.



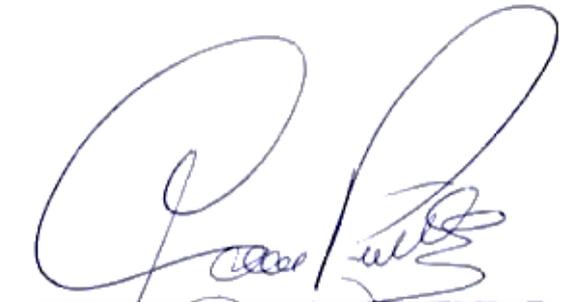
PhD Santillan Haro Daniel Antonio

CERTIFICADO DE LOS MIEMBROS DEL TRIBUNAL

Quienes suscribimos, catedráticos designados Miembros del Tribunal de Grado para la evaluación del trabajo de investigación **“Diseño de una antena con tecnología de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) en la banda de 1900 MHz.”**, presentado por **Roberto Carlos Calderón Guananga**, con cédula de identidad número **060555030-0**, bajo la tutoría de **Ing. Daniel Antonio Santillán Haro, PhD**; certificamos que recomendamos la **APROBACIÓN** de este con fines de titulación. Previamente se ha evaluado el trabajo de investigación y escuchada la sustentación por parte de su autor; no teniendo más nada que observar.

De conformidad a la normativa aplicable firmamos, en Riobamba 20 de diciembre de 2023.

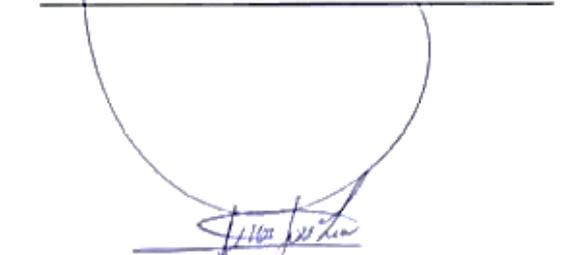
Ing. Carlos Ramiro Peñafiel Ojeda, PhD
PRESIDENTE DEL TRIBUNAL DE GRADO



Dr. Marlon Danilo Basantes Valverde, PhD
MIEMBRO DEL TRIBUNAL DE GRADO



Ing. José Luis Jínez Tapia
MIEMBRO DEL TRIBUNAL DE GRADO



CERTIFICADO ANTIPLAGIO



Dirección
Académica
VICERRECTORADO ACADÉMICO

en movimiento



SISTEMA DE GESTIÓN DE LA CALIDAD
UNACH-RGF-01-04-08.15
VERSIÓN 01: 06-09-2021

CERTIFICACIÓN

Que, **CALDERÓN GUANANGA ROBERTO CARLOS** con CC: **060555030-0**, estudiante de la Carrera **TELECOMUNICACIONES**, Facultad de **INGENIERÍA**; ha trabajado bajo mi tutoría el trabajo de investigación titulado "**Diseño de una antena con tecnología de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) en la banda de 1900 MHz.**", cumple con el **5 %**, de acuerdo al reporte del sistema Anti plagio **URKUND**, porcentaje aceptado de acuerdo a la reglamentación institucional, por consiguiente autorizo continuar con el proceso.

Riobamba, 06 de diciembre de 2023.



DANIEL ANTONIO
SANTILLÁN HARO

PhD. Daniel Antonio Santillán Haro
TUTOR

DEDICATORIA

Dedico este trabajo de titulación a Dios, quien ha sido el ser supremo que me ha permitido estar presente en esta vida y ha sido mi guía y fortaleza a lo largo de toda mi existencia para alcanzar mis metas. También dedico este trabajo a mi padre, Jaime Calderón, quien, a pesar de no residir mucho tiempo en mi vida por decisión divina, demostró su amor y apoyo incondicional durante los 8 años que estuvo presente, y cuyas enseñanzas, esfuerzos y sacrificios han contribuido a forjar el hombre que soy hoy.

Agradezco a mi madre, Teresa Guananga, por ser el pilar fundamental de ayuda en mi travesía por la vida, por mostrarme su amor y paciencia de manera incondicional, y por velar siempre por mi bienestar. Ella se ha convertido en mi mejor amiga, así como en mi figura paterna y materna.

Expreso mi gratitud hacia mis hermanas, Sthefany Carolina y Jennifer Anahí, por ser mis confidentes y amigos incondicionales a lo largo de las diversas etapas de la vida.

Asimismo, agradezco a todas las personas que han cruzado mi camino, brindándome valiosos consejos, apoyo y ayuda.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios por otorgarme la vida, la salud y la fortaleza a lo largo de mi trayectoria estudiantil, permitiéndome alcanzar mi título profesional. Reconozco la influencia de mi padre, quien me legó la virtud de ser un hombre luchador, humilde y trabajador. También agradezco a mi madre y mis hermanas, quienes me orientaron por el camino correcto y brindaron su apoyo incondicional hasta el último momento de mi proceso educativo.

Expreso mi agradecimiento al Ing. Daniel Antonio Santillán Haro, PhD, mi tutor, cuya dedicación, paciencia y conocimientos fueron fundamentales para guiarme en el desarrollo de mi trabajo de investigación.

Quiero reconocer a la Universidad Nacional de Chimborazo y a las autoridades de la Facultad de Ingeniería por abrirme las puertas para realizar mis estudios universitarios. Además, agradezco a las autoridades y docentes de la Carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones, cuyos conocimientos impartidos en las aulas de clase me han permitido formarme y crecer como un verdadero profesional.

ÍNDICE GENERAL

DERECHOS DE AUTORÍA	
DICTAMEN FAVORABLE DEL TUTOR Y MIEMBROS DE TRIBUNAL	
CERTIFICADO DE LOS MIEMBROS DEL TRIBUNAL	
CERTIFICADO ANTIPLAGIO	
DEDICATORIA	
AGRADECIMIENTO	
ÍNDICE GENERAL	
ÍNDICE DE TABLAS	
ÍNDICE DE FIGURAS	
RESUMEN	
ABSTRACT	
INTRODUCCIÓN	17
CAPÍTULO I	19
1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	19
1.1 OBJETIVOS	20
1.1.1 GENERAL	20
1.1.2 ESPECÍFICOS.....	20
CAPÍTULO II.....	21
2. MARCO TEÓRICO	21
2.1 ESTADO DEL ARTE	21
2.2 FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	31
2.2.1 EL CANAL INALÁMBRICO	31
2.2.2 DESVANECIMIENTO	31
2.2.3 ONDA ELECTROMAGNÉTICA	31
2.2.4 EL ESPECTRO	32
2.2.5 ELEMENTO RADIANTE	33
2.2.6 PARÁMETROS BÁSICOS PARA UN DISEÑO DE ANTENA EN GENERAL.....	34
2.2.7 PARÁMETROS S O DE DISPERSIÓN	37
2.2.8 AGRUPACIÓN DE ANTENAS	38
2.2.9 AGRUPACIÓN DESFASADA	39
2.2.10 ALIMENTADOR DE ANTENAS	40
2.2.11 METAMATERIALES	42
2.2.12 METASUPERFICIE.....	42
2.2.13 LEY DE SNELL	43
2.2.14 LEY DE SNELL GENERALIZADA	43
2.2.15 SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES (RIS).....	45
2.2.16 ENFOQUE DEL HAZ.....	46

2.2.17	REFLEXIÓN ANÓMALA.....	46
2.2.18	TEOREMA DE FLOQUET PARA ESTRUCTURAS PERIÓDICAS.....	46
CAPÍTULO III		49
3.	METODOLOGÍA	49
3.1	TIPO DE INVESTIGACIÓN	49
3.2	TÉCNICAS E INSTRUMENTOS DE LA INVESTIGACIÓN.....	49
3.2.1	TÉCNICA DOCUMENTAL	49
3.2.2	TÉCNICA DE EXPERIMENTO	50
3.3	POBLACIÓN Y MUESTRA.....	50
3.3.1	POBLACIÓN	50
3.4	VARIABLES DEPENDIENTES Y INDEPENDIENTES.....	50
3.5	PROCESO DE LA METODOLOGÍA.....	51
3.6	PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS.....	51
3.6.1	ALIMENTADOR TIPO BOCINA PIRAMIDAL	52
3.6.2	REPLICA DEL DISEÑO 1: “RIS CON RECONFIGURACIÓN MEDIANTE MOTOR MECÁNICO”	53
3.6.3	REPLICA DEL DISEÑO 2: “RIS CON RECONFIGURACIÓN MEDIANTE ROTACIÓN DE CELDAS UNITARIAS”	57
3.6.4	DISEÑOS DE RIS PASIVAS A 1900 MHZ	60
3.6.5	RIS PASIVA CON RECONFIGURACIÓN MEDIANTE MOTOR MECÁNICO PARA LA BANDA DE 1900 MHZ.....	61
3.6.6	RIS PASIVA CON RECONFIGURACIÓN MEDIANTE ROTACIÓN DE CELDAS UNITARIAS PARA LA BANDA DE 1900 MHZ.....	62
3.6.7	RIS PROPUESTA PARA LA BANDA DE 1900 MHZ.....	63
CAPÍTULO IV		65
4.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	65
4.1	ANÁLISIS DEL ALIMENTADOR PARA LA BANDA DE 1900 MHZ	65
4.2	RESULTADOS DE LA RIS PASIVA REPLICADA Y ESCALAMIENTO DE FRECUENCIA PARA EL DISEÑO 1	67
4.2.1	RESULTADOS DE LA RIS PASIVA REPLICADA	67
4.2.2	RESULTADOS DE ESCALAMIENTO DE FRECUENCIA PARA LA RIS PASIVA REPLICADA EN EL DISEÑO 1	68
4.2.3	DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE LA REPLICA Y DEL ESCALAMIENTO DE FRECUENCIA DEL DISEÑO 1	70
4.2.4	ANÁLISIS DE LA RIS PROPUESTA PARA LA BANDA DE 1900 MHZ.....	70
CAPÍTULO V.....		77
5.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	77
5.1	CONCLUSIONES	77
5.2	RECOMENDACIONES	78
BIBLIOGRAFÍA		79
6.	ANEXOS	84

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1: Variables Dependientes y Independientes.	50
Tabla 3.2: Parámetros usados en la bocina piramidal WR-284 con ganancia de 15 dB a 3.5 GHz.	52
Tabla 3.3: Parámetros usados del Split-ring resonator a 4 GHz.	59
Tabla 3.4: Parámetros usados en la bocina piramidal WR-430 con ganancia de 15 dB a 1.92 GHz.	61
Tabla 3.5: Parámetros usados del Split-ring resonator a 1900 MHz.	63
Tabla 3.6: Representación Gráfica de los Giros del Split-ring resonator.	64
Tabla 4.1: Comparación de Parámetros de la RIS entre 3.5 GHz y 1.92 GHz.	70
Tabla 4.2: Resultados de la RIS Propuesta a 1.92 GHz con diferentes configuraciones.	71
Tabla 4.3: Ecuaciones Polinómicas y R-cuadrado de las gráficas de dispersión.	75
Tabla 6.1: Características de la Primera Propuesta de Estructura a 1.92 GHz.	91
Tabla 6.2: Estimación aproximada del costo de la RIS pasiva propuesta.	92

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS).....	21
Figura 2.2: Comunicaciones inalámbricas con tecnología M-MIMO con un gran número de antenas en la estación base (BS).....	22
Figura 2.3: Técnica de beamforming.....	22
Figura 2.4: Diferentes Implementaciones Teóricas de un RIS: a) RIS basado en reflectarray, cada elemento es una antena tradicional conectada a un desfasador; b) RIS basado en metasuperficie, cada elemento es una metasuperficie dinámica con numerosos metaátomo.	23
Figura 2.5: Los resultados de la simulación de la celda unitaria: a) Estructura de la celda unitaria b) Magnitud de reflexión; c) Fase de reflexión [15].	24
Figura 2.6: Reflectarray modulado en el tiempo de 1 bit: a) Perspectiva de la estructura de la celda unitaria; b) Fase de reflexión; c) Amplitud [16].	25
Figura 2.7: Tablero reflectarray de 1 bit: a) Celda unitaria con un coeficiente de reflexión ajustable controlado por voltaje; b) Diseño del prototipo 14 x 14 celdas unitarias [17].	25
Figura 2.8: Diseño de la celda unitaria de la RIS y su estructura de 160 elementos [18].	26
Figura 2.9: a) Patrón de radiación de la antena de parche; b) Parámetro S_{11} con diferentes valores de dieléctrico [21].	27
Figura 2.10: Prototipo del metamaterial programable controlado mecánicamente; a) Panorama general de todo el sistema; b) Resultados de la simulación de la reflexión de banda ancha realizada con la combinación del patrón de codificación de fase [22].	27
Figura 2.11: Rendimiento EM simulado de una celda unitaria y la relación entre sus componentes mecánicos: a) Componentes mecánicos configurados de la celda unitaria; b) Parámetros geométricos de la celda unitaria; c) Ilustración de los componentes geométricos y mecánicos para la simulación EM [23].	28
Figura 2.12: Vista superior y vista lateral de la celda unitaria: a) Parche circular; b) Parche circular con un anillo [25].	29
Figura 2.13: Array de celdas de 10×10 unidades con estructura combinada [24], [25].	29
Figura 2.14: Diagramas de radiación: a) 10×10 matriz de parches de tipo circular; b) parche de tipo circular 10×10 con una matriz de anillos; c) matriz combinada 10×10 [24].	29
Figura 2.15: Esquema de la celda unitaria [26].	30
Figura 2.16: El retrorreflector reconfigurable propuesto basado en metasuperficie de gradiente de fase adaptativo, controlando mecánicamente los ángulos de rotación de los meta-átomos [26].	30
Figura 2.17: Representación de una onda electromagnética.	32
Figura 2.18: Representación de las propiedades de una onda electromagnética.	32
Figura 2.19: Canalización y asignación de la banda de frecuencia de 1900MHz de los servicios móviles avanzados (SMA) en el Ecuador.	33
Figura 2.20: Formas representativas de los elementos del parche microstrip.....	33
Figura 2.21: Representación de un diagrama o patrón de radiación: a) Lóbulos de radiación y anchos de haz de un patrón de antena; b) Gráfico lineal del patrón de potencia, sus lóbulos y anchos de haz asociados [29].	35
Figura 2.22: Agrupación planar sobre el eje XY.....	39

Figura 2.23: Reflector parabólico con alimentación frontal.	41
Figura 2.24: Tipos de antena de bocina electromagnética.	41
Figura 2.25: Resumen de las notaciones utilizadas para describir la geometría de la bocina.	42
Figura 2.26: Representación de la Ley de Snell.	43
Figura 2.27: a) Placa de Metal: Ley de Snell; su impedancia superficial es constante; b) Metasuperficie: Ley de Snell generalizada; tiene una alteración de impedancia de la superficie a la reflexión de cambio de fase.	44
Figura 2.28: Reflexión y refracción anómalas en el espacio 3D [39].	44
Figura 2.29: Diseño 3D de una celda unitaria con CST Studio Suite. La simulación se basa en el teorema de Floquet que considera la celda unitaria colocada en una matriz periódica infinita: a) Celda unitaria analizada; b) Matriz infinita equivalente.	47
Figura 2.30: Diseño del escenario de comunicación sin línea de visión asistida por RIS [14].	47
Figura 3.1: Metodología del proyecto de Investigación.	51
Figura 3.2: Diagrama de radiación 3D con una ganancia de 15 dB a 3.5 GHz de la guía rectangular WR-284 con bocina acoplada.	52
Figura 3.3: Guía rectangular con bocina acoplada; a) Vista lateral; b) Vista superior.	52
Figura 3.4: Resultado de la simulación del Parámetro S ₁₁ en CST Studio Suite de la transición de guía rectangular WR-284 con bocina acoplada.	53
Figura 3.5: Vista superior y vista lateral de la celda unitaria a 3.5 GHz: a) Parche circular; b) Parche circular con un anillo.	54
Figura 3.6: Parche circular a 3.5 GHz: a) Magnitud de S ₁₁ ; b) Fase de S ₁₁	55
Figura 3.7: Parche circular con un anillo a 3.5 GHz: a) Magnitud de S ₁₁ ; b) Fase de S ₁₁	55
Figura 3.8: La magnitud de la impedancia de entrada a 3.5 GHz: a) Parche circular; b) Parche circular con un anillo.	56
Figura 3.9: Matriz de celdas unitarias de 10 x 10 a 3.5 GHz: a) Parche de tipo circular; b) Parche de tipo circular con un anillo.	56
Figura 3.10: Matriz de celdas unitarias de 10 x 10 con estructura combinada a 3.5 GHz.	57
Figura 3.11: Vista superior y lateral del Split-ring resonator cargado con micromotor a 4 GHz.	59
Figura 3.12: Graficas del comportamiento del Split-ring resonator de 3.7 GHz a 4.6 GHz.; a) Amplitud bajo incidencia normal de LCP; b) Fase de 45 a 405 grados de giro.	60
Figura 3.13: Diagrama de radiación 3D con una ganancia de 15 dB a 1.92 GHz de la guía rectangular WR-430 con bocina acoplada.	61
Figura 3.14: Vista superior y vista lateral de la celda unitaria operando en la banda de frecuencia de 1.92 GHz: a) Parche circular; b) Parche circular con un anillo.	62
Figura 3.15: Parámetro S ₁₁ del parche circular y parche circular con anillo a 1.92 GHz: a) Magnitud; b) Fase.	62
Figura 3.16: Magnitud de la impedancia de entra del parche circular y parche circular con anillo.	62
Figura 3.17: Graficas del comportamiento del Split-ring resonator para la banda de 1900 MHz.; a) Amplitud bajo incidencia normal de LCP; b) Fase 360 grados de giro.	63
Figura 3.18: Diseño RIS de 168 Celdas Unitarias para la Banda de 1900 MHz.	64
Figura 4.1: Resultado de la simulación del Parámetro S ₁₁ en CST Studio Suite de la transición de guía rectangular WR-460 con bocina acoplada.	65

Figura 4.2: Rango de Frecuencias del alimentador a la banda de 1900 MHz, con respecto a la: a) Directividad; b) Ganancia.	65
Figura 4.3: Resultados de simulación en CST Studio Suite de la Propagación de los campos para 1.92 GHz: a) Campo eléctrico en el plano z-y; b) Campo magnético en el plano x-z.	66
Figura 4.4: Resultados de simulación en CST Studio Suite del alimentador propuesto: a) Diagrama de radiación en Polar; b) Diagrama de radiación en Cartesiana.	66
Figura 4.5: Resultado de diagrama de radiación 3D de la bocina, realizado en CST Studio Suite de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias a 3.5 GHz, estructura girada 0°.	67
Figura 4.6: Diagramas de radiación 2D a 3.5 GHz de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias, estructura girada 0°: a) Forma polar; b) Forma cartesiana.	68
Figura 4.7: Resultado del diagrama de radiación 3D de la bocina, realizado en CST Studio Suite de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias a 1.92 GHz, estructura girada 0°.	69
Figura 4.8: Diagramas de radiación 2D a 1.92 GHz de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias, estructura girada 0°: a) Forma polar; b) Forma cartesiana.	69
Figura 4.9: Diagramas de radiación 2D a 1.92 GHz de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias, estructura girada 180°: a) Forma polar; b) Forma cartesiana.	69
Figura 4.10: Resultado de la simulación realizado en CST Studio Suite de la RIS propuesta, configuración estándar.	71
Figura 4.11: Variación de los Parámetros S11 en el Rango de Frecuencia de 1900 MHz mediante diferentes diversas configuraciones de los Split-ring resonators.	72
Figura 4.12: Resultados de las Ganancias en el Rango de Frecuencia de 1900 MHz del alimentador y las diferentes diversas configuraciones de los Split-ring resonators.	72
Figura 4.13: Graficas de los valores obtenidos, relacionando las diferentes configuraciones de rotación del Split-ring resonator y la redirección de la señal: a) Grafica de columnas agrupadas; b) Grafica de Dispersión.	73
Figura 4.14: Graficas de columnas agrupadas, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y los lóbulos principales y secundarios: a) Ganancias; b) Directividades.	74
Figura 4.15: Graficas de dispersión, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y los lóbulos principales y secundarios: a) Ganancias; b) Directividades.	74
Figura 4.16: Graficas de Intervalos de confianza, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y las siguientes variables: a) Radiación del lóbulo principal; b) Radiación del SLL más alto.	75
Figura 4.17: Graficas de Intervalos de confianza, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y las siguientes variables: a) Ganancia de los lóbulos principales; b) Ganancia de los SLL más alto. .	76
Figura 4.18: Graficas de Intervalos de confianza, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y las siguientes variables: a) Directividad de los lóbulos principales; b) Directividad de los SLL más alto.	76
Figura 6.1: Diseño de la RIS cargado por Varactores [14].	84
Figura 6.2: Resultados del modelo comparados con CST Studio Suite y el software Matlab: a) Amplitud; b) Fase del coeficiente de reflexión [14].	84
Figura 6.3: Los resultados de la simulación realizado en CST Studio Suite: a) La ganancia 3D total con la bocina y la metasuperficie; b) El diagrama de radiación 2D a 5.8 GHz [15].	84

Figura 6.4: El patrón de codificación ON/OFF de la metasuperficie codificante: a) Matriz de distribución de fase calculada; b) Distribución de corriente simulada [15].	85
Figura 6.5: Resultados con diferentes ángulos de reflexión [18].	85
Figura 6.6: a) Patrón de formación de haces simulado en CST Studio Suite; b) Estructura del prototipo de la RIS con tecnología OPCB 10 x 10 [21].	85
Figura 6.7: Simulación estructural completa de las capacidades de control de haz reflectante y clasificación de códigos según el ángulo de rotación de la celda unitaria [23].	86
Figura 6.8: Muestra de prototipo fabricada [23].	86
Figura 6.9: Resultados de la simulación realizado en CST Studio Suite de la matriz de parche de tipo circular 10 x 10 celdas unitarias a 3.5 GHz. La ganancia 3D total con la bocina.	88
Figura 6.10: El diagrama de radiación 2D a 3.5 GHz del parche circular 10 x 10 celdas unitarias a 3.5 GHz: a) Diagrama de radiación en forma polar; b) Diagrama de radiación en forma cartesiana.	89
Figura 6.11: Resultados de la simulación realizado en CST Studio Suite de la matriz de parche de tipo circular con un anillo 10 x 10 celdas unitarias a 3.5 GHz. La ganancia 3D total con la bocina.	89
Figura 6.12: El diagrama de radiación 2D a 3.5 GHz del parche circular con un anillo 10 x 10 celdas unitaria: a) Diagrama de radiación en forma polar; b) Diagrama de radiación en forma cartesiana.	89
Figura 6.13: Parámetro S_{11} del parche circular y parche circular con anillo a 1.92 GHz, utilizando el material Rogers RO4003C: a) Magnitud; b) Fase.	90
Figura 6.14: El diagrama de radiación en forma polar a 1.92 GHz, utilizando el material Rogers RO4003C, Matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias.	90
Figura 6.15: Diseño RIS de 122 Celdas Unitarias para la Banda de 1900 MHz.	91
Figura 6.16: Primera estructura, simulaciones cuando las celdas se rotan en incrementos: a) Rotación cada 15 grados; b) Rotación cada 30 grados; c) Rotación cada 45 grados; d) Rotación cada 60 grados.	92
Figura 6.17: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 5°.	93
Figura 6.18: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 10°.	93
Figura 6.19: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 15°.	93
Figura 6.20: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 20°.	93
Figura 6.21: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 25°.	94
Figura 6.22: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 30°.	94
Figura 6.23: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 35°.	94
Figura 6.24: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 40°.	94
Figura 6.25: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 45°.	95
Figura 6.26: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 50°.	95
Figura 6.27: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 55°.	95
Figura 6.28: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 60°.	95
Figura 6.29: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 65°.	96
Figura 6.30: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 70°.	96
Figura 6.31: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 75°.	96
Figura 6.32: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 80°.	96

RESUMEN

El presente trabajo de investigación se centra en el diseño de una antena con tecnología de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) pasiva en la banda de 1900 MHz, que se extiende desde 1850 MHz hasta 1990 MHz, con una frecuencia central de 1920 MHz seleccionada para el análisis de los diagramas de radiación. A través de un estudio detallado del estado del arte, se replican los elementos resonantes de dos tipos de RIS pasivas y se evalúa sus características de radiación con la ayuda del software electromagnético CST Studio.

Tras replicar los elementos resonantes, y ajustarlos para operar en la banda de 1900 MHz mediante técnicas de escalado de frecuencia, utilizando un sustrato FR4, se presenta un nuevo diseño de RIS pasiva. Esta nueva versión combina elementos de parches microstrip circulares y meta-átomos dobles en forma de "C" o también conocidos como Split-ring resonators (resonadores de anillo partido). El nuevo diseño se considera "dinámica" debido a su capacidad para ajustar las rotaciones de los Split-ring resonators.

Finalmente, se evalúa el comportamiento de la RIS pasiva mediante una bocina piramidal ubicada a 1 metro de distancia, con un ángulo de incidencia de 0° ; diseñada para una ganancia de 15 dB, a una frecuencia de 1.92 GHz. Como resultado, se alcanza una redirección exitosa de la señal, permitiendo su reflexión en ángulos que varían desde 8 hasta 20 grados, obteniendo una ganancia superior a 15 dBi. En consecuencia, se concluye que el nuevo diseño representa una mejora con respecto al primer diseño replicados, formado por parches microstrip, debido a su mayor flexibilidad; y una reducción económica en comparación con el segundo diseño, ya que se requiere menos elementos Split-ring resonators.

Palabras claves: Superficie Inteligente Reconfigurable, Reflexión, Reconfiguración, Celda unitaria, Parche Microstrip, Metaátomo, Split-ring resonator.

ABSTRACT

This research focuses on the design of an antenna using Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) passive technology in the 1900 MHz band, spanning from 1850 MHz to 1990 MHz, with a central frequency of 1920 MHz selected for radiation pattern analysis. Through a detailed study of the state of the art, resonant elements of two types of passive RIS are replicated, and their waves characteristics are evaluated using the CST Studio Suite electromagnetic software.

After replicating and adjusting the resonant elements to operate in the 1900 MHz band through frequency scaling techniques, using an FR4 substrate, a new design of passive RIS is presented. This new version combines circular microstrip patch elements and double meta-atoms shaped like "C" or also known as Split-ring resonators. The new design is considered "dynamic" due to its ability to adjust the rotations of the Split-ring resonators.

Finally, the behavior of the passive RIS is evaluated using a pyramidal horn located 1 meter away, with an incidence angle of 0° ; designed for a gain of 15 dB at a frequency of 1.92 GHz. As a result, successful signal redirection is achieved, allowing reflection at angles ranging from 8 to 20 degrees, obtaining a gain greater than 15 dBi. Consequently, it is concluded that the new design represents an improvement over the first replicated design, formed by microstrip patches, due to its greater flexibility, and an economic reduction compared to the second design, as fewer Split-ring resonator elements are required.

Keywords: Reconfigurable Intelligent Surface, Reflection, Reconfiguration, Unit Cell, Microstrip Patch, Meta-atom, Split-ring resonator.



MARIO NICOLAS
SALAZAR RAMOS

Revised by

Mario N. Salazar

CCL English Teacher

INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones móviles permiten que las personas puedan comunicarse con otras, mediante el uso de las redes celulares. Esto significa, que las personas pueden establecer conexiones de comunicación utilizando sus dispositivos móviles (como teléfonos celulares o tablets) a través de las redes de telecomunicaciones inalámbricas, también conocidas como redes celulares [1]. Las comunicaciones móviles tienen la ventaja de no necesitar una conexión física directa entre dispositivos, a diferencia de las conexiones cableadas, como las líneas telefónicas fijas. Esto brinda mayor flexibilidad y movilidad a los usuarios, ya que pueden comunicarse desde cualquier lugar dentro del alcance de la red celular [2].

Además, con el avance de las tecnologías inalámbricas, las comunicaciones móviles han experimentado mejoras significativas en términos de calidad de la comunicación y la capacidad de transmitir información a distancias más largas. Esto ha llevado a una experiencia de comunicación más satisfactoria para los usuarios. Por tal motivo las operadoras móviles las cuales son empresas o proveedores de servicios de telecomunicaciones que ofrecen servicios de comunicaciones móviles a los usuarios, cuentan con una infraestructura de red compuesta por estaciones base [3]. Estas estaciones base cubren áreas específicas conocidas como celdas y utilizan antenas para transmitir y recibir las señales de comunicación en forma de ondas electromagnéticas.

En el presente proyecto de investigación se selecciona la banda de frecuencia de 1900 MHz, que es utilizada en Ecuador por las operadoras CONECEL (Claro), OTECEL (Movistar/Tuenti) y CNT. La regulación de esta banda está a cargo de la Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones (ARCOTEL) [4]. En 2018 [5], se observó que la operadora Movistar/Tuenti utilizaba la tecnología 4G en la banda de frecuencia de 1900 MHz, mientras que las operadoras Claro y CNT utilizan la misma banda para comunicaciones con tecnología 3G.

Según el estudio realizado por Fadil Danufane [6], se menciona que el diseño de los sistemas de comunicación inalámbrica de las últimas cinco generaciones de redes móviles, ha seguido los principios de que el entorno inalámbrico, en el que los dispositivos se comunican a través de ondas electromagnéticas, está fuera de control y no puede ser modificado. En lugar de eso, se han propuesto esquemas de transmisión y recepción sofisticados, como la instalación de más estaciones base, para compensar las limitaciones del entorno. Sin embargo, se espera que

en futuras generaciones de redes de comunicaciones sea posible controlar el entorno inalámbrico de manera más efectiva.

Por esa razón expuesta en el párrafo anterior, ha emergido una nueva tecnología conocida como Superficies Inteligentes Reconfigurables o RIS la cual viene de la abreviación en inglés, Reconfigurable Intelligent Surface. Estas superficies también son conocidas como Superficies Reflectantes Inteligentes (IRS, por sus siglas en inglés, Intelligent Reflective Surfaces) o Grandes Superficies Inteligentes (LISs, por sus siglas en inglés, Large Intelligent Surfaces) [7].

Las RIS se han convertido en una tecnología revolucionaria que utiliza una matriz de elementos reflectantes para redirigir las señales incidentes [7], [8]. Esta tecnología se utiliza principalmente para mejorar la cobertura de las comunicaciones inalámbricas sin la necesidad de amplificadores de potencia o convertidores analógico o digitales [9]. Al redirigir las señales, las RIS pueden adaptarse a una variedad de entornos esenciales, como áreas urbanas densas, entornos rurales e interiores de edificios. Esto permite optimizar la transmisión de señales, lo que resulta en una mejora significativa en la calidad y alcance de las comunicaciones inalámbricas.

Por lo tanto, las RIS se utiliza principalmente para superar las barreras entre las estaciones base y los dispositivos de los usuarios. Por lo tanto, pueden actuar como un centro de reflexión de señales para permitir una conectividad a gran escala, reduciendo la interferencia en las redes de comunicaciones entre dispositivos [7], [10].

El objetivo del presente proyecto de investigación es diseñar una Superficie Inteligente Reconfigurable Pasiva . Para lograrlo, se realizará un estudio detallado del estado del arte para conocer las diferentes técnicas de implementación de las RIS, los cuales se detallarán en el CAPÍTULO I. A continuación, en el CAPÍTULO III se detalla las réplicas de los elementos resonantes de dos RIS en el software CST Studio Suite con el fin de analizar sus características básicas de radiación.

Posteriormente, se realiza modificaciones de los elementos resonantes para que operen en la banda de frecuencia de 1900MHz, utilizando técnicas de escalado de frecuencia. El escalamiento de frecuencia implica ajustar la frecuencia de operación de un sistema o componente, para que funcione en una frecuencia diferente a la originalmente diseñada.

Seguidamente, se expone una propuesta de diseño de una RIS pasiva y, a partir de los resultados obtenidos en las simulaciones del diseño propuesto, se formula recomendaciones para investigaciones futuras. En el último capítulo, el CAPÍTULO IV, se lleva a cabo un análisis detallado de los resultados de las simulaciones, abordando parámetros cruciales como S_{11} , directividad, ganancia, así como la caracterización de los lóbulos principal y secundario (SLL).

CAPÍTULO I

1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Desde siempre, las características de la red móvil, que implican la comunicación entre dispositivos, han estado controladas por las estaciones base. Sin embargo, las ondas electromagnéticas que se propagan en el aire todavía desconocen los diversos procesos de comunicación que atraviesan para llegar a la estación base o al dispositivo del usuario. Como resultado, existen zonas donde la cobertura es limitada debido a factores que no se tuvieron en cuenta durante la planificación de las instalaciones de las estaciones base de telefonía.

Por lo tanto, los operadores enfrentan un gran desafío, ya que existen varios obstáculos, como edificios y árboles, que pueden degradar significativamente la calidad de la señal recibida en ciertas ubicaciones. Esto da lugar a las denominadas zonas de sombra [11], áreas donde la tasa de transmisión de datos no es alta debido a la presencia de objetos u obstáculos que desvían la dirección de la señal, lo que resulta en una falta de cobertura móvil completa.

Ante los desafíos planteados en el párrafo anterior, surge una solución innovadora, las Superficies Inteligentes Reconfigurables (RIS). Estas RIS redirigen y optimizan las señales en tiempo real, lo que resulta en la mejora de la calidad del servicio y la conectividad en entornos urbanos densamente poblados, áreas rurales e interiores de edificios. Este enfoque beneficia tanto a los operadores de redes móviles como a los usuarios finales.

El presente proyecto aporta un diseño de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) pasiva específicamente para la banda de 1900MHz utilizando el software electromagnético CST Studio Suite. La relevancia de este proyecto radica en que no se han realizado investigaciones ni diseños previos en la banda propuesta.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 GENERAL

- Diseñar una antena con tecnología de superficie inteligente reconfigurable (RIS) en la banda de 1900 MHz.

1.1.2 ESPECÍFICOS

- Realizar un estudio del estado del arte sobre la tecnología de superficie inteligente reconfigurable, usando el repositorio IEEE y el buscador Google Scholar para conocer las diferentes técnicas de implementación de la RIS.
- Replicar una estructura RIS obtenido del estado del arte que se va a considerar en el proyecto de investigación para ver las características básicas de radiación mediante el software CST Studio.
- Modificar las dimensiones del diseño propuesto mediante el software CST Studio Suite para que la antena RIS trabaje en la banda de 1900MHz.
- Evaluar los resultados obtenidos de la simulación del diseño propuesto y la estructura replicada mediante los parámetros S_{11} , ganancia, diagramas de radiación, nivel de lóbulo principal y secundario.

CAPÍTULO II

2. MARCO TEÓRICO

2.1 ESTADO DEL ARTE

Una Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) es una innovadora tecnología utilizada en comunicaciones inalámbricas. Se compone de una matriz de elementos reflectantes controlados por medios electrónicos que permiten modificar y ajustar las propiedades de las ondas electromagnéticas. Con una RIS, es posible tener cierto control sobre el canal inalámbrico. Esto implica que podemos influir en el entorno ambiental y cambiar la forma en que tradicionalmente se diseñan los sistemas inalámbricos [12].

Cómo se visualiza en la Figura 2.1, se presenta el concepto de una RIS, en lugar de tratar la reflexión y la dispersión en el entorno como fenómenos incontrolables, se pueden superar muchos desafíos en la comunicación inalámbrica haciéndolos parte de los parámetros del sistema que se pueden optimizar [12]. Es decir, en lugar de depender únicamente de las antenas y equipos de transmisión y recepción, con una RIS podemos tener la capacidad de ajustar y manipular las señales inalámbricas, como la dirección, la intensidad de la señal y la propagación, lo que permite mejorar la calidad de la señal, extender la cobertura y aumentar la eficiencia de las comunicaciones inalámbricas.

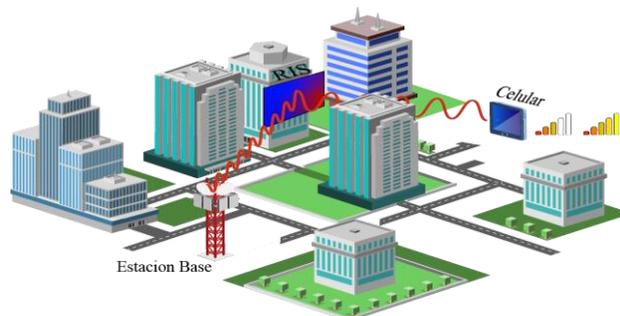


Figura 2.1: Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS).

Además de la tecnología de la Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS), existen otras tecnologías de comunicación inalámbricas que también son innovadoras y ofrecen soluciones avanzadas. Estas tecnologías adicionales pueden incluir técnicas como MIMO Masivo (M-MIMO, por sus siglas en inglés, Massive - Multiple Input Multiple Output) y Formación de Haces (Beamforming, BF). Cada una de ellas presenta enfoques distintos y ofrecen ventajas específicas para mejorar las comunicaciones inalámbricas, cada una con sus propias características y beneficios.

Los sistemas de Múltiples Entradas - Múltiples Salidas Masivo (M-MIMO), es una tecnología que utiliza múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor para mejorar el rendimiento de las comunicaciones inalámbricas. Permite aumentar la cobertura, mejorar la calidad de la señal, aumentar la velocidad de transmisión, incremento de usuarios conectados y fiabilidad [13], tal como se puede observar en la Figura 2.2. Por otro lado, la RIS se centra en la manipulación activa del canal inalámbrico mediante el ajuste y la reconfiguración de sus elementos.

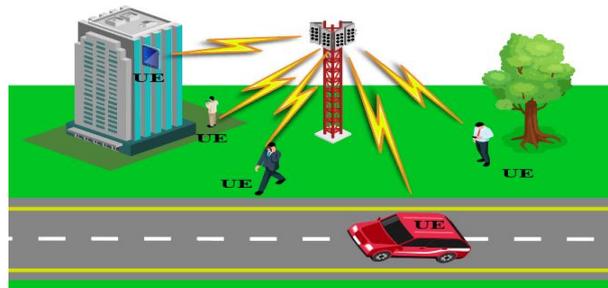


Figura 2.2: Comunicaciones inalámbricas con tecnología M-MIMO con un gran número de antenas en la estación base (BS).

La Formación de Haces (Beamforming) es una técnica que se puede situar en lado del transmisor y en el receptor. En el trasmisor es utilizado para configurar el patrón de radiación, permitiendo aumentar la directividad de la antena hacia una dirección específica, y atenuar la señal hacia otras direcciones, como se muestra en la Figura 2.3. En la recepción es utilizado para incrementar la sensibilidad en el receptor hacia una dirección deseada y disminuir hacia otras direcciones no deseadas, lo que permite una comunicación más eficiente y confiable [13]. Por otro lado, RIS es una superficie compuesta por elementos reconfigurables colocados en el entorno que pueden ajustar las características de los canales inalámbricos, como el ángulo de llegada de la señal, la intensidad de la señal y la propagación.

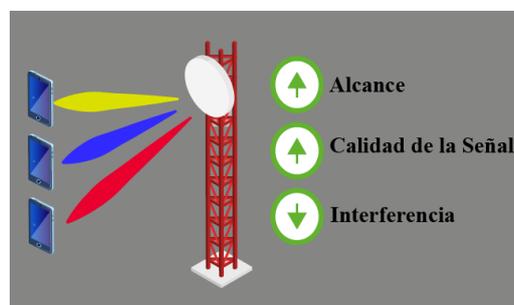


Figura 2.3: Técnica de beamforming.

Aunque las Superficies Inteligentes Reconfigurables (RIS) no se ajusta a la definición tradicional de una antena convencional, son consideradas una forma especial de antena debido a su capacidad de control manual o automático de los canales inalámbricos. Esta característica las convierte en una tecnología prometedora para los sistemas de comunicación inalámbrica en el futuro. Esto ha llevado a una serie de estudios e investigaciones relacionadas, como los que se mencionan a continuación.

En [12], se propone dos implementaciones principales (soluciones teóricas) para las Superficies Inteligentes Reconfigurables (RIS). La primera solución se baso en el uso de reflectores convencionales, que son elementos pasivos que reflejan la señal, según se muestra en la Figura 2.4a. La segunda solución se basa en el uso de metasuperficies, que son superficies artificiales compuestas por unidades más pequeñas que se pueden ajustar electrónicamente para controlar las propiedades de las ondas, como se visualiza en la Figura 2.4b.

La referencia mencionada nos dice que sin importa cómo se implemente la RIS, es fundamental que sea un componente pasivo. Esto significa que la RIS no emite energía por sí misma, sino que su función principal es manipular las ondas existentes que son emitidas por otras fuentes.

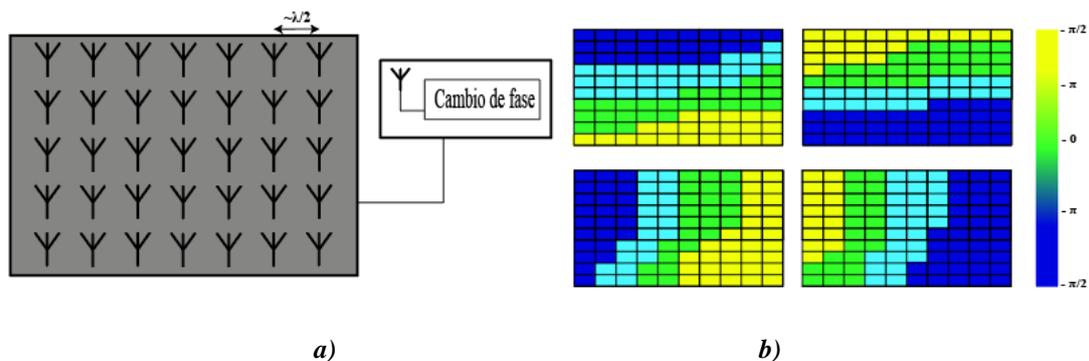


Figura 2.4: Diferentes Implementaciones Teóricas de un RIS: **a)** RIS basado en reflectarray, cada elemento es una antena tradicional conectada a un desfaseador; **b)** RIS basado en metasuperficie, cada elemento es una metasuperficie dinámica con numerosos metaátomo.

En [14], se presenta un modelo para calcular la amplitud de reflexión y la fase de una Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS). Esta estructura de RIS está compuesta por una metasuperficie y diodos varactores, como se muestra en el ANEXO 1. Estos diodos varactores

son componentes electrónicos cuya capacitancia puede variar, y mediante su control se puede ajustar la frecuencia de trabajo de la RIS.

En el artículo [15], se presenta un diseño de una Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) compuesta por metasuperficies. La estructura final de la celda unitaria de la RIS se muestra en la Figura 2.5a. En cada celda unitaria de la RIS, se ha incorporado un diodo PIN, que permite realizar un cambio de fase de 180° en la señal. Esto se representa en la Figura 2.5c. El uso de estos diodos PIN en cada celda unitaria permite controlar el cambio de fase de la señal reflejada. Este método se conoce como codificación de 1 bit, lo que sugiere que se utiliza una señal binaria para controlar el estado de cada celda unitaria. La metasuperficie propuesta está compuesta por una agrupación de 16×16 celdas unitarias y tiene una frecuencia de funcionamiento de 5.8 GHz, como se muestra en el ANEXO 2.

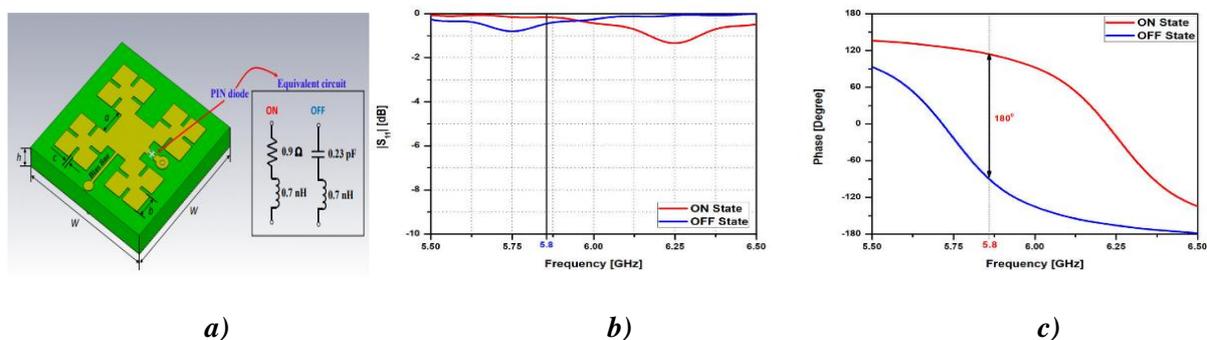


Figura 2.5: Los resultados de la simulación de la celda unitaria: **a)** Estructura de la celda unitaria **b)** Magnitud de reflexión; **c)** Fase de reflexión [15].

En las investigaciones de [16], se presenta un diseño de una Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) utilizando una codificación de 1 bit sintonizable electrónicamente como se muestra en la Figura 2.6a. En este diseño, se utiliza un reflector de parche acoplado capacitivamente a un resonador controlado por un diodo PIN, lo que permite realizar un cambio de fase de 180° en la señal. Esta configuración se representa en la Figura 2.6b y Figura 2.6c.

La RIS consta de una agrupación de 10×10 celdas unitarias. Este diseño está destinado para aplicaciones en frecuencias de banda X, que es una banda de frecuencia específica utilizada en comunicaciones inalámbricas. Los resultados de la investigación indican que la metasuperficie codificante diseñada es capaz de enfocar el haz de manera efectiva en la dirección deseada.

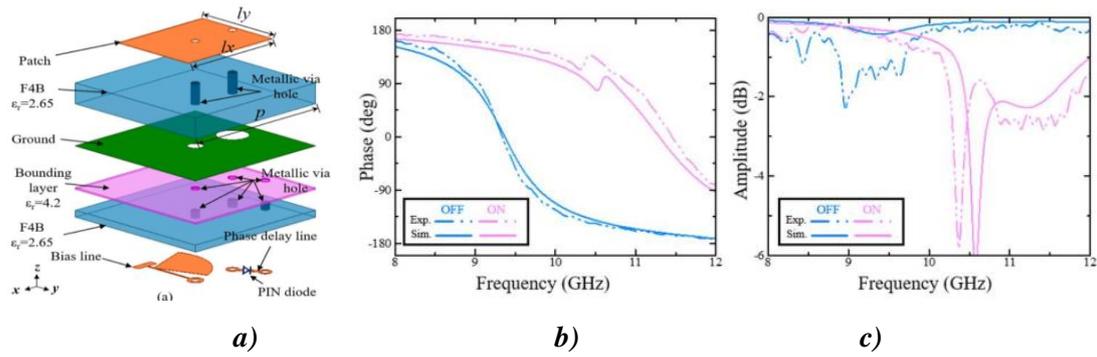


Figura 2.6: Reflectarray modulado en el tiempo de 1 bit: **a)** Perspectiva de la estructura de la celda unitaria; **b)** Fase de reflexión; **c)** Amplitud [16].

En [17], se expone un prototipo de una Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) que tiene la capacidad de controlar los cambios de fase utilizando múltiples celdas. Cada celda de la RIS es un parche conductor reflectante que se puede reconfigurar de forma independientemente de las demás celdas mediante el control de voltaje. En este prototipo, se utilizó cuatro varactores en cada celda unitaria para permitir la reconfiguración y el control de los cambios de fase. Esto implica que cada celda tiene la capacidad de ajustar su fase individualmente, lo que brinda mayor flexibilidad y control sobre la señal reflejada.

El tamaño del prototipo de la RIS es de 14 x 14 celdas. Además, se menciona que este prototipo está diseñado para trabajar en un rango de frecuencia específico, que va desde 5.15 GHz hasta 5.75 GHz, tal como se puede observar en la Figura 2.7.

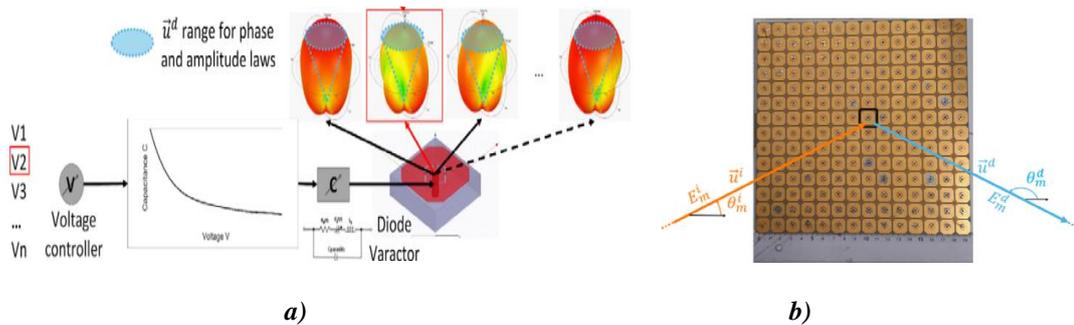


Figura 2.7: Tablero reflectarray de 1 bit: **a)** Celda unitaria con un coeficiente de reflexión ajustable controlado por voltaje; **b)** Diseño del prototipo 14 x 14 celdas unitarias [17].

En [18], se implementó un prototipo de una Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) utilizando una matriz de reflectores reconfigurables de baja potencia. Cada celda de la RIS consta de un parche metálico resonante conectado a un parche rectangular parasito a través de un diodo PIN RF, tal como se ilustra en la Figura 2.8.

La RIS implementada en este prototipo tiene una agrupación de 16×10 celdas unitarias y una frecuencia de funcionamiento de 5.8 GHz. En el ANEXO 3 muestra resultados obtenidos con diferentes ángulos de reflexión utilizando diferentes patrones de ON/OFF de las celdas en la metasuperficie.

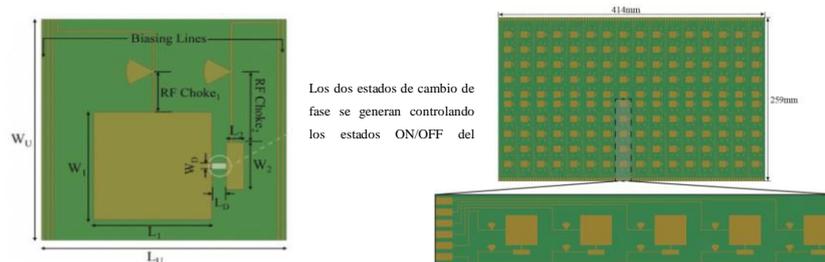


Figura 2.8: Diseño de la celda unitaria de la RIS y su estructura de 160 elementos [18].

Los diseños de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) mencionados anteriormente, que utilizan diodos o también conocidos como RIS activos, son adecuados para las comunicaciones inalámbricas en entornos interiores. Sin embargo, estos diseños presentan algunos problemas como el alto costo, la alta complejidad de diseño y la dificultad de implementación.

Existen otros diseños de RIS, se pueden encontrar en los artículos [19] y [20]. Estos artículos proporcionan alternativas y enfoques diferentes para el diseño de RIS, que podrían ser más económicos, menos complejos o más fáciles de implementar en comparación con los diseños mencionados anteriormente.

En el artículo [21], se presenta un diseño de RIS casi pasiva que utiliza componentes electrónicos de bajo costo y tecnología de PCB (Printed Circuit Board). En este diseño la RIS se puede configurar para operar en diferentes frecuencias dentro de ese rango utilizando esta técnica de variación del sustrato.

La Figura 2.9 muestra esta relación entre las constantes dieléctricas y las frecuencias de trabajo de la RIS, con un valor de constante dieléctrica de 4.3, la frecuencia de trabajo de la RIS es de 5.3 GHz, mientras que con una constante dieléctrica de 4.66, la frecuencia de trabajo es de 5.5 GHz. El patrón de radiación y el prototipo se visualiza en el ANEXO 4.

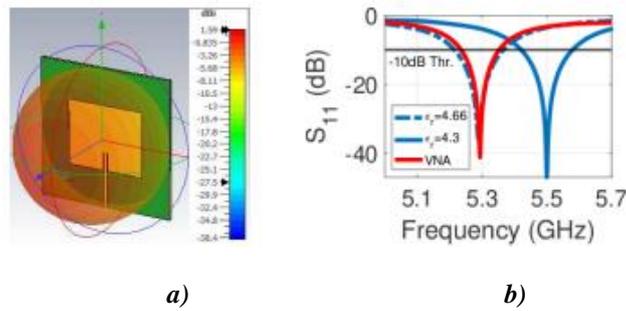


Figura 2.9: a) Patrón de radiación de la antena de parche; b) Parámetro S_{11} con diferentes valores de dieléctrico [21].

Recientemente, se han propuesto varios diseños de Superficies Inteligente Reconfigurables (RIS) que son reconfigurables mecánicamente. Estos diseños proporcionan nuevas formas de colocar componentes electrónicos en cada celda unitaria de la RIS.

En el trabajo propuesto en [22], se presenta un prototipo de RIS que es controlado de manera mecánica. Este prototipo se muestra en la Figura 2.10a, la cual fue renderizada utilizando un software de diseño asistido por computadora en 3D. Este tipo de RIS controlada mecánicamente requiere un diseño estructural complejo para cada celda unitaria. Esto significa que se necesitan elementos y mecanismos adicionales para permitir el control independiente de la altura de los bloques metálicos en cada celda unitaria. La Figura 2.10b ilustra este concepto, mostrando cómo se controla la altura de los bloques metálicos de forma independiente.

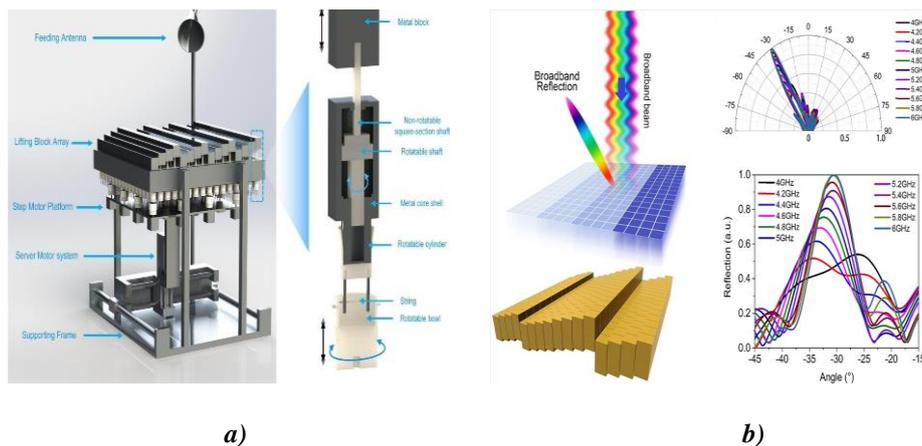


Figura 2.10: Prototipo del metamaterial programable controlado mecánicamente; a) Panorama general de todo el sistema; b) Resultados de la simulación de la reflexión de banda ancha realizada con la combinación del patrón de codificación de fase [22].

En el artículo [23], se presenta un RIS mecatrónico que combina un sistema de engranajes de cremallera con una metasuperficie mecánica. En este diseño, la celda unitaria de la RIS se representa como un anillo circular con espacios dobles.

La Figura 2.11 muestra los parámetros y la ilustración de los componentes geométricos y mecánicos de esta celda unitaria. En el ANEXO 5 se puede observar las capacidades de control de haz reflectante y la clasificación de códigos según el ángulo de rotación de la celda unitaria. Esto indica que, al variar el ángulo de rotación de la celda unitaria, se puede controlar la fase de reflexión de una onda electromagnética (EM).

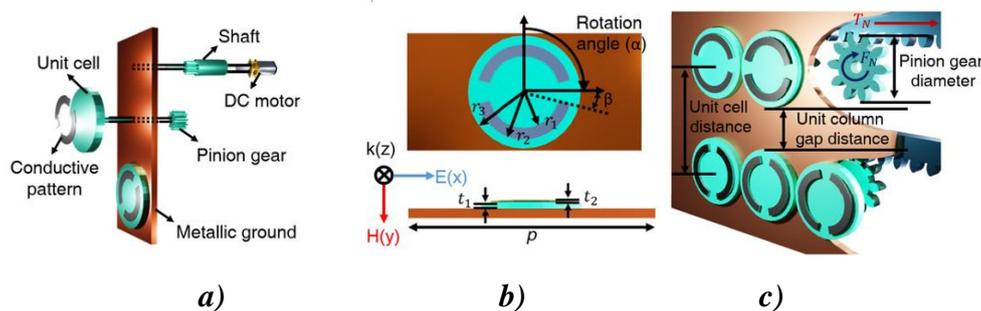


Figura 2.11: Rendimiento EM simulado de una celda unitaria y la relación entre sus componentes mecánicos: **a)** Componentes mecánicos configurados de la celda unitaria; **b)** Parámetros geométricos de la celda unitaria; **c)** Ilustración de los componentes geométricos y mecánicos para la simulación EM [23].

En los trabajos [24], [25], se proponen nuevos tipos de celdas unitarias pasivas para el diseño de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS). Estas celdas unitarias no contienen diodos PIN ni varactores, lo que las hace diferentes de los diseños activos mencionados anteriormente. La celda unitaria básica utilizada en el diseño de RIS se basa en un parche circular con un radio de 10 mm sobre el sustrato FR4, como se muestra en la Figura 2.12a. Esta elección se debe a que esta celda unitaria tiene una construcción simple y bajo costo.

Posteriormente, se utiliza un parche circular con un anillo circular adicional para lograr un tipo de magnitud del coeficiente de reflexión similar, pero con un desplazamiento de fase cercano a los 180°. Esto se visualiza en la Figura 2.12b. En la Figura 2.13 se aprecia una matriz combinada de celdas 10 x 10 unidades, que utiliza estos tipos de celdas unitarias. El diseño de la RIS se realiza para operar en la frecuencia central de la banda de frecuencia de 3.5 GHz.

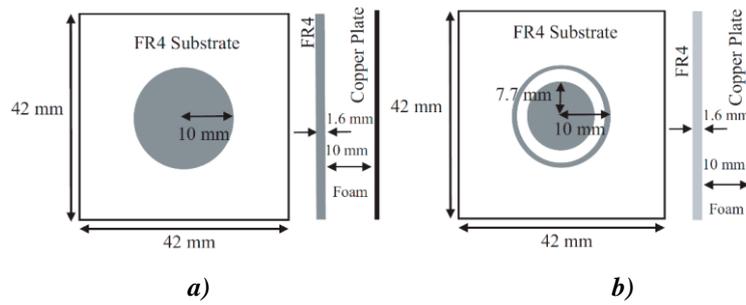


Figura 2.12: Vista superior y vista lateral de la celda unitaria: **a)** Parche circular; **b)** Parche circular con un anillo [25].

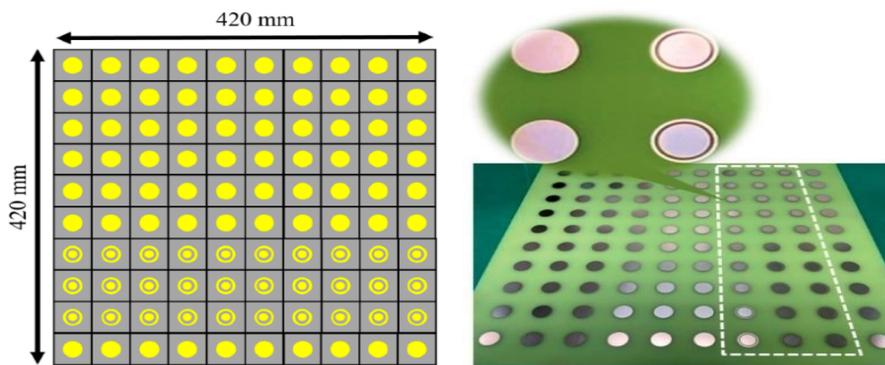


Figura 2.13: Array de celdas de 10×10 unidades con estructura combinada [24], [25].

La reconfiguración de la RIS presentada se logra mediante la rotación de la estructura utilizando un motor mecánico. Esta capacidad de reconfiguración mecánica es considerada útil en comparación con los RIS activos, que requieren diodos u otros componentes electrónicos para su control.

La Figura 2.14a muestra el patrón de radiación reflejada de la matriz circular 10 x 10, mientras que en las Figura 2.14b y Figura 2.14c se observa los patrones de radiación reflejada de los tipos de matriz circular 10 x 10 con anillo y la matriz combinada, respectivamente.

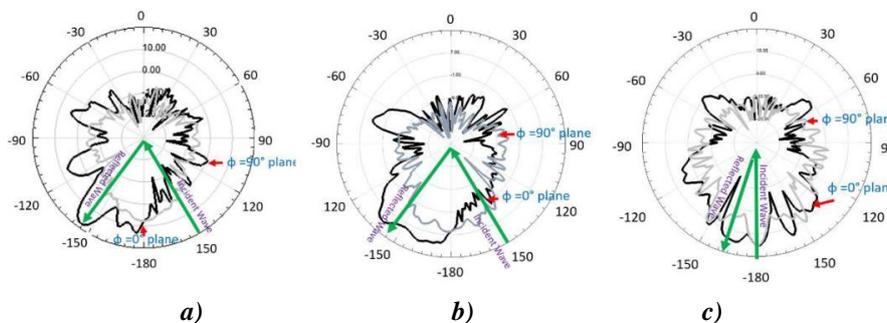


Figura 2.14: Diagramas de radiación: **a)** 10×10 matriz de parches de tipo circular; **b)** parche de tipo circular 10×10 con una matriz de anillos; **c)** matriz combinada 10×10 [24].

En el artículo [26], se presenta un nuevo tipo de células unitarias pasivas para el diseño de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS). La estructura de estas celdas unitarias se muestra en la Figura 2.15. La reconfiguración de la RIS presentado se logra mediante la rotación de cada celda unitaria. La orientación de la estructura de cada meta-átomo que es la unidad básica de la RIS se controla de forma individual mediante un micromotor ensamblado detrás del meta-átomo. Este micromotor se controla eléctricamente mediante un sistema de hardware de matriz de puertas programables. La estructura de la RIS se compone de una matriz de 23 x 23 celdas unitarias, como se visualiza en la Figura 2.16. La RIS diseñada en este trabajo se configura para operar a una frecuencia central de 4 GHz.

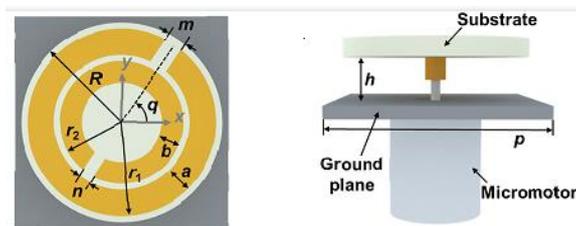


Figura 2.15: Esquema de la celda unitaria [26].

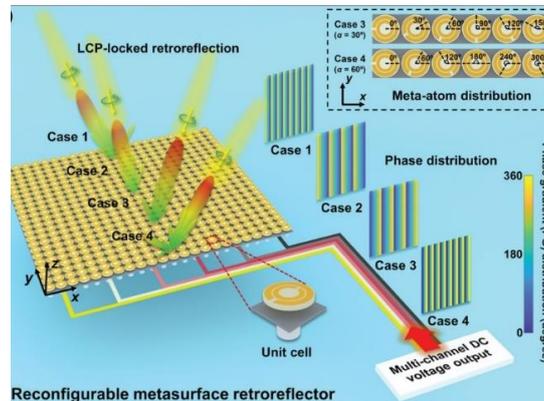


Figura 2.16: El retrorreflector reconfigurable propuesto basado en metasuperficie de gradiente de fase adaptativo, controlando mecánicamente los ángulos de rotación de los meta-átomos [26].

2.2 FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.2.1 EL CANAL INALÁMBRICO

El canal inalámbrico es el medio a través del cual se transmiten las señales electromagnéticas en las comunicaciones inalámbricas. Es el medio físico que permite la propagación de las ondas electromagnéticas desde el transmisor hasta el receptor. A diferencia de las comunicaciones por cable, este canal presenta desvanecimiento, lo que significa que esto afecta negativamente su desempeño [27].

2.2.2 DESVANECIMIENTO

Existen dos tipos principales de desvanecimiento en el canal inalámbrico. El desvanecimiento de gran escala se refiere a la atenuación general de una señal a medida que se propaga a través de un medio no guiado. Este desvanecimiento es causado por factores como la distancia de propagación y la presencia de obstáculos grandes. Se observa típicamente cuando los dispositivos móviles se desplazan distancias considerables [27].

Por otro lado, el desvanecimiento de pequeña escala está relacionado con la interferencia constructiva o destructiva que ocurre cuando una señal viaja desde el transmisor hasta el receptor a través de múltiples caminos. Este tipo de desvanecimiento ocurre en escenarios urbanos donde la señal se refleja en edificios, vehículos, superficies pavimentadas, árboles y otros objetos, lo que causa cambios rápidos e impredecibles en la intensidad de la señal [27].

2.2.3 ONDA ELECTROMAGNÉTICA

Una onda electromagnética está compuesta por la combinación de un campo eléctrico y de un campo magnético. Estos campos oscilan y se regeneran entre sí, generando y propagándose a través de campos electromagnéticos, como se muestra en la Figura 2.17. Una característica principal de las ondas electromagnéticas consiste en la propagación de los campos eléctricos y magnéticos a través del espacio vacío [28].

Las ondas electromagnéticas están presentes constantemente en nuestro entorno. Algunas de las ondas electromagnéticas más conocidas, son las ondas de radio, las microondas, la radiación infrarroja, los rayos ultravioletas, entre otros. Cada grupo de estas ondas electromagnéticas se distingue por sus propiedades específicas [28].

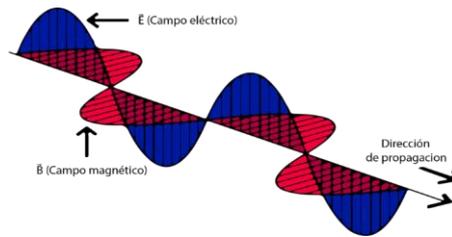


Figura 2.17: Representación de una onda electromagnética.

Algunas de estas propiedades son el periodo o la frecuencia, que determina el número de oscilaciones por unidad de tiempo; la longitud de onda, que es la distancia entre dos puntos correspondientes en la onda; la amplitud, que representa la máxima magnitud de la oscilación; la fase, que indica la posición relativa de la onda en un momento dado; y la polarización, que se refiere a la dirección de la oscilación de los campos eléctrico y magnético en relación con la dirección de propagación de la onda [28]. Estas propiedades electromagnéticas diferencian a cada grupo de ondas y se pueden observar en la Figura 2.18, que proporciona una representación visual de estas características.

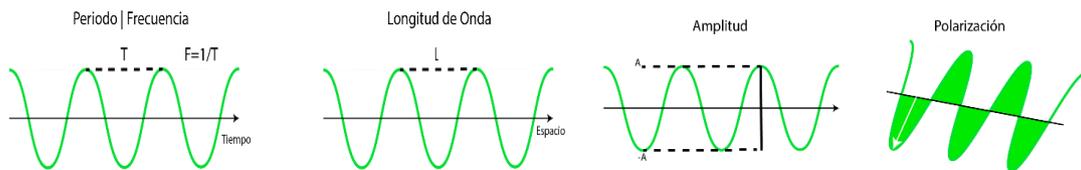


Figura 2.18: Representación de las propiedades de una onda electromagnética.

2.2.4 EL ESPECTRO

El espectro se refiere al rango de frecuencias electromagnéticas utilizadas para las comunicaciones inalámbricas. Por lo cual, los gobiernos controlan y regulan el uso del espectro dividiéndolo en bandas de frecuencias, conocidas como bandas licenciadas [27]. Estas bandas licenciadas permiten utilizar el espectro sin interferencia de otros sistemas, lo que es una ventaja. Sin embargo, la regulación del espectro puede ser costosa. Debido a esto, se ha impulsado el desarrollo de nuevos sistemas inalámbricos en busca de soluciones inteligentes para trabajar de manera conjunta, para superar las dificultades que surgen en la transmisión a través de canales inalámbricos [27].

El enfoque de este proyecto de investigación se centra en el rango de frecuencia de la banda de 1900 MHz, que comprende desde 1850 MHz hasta 1990 MHz. Esta representación del espectro de frecuencia se puede visualizar en la Figura 2.19, y es ampliamente utilizado en sistemas de servicios móviles avanzados (SMA) en el Ecuador.

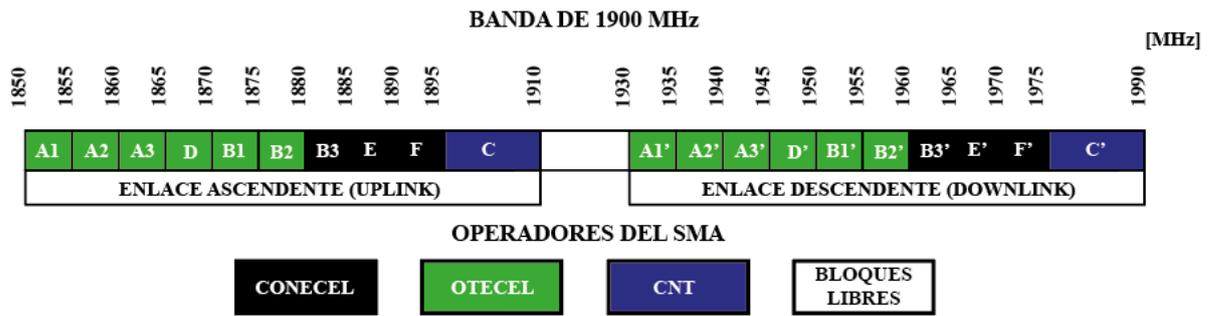


Figura 2.19: Canalización y asignación de la banda de frecuencia de 1900MHz de los servicios móviles avanzados (SMA) en el Ecuador.

2.2.5 ELEMENTO RADIANTE

El proceso de elaboración de un RIS comienza con el diseño teórico de un solo elemento radiante. En este diseño, se deben considerar los parámetros específicos que dicho elemento debe cumplir. Es importante tener en cuenta que el elemento radiante se basa en una estructura de antena microstrip que puede tener forma cuadrada, rectangular, dipolo, circular, elíptica, triangular, sector de disco, anillo circular o sector de anillo, tal como se muestran en la Figura 2.20. Como se puede observar la celda unitaria consiste en una cinta de metal muy delgada y de dimensiones pequeñas en comparación con la longitud de onda ($h \ll \lambda_0$, generalmente $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio), que se coloca sobre un plano tierra [29].

Por lo tanto, el proceso de la elaboración de la RIS implica la replicación de la geometría del elemento radiante en un número determinado de veces, en donde cada elemento radiante se encuentra ubicado a distancias similares el uno del otro. Esta formación se utiliza para moldear el diagrama de radiación y lograr mejoras en la directividad, ganancia y otros parámetros de la antena.

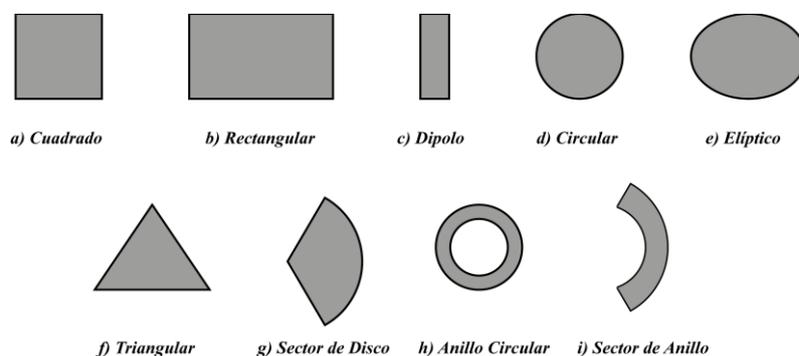


Figura 2.20: Formas representativas de los elementos del parche microstrip.

2.2.6 PARÁMETROS BÁSICOS PARA UN DISEÑO DE ANTENA EN GENERAL

Las antenas utilizadas en la transmisión y recepción de señales inalámbricas se describen mediante varios parámetros interconectados entre sí. Ninguno de estos parámetros por sí solo puede proporcionar una descripción completa del comportamiento de una antena. Esto significa que los diferentes parámetros de una antena, como la ganancia, la directividad, el ancho de banda, la polarización y la eficiencia, están relacionados y deben considerarse en conjunto para comprender completamente su funcionamiento.

Las antenas son dispositivos fundamentales en la utilización y estudio del electromagnetismo (EM) aplicado a las comunicaciones inalámbricas. Gracias a las antenas, es posible transmitir y recibir señales electromagnéticas de forma eficiente y efectiva, permitiendo la comunicación a larga distancia sin la necesidad de cables.

2.2.6.1 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

El diagrama o patrón de radiación de una antena es una forma de describir como una antena irradia energía en el espacio. Puede ser representado matemática o gráficamente y muestra como varían las propiedades de radiación de la antena en diferentes direcciones. Las propiedades de radiación incluyen la densidad de flujo de potencia, la intensidad de radiación, la intensidad de campo, la directividad, la fase o la polarización [29].

En la Figura 2.21a se muestra un diagrama polar tridimensional simétrico, que representa la radiación de una antena. En este diagrama, se pueden observar varios lóbulos de radiación. Los lóbulos son regiones del patrón de radiación donde la intensidad de radiación es mayor que en otras áreas. Cada lóbulo puede tener una intensidad diferente, pero todos se clasifican como lóbulos en el diagrama de radiación [29]. Por otro lado, en la Figura 2.21b se presenta el mismo patrón de radiación, pero representado en coordenadas cartesianas. En este tipo de representación, se utiliza un gráfico bidimensional con ejes cartesianos para mostrar la distribución de la radiación en función de la dirección. Este formato puede facilitar la visualización y la interpretación de la radiación en diferentes direcciones.

El lóbulo principal se define como el lóbulo en el patrón de radiación de una antena que contiene la dirección de radiación máxima. Es el lóbulo que apunta en la dirección angular $\theta = 0$ [30]. Por otro lado, los secundarios o segundo lóbulo lateral (SLL, por sus siglas en inglés, Side Lobe Level) son aquellos que no son el lóbulo principal. Por último, un lóbulo posterior

es aquel lóbulo de radiación cuyo eje forma un ángulo cercano a 180 grados con respecto al lóbulo principal [30]. Estos conceptos son útiles para comprender y analizar el patrón de radiación de una antena.

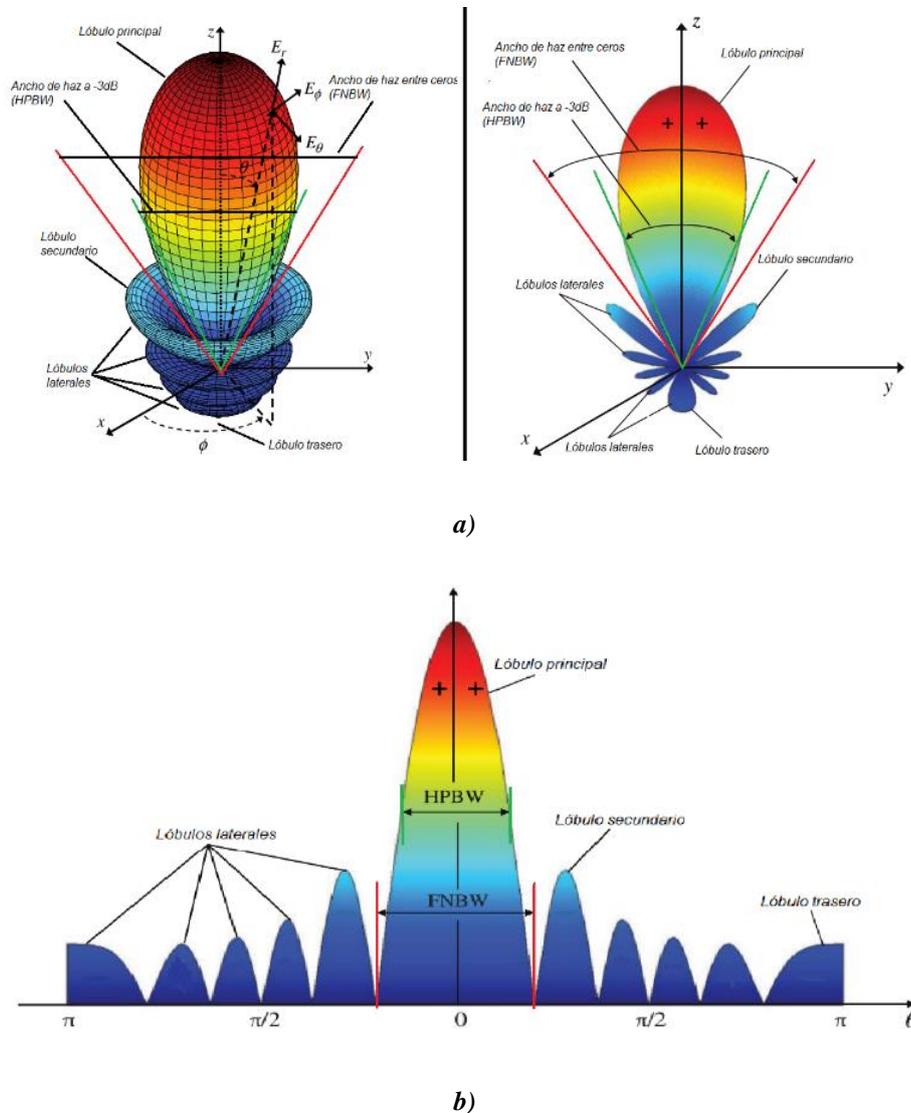


Figura 2.21: Representación de un diagrama o patrón de radiación: **a)** Lóbulos de radiación y anchos de haz de un patrón de antena; **b)** Gráfico lineal del patrón de potencia, sus lóbulos y anchos de haz asociados [29].

2.2.6.2 DIRECTIVIDAD Y GANANCIA

La directividad de una antena se refiere a la relación entre la intensidad de radiación en una dirección específica desde la antena y la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones [31]. Es decir, la directividad de una antena es una propiedad importante, ya que indica la capacidad de la antena para concentrar su radiación en una dirección deseada.

La directividad se expresa en decibelios (dB) y representa su capacidad de concentrar la radiación en una dirección específica. Un valor de directividad más alto indica una mayor capacidad de enfoque en una dirección específica, mientras que un valor más bajo implica una distribución más uniforme de la radiación en todas las direcciones.

$$D(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{Pr/(4\pi r^2)} \quad (1)$$

- $D(\theta, \phi)$ representa la directividad en una dirección dada, especificada por los ángulos θ (ángulo polar) y ϕ (ángulo azimut).
- $p(\theta, \phi)$ es la intensidad de radiación en esa dirección específica.
- Pr es la potencia radiada total por la antena.
- r es la distancia entre la antena y el punto de medición.

La ganancia de una antena está relacionada directamente con la directividad. La ganancia se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección específica y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena se irradiara de manera isotrópica [31], [32]. La ganancia tiene en cuenta tanto la directividad de la antena como su eficiencia de radiación.

$$G(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} * \left(\frac{p(\theta, \phi)}{\frac{P_{radiada}}{4\pi r^2}} \right) = \eta * D(\theta, \phi) \quad (2)$$

En resumen, mientras que la directividad se relaciona con la potencia radiada por una antena en una dirección específica, la ganancia se refiere a la potencia que se entrega a la antena, considerando su directividad y eficiencia de radiación.

2.2.6.3 EFICIENCIA

La eficiencia de radiación (η) de una antena se refiere a la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia total entregada a la antena. La eficiencia de una antena puede tener valores comprendidos entre 0 y 1, o se puede expresar en forma de porcentaje (0% a 100%) [31].

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} \quad (3)$$

La eficiencia total de una antena se refiere al cálculo que tiene en cuenta tanto las pérdidas en los terminales de entrada como las pérdidas internas dentro de la estructura de la antena [31]. En resumen, la eficiencia de radiación es una medida de qué tan eficientemente una antena convierte la potencia eléctrica que recibe en energía radiada.

2.2.6.4 ANCHO DE BANDA

Las consideraciones geométricas de una antena pueden limitar su rendimiento óptimo en ciertos rangos de frecuencia. Como resultado, una antena está diseñada para funcionar dentro de un rango específico de frecuencias, y este rango se denomina ancho de banda de la antena [31].

El ancho de banda relativo se define como la relación entre el ancho de banda óptimo de la antena y la frecuencia central de trabajo. Un ancho de banda más amplio significa que la antena puede manejar un mayor rango de frecuencias para recibir y transmitir señales. Esto es beneficioso para la capacidad y flexibilidad de la red porque le permite manejar una variedad más amplia de datos y comunicarse con diferentes dispositivos que operan en diferentes frecuencias.

$$BW (\%) = \frac{f_{m\acute{a}x} - f_{m\acute{i}n}}{f_0} * 100 \quad (4)$$

2.2.7 PARÁMETROS S O DE DISPERSIÓN

Los parámetros S son coeficientes de transmisión y reflexión que se definen en función de las ondas de potencia entrantes y salientes en los circuitos. Estos parámetros se utilizan para describir y analizar el comportamiento de un circuito de red en un rango específico de frecuencias. Los parámetros S son útiles para estudiar y comprender cómo la energía se transmite y se refleja en un circuito. Existen varios parámetros S, y su cantidad depende de la cantidad de puertos de entrada y salida en la red (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , ...) [32].

En el presente proyecto se trabajará específicamente con el parámetro S_{11} . El parámetro S_{11} , también conocido como coeficiente de reflexión en el puerto de entrada 1, proporciona información sobre la cantidad de potencia que es reflejada de vuelta al puerto de entrada en comparación con la potencia suministrada al sistema radiante.

2.2.8 AGRUPACIÓN DE ANTENAS

El uso de múltiples antenas en sistemas de transmisión y recepción proporciona una ventaja importante conocida como diversidad espacial en las comunicaciones. Es decir, que una señal puede tener diferentes rutas de propagación, lo que aumenta la confiabilidad del sistema al tener otras opciones para transmitir o recibir la información [33]. Además, al combinar las respuestas individuales de las antenas, se obtiene una respuesta global más poderosa y eficiente. Esto permite mejorar la calidad de la comunicación y también puede ayudar a determinar la dirección desde donde provienen las ondas electromagnéticas [33].

En la actualidad, las agrupaciones de antenas (AA's) se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, como en sistemas de radar, radioastronomía, telefonía móvil y comunicaciones satelitales [13]. La selección de la configuración para la disposición de las antenas puede ser en forma planar.

Agrupación Planar: Esta configuración permite obtener un diagrama de radiación más enfocado hacia una dirección específica al incrementar el número de antenas, al mismo tiempo que reduce la radiación en otras direcciones [13]. Una agrupación planar se dispone en un plano de dos dimensiones, típicamente en posición horizontal o vertical. Es decir, puede ser ubicado en el suelo o suspendido en el aire, como en techos para el caso horizontal, o en paredes para el caso vertical.

Las antenas están dispuestas en filas y columnas equidistantes en ambas direcciones sobre un plano, por ejemplo, en la Figura 2.22 se visualiza una agrupación planar en el plano XY.

Donde d_x es la distancia entre antenas, $d \approx \frac{\lambda c}{2}$. ϕ es el ángulo de arribo que varía entre $[0, 2\pi)$ y θ es el ángulo de elevación el cual que varía entre $[\frac{\pi}{2}, \pi)$.

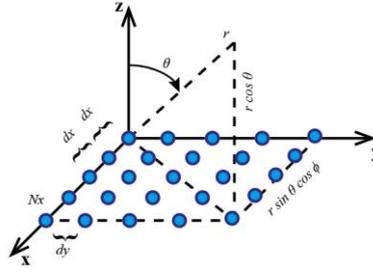


Figura 2.22: Agrupación planar sobre el eje XY.

2.2.9 AGRUPACIÓN DESFASADA

La teoría clásica de AA's implica el uso de un conjunto de antenas idénticas dispuestas en posiciones conocidas y orientadas en la misma dirección. Se asume que todas estas antenas tienen características de radiación iguales, aunque sus diagramas de fase pueden variar debido a sus ubicaciones relativas [33]. Si esta suposición es válida, el modelo que describe el comportamiento electromagnético del conjunto se simplifica significativamente. A esta teoría se le conoce como Agrupaciones Desfasadas y proporciona una sólida base para el diseño y análisis de una agrupación de antenas [33].

Si las propiedades de radiación de las antenas son idénticas, podemos definir un diagrama de radiación común para todas ellas, representado por $g_c(\theta, \phi)$. Luego, para cada antena n -ésima, su diagrama de radiación estará relacionado con el centro de coordenadas mediante la siguiente expresión, indicando cómo se distribuye la radiación en función de los ángulos θ y ϕ [33].

$$h_n(\theta, \phi) = e^{ik_\lambda \mathbf{o}^T \mathbf{P}_n} g_c(\theta, \phi) \quad (5)$$

Siendo \mathbf{o} el versor unitario que indica la dirección radial desde un punto de referencia hacia la ubicación de observación, y que en coordenadas cartesianas se expresa en base a los cosenos directores, es decir.

$$\mathbf{o} = [\sin(\theta) \cos(\phi), \quad \sin(\theta) \sin(\phi), \quad \cos(\theta)]^T \quad (6)$$

En el caso de un conjunto de antenas, todos los factores relacionados con su geometría se combinan y se representan mediante un vector singular conocido como "vector de steering" [33]. Este vector engloba la información sobre la orientación y el patrón de radiación de las antenas respecto a la dirección de observación.

$$s(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} e^{ik_\lambda \mathbf{o}^T \mathbf{P}_1} \\ e^{ik_\lambda \mathbf{o}^T \mathbf{P}_2} \\ \vdots \\ e^{ik_\lambda \mathbf{o}^T \mathbf{P}_N} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Por lo tanto, el vector de respuestas se puede reescribir como.

$$\mathbf{h}(\theta, \phi) = s(\theta, \phi) g_c(\theta, \phi) \quad (8)$$

Mediante este enfoque, la diversidad espacial se logra mediante ajustes en la fase de las ondas electromagnéticas emitidas o recibidas por cada antena en diferentes direcciones del espacio. Esto es posible debido a las variaciones en la longitud del camino que recorren las ondas desde el transmisor al receptor, considerando que esta distancia es significativamente mayor que la separación entre las antenas involucradas [33].

Por lo tanto, una agrupación desfasada es una parte esencial en el diseño de la RIS ya que es un conjunto de antenas o elementos radiantes dispuestos de manera organizada y controlada, donde cada elemento tiene la capacidad de modificar la fase de la señal que emite o recibe. Estos cambios de fase se utilizan para controlar la dirección y el patrón de radiación de una agrupación de antenas.

2.2.10 ALIMENTADOR DE ANTENAS

Un alimentador de antenas es un componente que emite energía al espacio a través de una apertura, lo que resulta en un haz electromagnético que se dirige en una dirección específica. Podemos dividir este tipo de antenas en dos subclases.

Antenas con reflector parabólico: Son un tipo de antena en la cual la apertura es la superficie frontal donde inciden los campos de onda y son reflejados o colimados en una dirección específica, como se muestra en la Figura 2.23. Estas antenas generalmente tienen una forma parabólica y se caracterizan por ser fáciles de construir y tener una alta

direccionalidad. Las ondas que se propagan entre el punto focal y el reflector son ondas esféricas que difieren en amplitud y fase. La onda que se propaga desde el reflector hacia la apertura, después de la reflexión, se aproxima a una onda plana y su principal modificación es la fase [29].

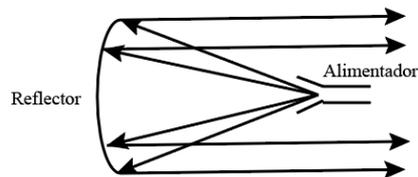


Figura 2.23: Reflector parabólico con alimentación frontal.

Antenas de apertura: Son un tipo de antena que está completamente confinada por paredes de metal conductor, como las bocinas o las guías de ondas radiantes, como se muestra en la Figura 2.24. Estas antenas se utilizan ampliamente para alimentar reflectores y lentes. Debido a su diseño, son conocidas por su estructura simple y su capacidad para controlar el tamaño de la apertura. Esto permite ajustar el ancho del haz radiado, lo que resulta en una mayor directividad de la guía de ondas [29]. Además, las antenas de apertura tienen un gran ancho de banda, lo que significa que pueden funcionar eficientemente en un amplio rango de frecuencias. Sin embargo, debido a su diseño y estructura, las antenas de apertura pueden ser difíciles de integrar en ciertos sistemas o dispositivos [34].

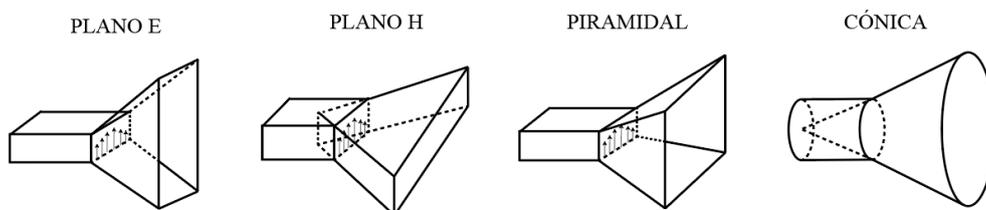


Figura 2.24: Tipos de antena de bocina electromagnética.

En el presente proyecto de investigación se ha elegido utilizar un alimentador tipo bocina piramidal, como se visualiza en la Figura 2.25. La principal razón es su estructura simple, que permite ajustar fácilmente el tamaño de la apertura. Esto es crucial para controlar con precisión el ancho del haz radiado, mejorando así la directividad de la guía de ondas y asegurando una mayor eficiencia en la transmisión o recepción de señales.

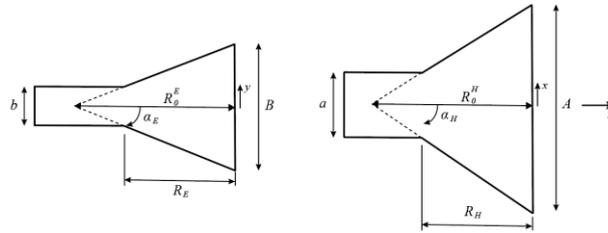


Figura 2.25: Resumen de las notaciones utilizadas para describir la geometría de la bocina.

2.2.11 METAMATERIALES

Los metamateriales son estructuras artificiales que se caracterizan por ser homogéneas desde el punto de vista electromagnético y exhiben propiedades físicas inusuales que no se encuentran en la naturaleza [35].

Los metamateriales son materiales magnéticos artificiales (AMM) diseñados específicamente para exhibir propiedades electromagnéticas que no son posibles de lograr con materiales ordinarios en las frecuencias deseadas. Estos AMM son estructuras metálicas que se colocan en la interfaz de sustratos dieléctricos.

Se diseñan cuidadosamente para tener propiedades electromagnéticas únicas, como una respuesta magnética inusual o un índice de refracción negativo. Estas propiedades se logran a través de la estructuración y disposición de los materiales, en lugar de depender únicamente de los componentes individuales que las componen [36].

2.2.12 METASUPERFICIE

Una metasuperficie es una estructura plana bidimensional que pertenece a la categoría de los metamateriales. Estas metasuperficies tienen propiedades electromagnéticas especiales que no se encuentran en los materiales naturales [12]. Las metasuperficies están compuestas por aperturas o formas periódicas dispuestas en varias capas de grosor milimétrico. Estas capas tienen propiedades eléctricas y magnéticas específicas que les permiten bloquear, absorber, concentrar o disipar las ondas electromagnéticas de manera controlada [36].

Las metasuperficies son un campo de investigación altamente relevante que ha recibido una amplia atención y se ha convertido gradualmente en una dirección popular de investigación. Estas estructuras demuestran propiedades interesantes que otros materiales no presentan, como la capacidad de modular de forma flexible la amplitud, fase y polarización de la luz incidente [37].

Por lo tanto, las metasuperficies son ampliamente utilizadas en el diseño de antenas con el propósito de mejorar diferentes características, como la ganancia, el ancho de banda, la polarización y la dirección de los haces de antena.

2.2.13 LEY DE SNELL

Ley de Snell se utiliza para representar la relación entre el ángulo de incidencia (θ_i) y el ángulo de refracción cuando una onda alcanza una superficie plana. La Ley de Snell establece que el ángulo de refracción (θ_r) depende del medio o material de la superficie, mientras que el ángulo de reflexión (θ'_r) es igual al ángulo de incidencia (θ_i) [28]. La Figura 2.26 representa la Ley de Snell.

$$n_1 * \sin(\theta_i) = n_2 * \sin(\theta_r) \quad (9)$$

Donde n_1 y n_2 son los índices de refracción de los medios en los que se propaga la onda incidente y la onda refractada, respectivamente.

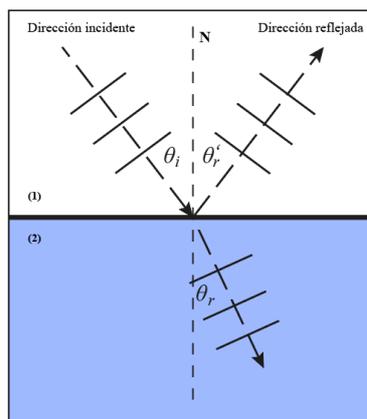


Figura 2.26: Representación de la Ley de Snell.

2.2.14 LEY DE SNELL GENERALIZADA

Ley de Snell se generaliza al diseñar un gradiente de fase en la interfaz de dos medios, lo que permite un control arbitrario de la reflexión y refracción de las ondas electromagnéticas. Las metasuperficies son una herramienta comúnmente utilizada para lograr este control, ya que permiten regular las ondas electromagnéticas a través de interfaces de medios, mediante el diseño cuidadoso de estructuras en una superficie plana [38].

La Figura 2.27b puede representar visualmente este concepto de control y regulación de las ondas electromagnéticas mediante metasuperficies.

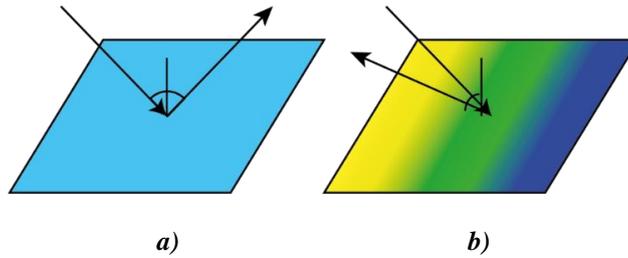


Figura 2.27: a) Placa de Metal: Ley de Snell; su impedancia superficial es constante; b) Metasuperficie: Ley de Snell generalizada; tiene una alteración de impedancia de la superficie a la reflexión de cambio de fase.

La disposición periódica de resonadores sublongitud de onda en una metasuperficie crea cambios drásticos en los coeficientes de reflexión y transmisión debido a la excitación resonante de una corriente efectiva en la metasuperficie, lo que altera las condiciones en la frontera [39]. Las ondas reflejadas y transmitidas experimentan un cambio de fase que depende de la longitud de onda incidente y su relación con la resonancia de la metasuperficie, variando entre $-\pi$ y π . Además, la presencia de resonadores anisotrópicos, que tienen una respuesta electromagnética diferente en distintas direcciones, permite modificar el estado de polarización [39].

La Figura 2.28 muestra la configuración con una onda incidiendo en la metasuperficie, con un ángulo de incidencia θ_i y el plano de incidencia ubicado en el plano x o z.

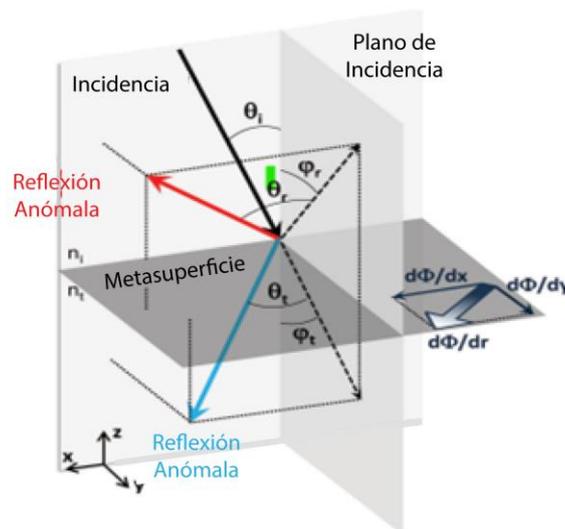


Figura 2.28: Reflexión y refracción anómalas en el espacio 3D [39].

$$\left\{ \begin{array}{l} n_t \sin(\theta_t) - n_i \sin(\theta_i) = \frac{1}{k_0} \frac{d\Phi}{dx} \\ \cos(\theta_t) \sin(\varphi_t) = \frac{1}{n_t k_0} \frac{d\Phi}{dy} \end{array} \right. \quad (10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \sin(\theta_r) - \sin(\theta_i) = \frac{1}{n_i k_0} \frac{d\Phi}{dx} \\ \cos(\theta_r) \sin(\varphi_r) = \frac{1}{n_t k_0} \frac{d\Phi}{dy} \end{array} \right. \quad (11)$$

Donde $d\Phi/dx$ y $d\Phi/dy$ representan las componentes del gradiente de fase en dirección paralela y perpendicular al plano de incidencia, respectivamente, y $k_0 = 2\pi f/C$ es el vector de onda en el espacio libre.

2.2.15 SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES (RIS)

Las RIS actúan como manipuladores de señales que aprovecha y modifica las ondas electromagnéticas ya existentes con el objetivo de mejorar la comunicación inalámbrica. En general, cualquier tecnología o enfoque que permita la reconfiguración dinámica de las propiedades de las ondas electromagnéticas en una superficie puede considerarse una RIS [12].

Es importante destacar que las RIS se dividen en dos categorías principales: activas y pasivas, las cuales se describen a continuación:

Las RIS activas, involucran el uso de componentes activos, como diodos, para lograr la reconfiguración dinámica y el control en tiempo real de las ondas electromagnéticas. En el caso de las RIS activas, se integran en su superficie circuitos de radiofrecuencia de alto consumo de energía y unidades de procesamiento de señales. Estos sistemas se componen de Grandes Superficie Inteligente (LIS) en la que la distancia entre los elementos se reduce a medida que se incrementa el número de elementos [40].

Por otro lado, las RIS pasivas se basan en elementos de superficie que pueden reflejar, refractar o difractar las ondas incidentes sin el uso de componentes activos. Las RIS pasivas actúan como espejos metálicos o colectores de ondas que pueden ser programados para cambiar la forma en que un campo electromagnético incide en ellos de manera personalizada [40]. Estos sistemas generalmente están compuestos por elementos de bajo costo y se consideran casi pasivas porque no requieren fuentes de energía específicas [40]. Además, las

RIS pasivas tienen la capacidad de funcionar en modo dúplex completo, lo que significa que pueden recibir y transmitir simultáneamente sin una interferencia o un aumento significativo de ruido. Esto permite un mejor rendimiento y una mayor eficiencia en la comunicación inalámbrica [40].

2.2.16 ENFOQUE DEL HAZ

La Superficie Inteligente Reconfigurable puede funcionar como un lente para enfocar el haz de ondas electromagnéticas hacia un punto específico en lugar de actuar como un espejo. Mientras que un espejo refleja una onda plana como resultado, cada elemento de la Superficie Inteligente Reconfigurable refleja una señal con un desfase controlado para enfocar la onda en un punto determinado. Es decir, la superficie se comporta como una lente [10].

2.2.17 REFLEXIÓN ANÓMALA

Cuando una onda plana incide en una superficie uniforme plana con una impedancia superficial constante, se refleja en un ángulo igual al ángulo de incidencia. Este tipo de reflexión se conoce como reflexión especular y ocurre cuando la superficie está pulida y lisa. Sin embargo, cuando una Superficie Inteligente Reconfigurable refleja una onda plana en una dirección diferente a la reflexión especular, se describe como una reflexión anómala [10].

2.2.18 TEOREMA DE FLOQUET PARA ESTRUCTURAS PERIÓDICAS

La Superficie Inteligente Reconfigurable es una estructura periódica compuesta por celdas unitarias repetidas. Para analizar eficientemente esta superficie, se puede utilizar un enfoque localmente periódico que involucra el análisis de celdas unitarias individuales y el uso del teorema de Floquet [14].

El enfoque localmente periódico implica que se pueden estudiar las propiedades de la Superficie Inteligente Reconfigurable examinando una sola celda unitaria en lugar de analizar toda la estructura completa, como se muestra en la Figura 2.29. Esto simplifica el análisis y reduce la complejidad computacional.

El teorema de Floquet es una herramienta matemática utilizada para analizar sistemas periódicos en electromagnetismo. Permite tener en cuenta el efecto de las celdas vecinas sobre los coeficientes de reflexión de la Superficie Inteligente Reconfigurable y, por lo tanto, el efecto de la interconexión entre las celdas [14].

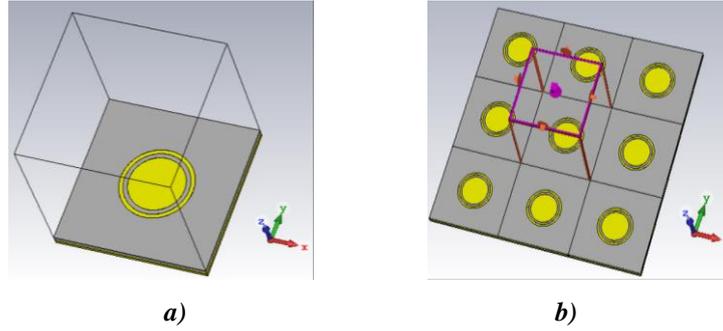


Figura 2.29: Diseño 3D de una celda unitaria con CST Studio Suite. La simulación se basa en el teorema de Floquet que considera la celda unitaria colocada en una matriz periódica infinita: **a)** Celda unitaria analizada; **b)** Matriz infinita equivalente.

El enlace entre el transmisor y el receptor se puede modelar como un sistema tradicional de comunicación de retrodispersión. El RIS se coloca en el plano XY de un sistema de coordenadas cartesianas. Como se muestra en la Figura 2.30, m y n es el número de filas y columnas de las celdas unitarias, respectivamente. El tamaño de cada celda unitaria es D_x y D_y a lo largo de X y Y respectivamente. Los símbolos $r_{n,m}^t$ y $r_{n,m}^r$ identifica la distancia de la celda unitaria al transmisor (TX) y del receptor (RX), respectivamente. El ángulo de elevación y los ángulos acimutales del transmisor y el receptor con respecto a las celdas unitarias se identifican por $\theta_{n,m}^t, \varphi_{n,m}^t, \theta_{n,m}^r, \varphi_{n,m}^r$. La polarización del coeficiente de reflexión puede ser paralela o perpendicular dependiendo de la polarización de la antena transmisora [14].

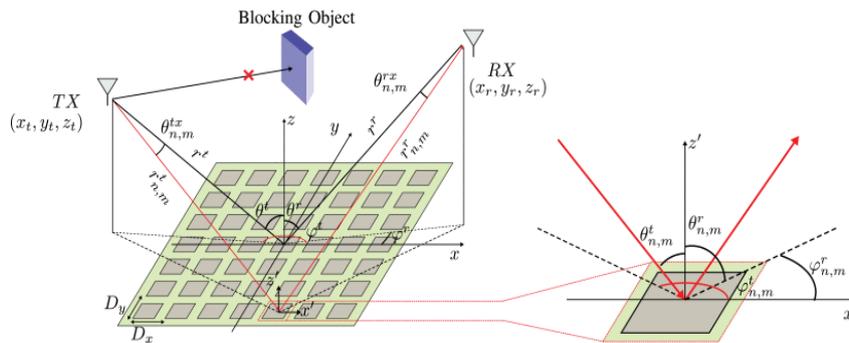


Figura 2.30: Diseño del escenario de comunicación sin línea de visión asistida por RIS [14].

En presencia de una estructura periódica, como se aprecia en la Figura 2.30, cualquier componente del campo electromagnético se puede describir como se indica en la ecuación (12):

$$\phi(x + D_x, y, z) = e^{-jk_{x0}D_x} \phi(x, y, z) \quad (12)$$

El factor exponencial indica el complejo cambio de fase entre celdas vecinas $k_{x0} = \beta - j\alpha$, lo que implica que los componentes del campo difieren solo para un término de fase. Esta relación se llama teorema de Floquet. La ecuación (12) se puede describir como:

$$P(x, y, z) = e^{-jk_{x0}x} P(x, y, z) \quad (13)$$

En la ecuación (13) P representa una función periódica ($P(x, y, z) = P(x + D_x, y, z)$), y por lo tanto, esta expresión se puede expandir en una serie de Fourier, tal como se indica en la ecuación (14):

$$P(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n(x, y) e^{-jk_{xn}x} \quad (14)$$

Donde:

$$k_{xn} = k_{x0} + \frac{2\pi}{D_x} n, \quad \text{con } n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \dots \quad (15)$$

CAPÍTULO III

3. METODOLOGÍA

Una vez especificado el planteamiento del problema y los objetivos a alcanzar se realiza la metodología, donde se establece los procesos que permiten ejecutar este proyecto. En esta sección permite seleccionar el tipo de investigación, métodos a aplicar, y además las técnicas e instrumentos que se utilizarán. Por tal motivo, la metodología se realiza para responder el problema planteado.

3.1 TIPO DE INVESTIGACIÓN

El presente proyecto de investigación se considera tipo mixto, la investigación cuantitativa nos ayudará porque se utilizará ecuaciones matemáticas para determinar la geometría adecuada que tendrán los respectivos componentes de la RIS. Además, se considera una investigación de tipo exploratorio, puesto que las RIS es un tema poco investigado en el país.

El propósito de la investigación exploratoria es descubrir los aspectos fundamentales de un problema y encontrar procedimientos adecuados que puedan usarse para realizar investigaciones posteriores. Por lo tanto, este tipo de investigación permite tener una primera aproximación en dirección al tema propuesto; esto se logra mediante la revisión de documentos que facilitan la comprensión del tema.

3.2 TÉCNICAS E INSTRUMENTOS DE LA INVESTIGACIÓN

En esta sección se describe las técnicas de investigación, las cuales son los diferentes instrumentos de los que se usar con el objetivo de recolectar datos.

3.2.1 TÉCNICA DOCUMENTAL

Para el presente proyecto la información utilizada se toma de artículos científicos, libros, tesis u otro documento relacionado al diseño de las RIS. Por tal motivo, se han utilizado varias bases de datos científicas para la respectiva recolección de información como el repositorio de IEEE y el buscador Google Scholar.

3.2.2 TÉCNICA DE EXPERIMENTO

La técnica mediante experimentos permite obtener resultados de rendimiento adecuados mediante la manipulación de las variables que componen la estructura de la RIS. Por ende, se replicará los elementos resonantes de dos diseños de RIS para posteriormente realizar modificaciones de la estructura para que trabaje en la banda de 1900 MHz.

Para modelar la estructura, se emplea la herramienta de simulación CST Studio Suite, que es un conjunto de herramientas para el diseño, simulación y optimización de estructuras de radiofrecuencia. Este paquete contiene solucionadores para aplicaciones en todo el espectro electromagnético (EM) y ofrece una interfaz de usuario única, lo que brinda la flexibilidad de analizar y optimizar sistemas completos compuestos por múltiples componentes de manera eficiente y directa [41].

3.3 POBLACIÓN Y MUESTRA

3.3.1 POBLACIÓN

En este proyecto de investigación, la población como objetivo de estudio serán los valores de las mediciones obtenida a través del software CST Studio Suite del diseño que trabaja a 1900 MHz como la ganancia, directividad, diagramas de radiación, nivel de lóbulo principal y secundario.

3.4 VARIABLES DEPENDIENTES Y INDEPENDIENTES

Tabla 3.1: Variables Dependientes y Independientes.

Variable Dependiente	Concepto	Indicador	Instrumentos
Parámetros de Transmisión	Parámetros de funcionalidad y operación de la RIS	<ul style="list-style-type: none"> • Directividad • Ganancia • Patrón de radiación 	Software CST Studio Suite
Variable Independiente	Concepto	Indicador	Instrumentos
Rango de frecuencia	Frecuencia de operación	<ul style="list-style-type: none"> • Frecuencia en la banda de 1900 MHz. 	Software CST Studio Suite
Modelado de la RIS	Diseño de la RIS	<ul style="list-style-type: none"> • Estructura de la RIS. • Angulo de reconfiguración 	

3.5 PROCESO DE LA METODOLOGÍA

En la Figura 3.1, se observa un diagrama de bloques que describe los pasos que se están siguiendo en el proyecto de investigación.

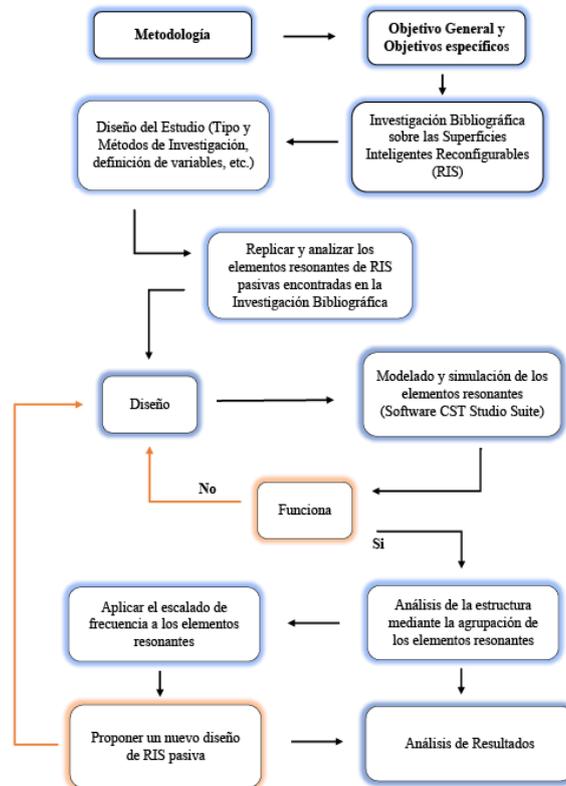


Figura 3.1: Metodología del proyecto de Investigación.

3.6 PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS

En esta sección, se presentan dos diseños de RIS pasivas, explorando su capacidad de redirigir las señales. El primer diseño propuesto se replicará del artículo [24], en el cual implica la utilización de un motor mecánico para lograr la reconfiguración de la RIS, permitiendo girar su estructura. Por otro lado, el segundo diseño se basa en el artículo [26], donde se basa en la reconfiguración individual de cada celda unitaria, mediante la rotación controlada por micromotores.

Ambos diseños ofrecen soluciones innovadoras y efectivas para adaptar las propiedades de reflexión a diferentes escenarios y requisitos de comunicación inalámbrica. Luego de llevar a cabo la replicación, se efectuará un cambio en la frecuencia de operación para situarlas en la banda de 1900 MHz, seguido por la creación de una nueva estructura de RIS pasiva, renovada mediante la fusión de ambos diseños.

3.6.1 ALIMENTADOR TIPO BOCINA PIRAMIDAL

Como primer paso del proyecto de investigación, se ha realizado el diseño y la simulación de una guía rectangular WR-284 [42]. Esta guía presenta un rango de frecuencia de operación que va desde 2.6 GHz hasta 3.95 GHz. Posteriormente, se ha procedido al diseño de la bocina, la cual está destinada a ser acoplada a la guía; las ecuaciones utilizadas para el diseño de la bocina se encuentran detalladas en el ANEXO 6.

El diseño de la bocina se ha realizado de tal manera que este alcance una ganancia de 15 dB a 3.5 GHz, lo que la hace adecuada para la alimentación de la réplica del diseño de la RIS pasiva que se llevara a cabo posteriormente. La guía ha sido modelada en aluminio utilizando el software CST Studio Suite , como se muestra en la Figura 3.2.

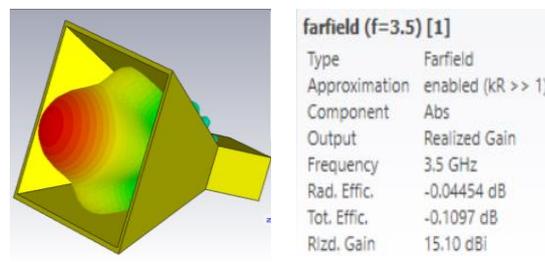


Figura 3.2: Diagrama de radiación 3D con una ganancia de 15 dB a 3.5 GHz de la guía rectangular WR-284 con bocina acoplada.

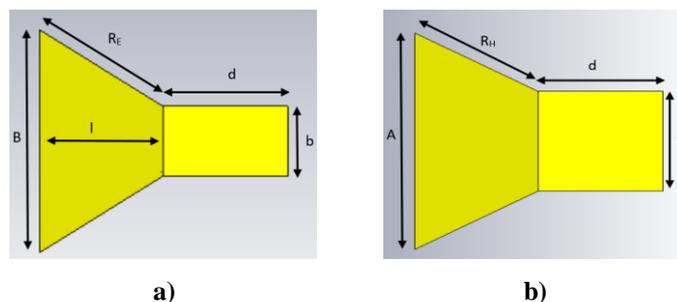


Figura 3.3: Guía rectangular con bocina acoplada; a) Vista lateral; b) Vista superior.

La Figura 3.3 ilustra las variables que son tomadas en cuenta en el diseño de una guía rectangular con una bocina acoplada.

Tabla 3.2: Parámetros usados en la bocina piramidal WR-284 con ganancia de 15 dB a 3.5 GHz.

a (mm)	72.14	b (mm)	34.04	A (mm)	203.36	B (mm)	165.26
R_E (mm)	126.51	R_H (mm)	126.51	d (mm)	60	Grosor (mm)	4.06
		l (mm)	108.16				

En la Tabla 3.2 se presentan las distintas dimensiones que se han tenido en cuenta en el diseño de la guía rectangular WR-284 con la bocina acoplada.

La Figura 3.4 muestra el resultado del parámetro S_{11} de la simulación del alimentador. En este caso, se observa que el alimentador está bien adaptado ($S_{11} < -16$ dB), lo que indica una buena coincidencia entre la impedancia y la frecuencia de operación.

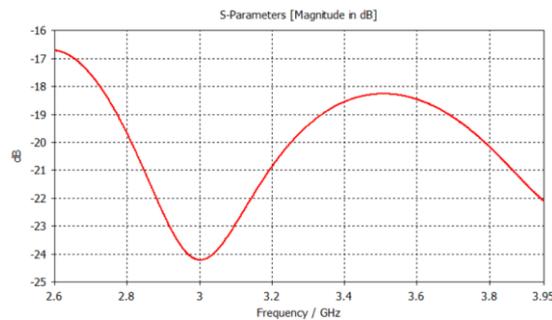


Figura 3.4: Resultado de la simulación del Parámetro S_{11} en CST Studio Suite de la transición de guía rectangular WR-284 con bocina acoplada.

3.6.2 REPLICA DEL DISEÑO 1: “RIS CON RECONFIGURACIÓN MEDIANTE MOTOR MECÁNICO”

Una de las características destacadas del diseño presentado en los artículos [24], [25] es su capacidad de redirigir las señales. Para lograrlo, se ha implementado un sistema de motor mecánico que permite girar el RIS según sea necesario. Esta capacidad de redirigir las señales a través de la rotación de la RIS brinda flexibilidad y adaptabilidad en diferentes escenarios de comunicación inalámbrica.

3.6.2.1 DISEÑO DE LA CELDA UNITARIA

El elemento resonante se compone de un parche microstrip de tipo circular, la cual es una configuración muy popular utilizada en los diseños de parches microstrip (Ver Figura 2.20d). También ha recibido mucha atención no solo como un único elemento, sino también en agrupaciones de antenas. El diseño se realiza utilizando las ecuaciones (16) y (17).

Cabe indicar que se debe especificar las siguientes unidades:

ϵ_r (adimensional), f_r (en Hz), y h (en cm)

$$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726\right]\right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (16)$$

Donde:

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

Hay que recordar que el radio (a) se encuentra en “cm”.

Como procedimiento de diseño, se define una frecuencia central de operación de 3.5 GHz. A esta frecuencia, la mitad de la longitud de onda ($\lambda_o/2$) en el espacio libre es de 42.86 mm. Por lo tanto, el tamaño de la celda unitaria calculada es de 42 mm \times 42 mm. Se propone utilizar un sustrato FR4 de bajo costo con un espesor de 1.6 mm, una tangente de pérdida de 0.02, y una constante dieléctrica de 4.4. Para lograr la independencia de la polarización, se emplean parches circulares de 10 mm y parches circulares con anillo, como se muestra en las Figura 3.5a y Figura 3.5b respectivamente. Además, se ubican una placa de cobre a una distancia de 10 mm debajo del dieléctrico para permitir las reflexiones de las ondas incidentes. Este método favorece la obtención de un mayor ancho de banda. También, la región entre el dieléctrico y la placa de cobre se rellena con espuma, la cual tiene una constante dieléctrica aproximada de 1. Este diseño de celda unitaria se elige por su construcción simple y de bajo costo.

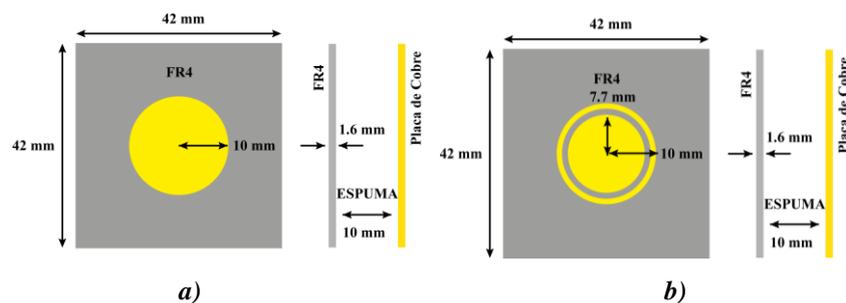


Figura 3.5: Vista superior y vista lateral de la celda unitaria a 3.5 GHz: **a)** Parche circular; **b)** Parche circular con un anillo.

Se presentan los resultados de la magnitud y fase de los parámetros TE y TM para la celda unitaria del parche de tipo circular y el parche de tipo circular con un anillo. En la Figura 3.6a se muestra la magnitud del coeficiente de reflexión, que fue de -0.29 dB, mientras que en la

Figura 3.6b se observa la fase del coeficiente de reflexión, que fue de -6° a la frecuencia de 3.5 GHz para los modos TE y TM. Por otro lado, en la Figura 3.7a se puede visualizar la magnitud del coeficiente de reflexión para la celda unitaria del parche de tipo circular con un anillo, que fue de -1.7 dB, y en la Figura 3.7b se puede evidenciar la fase del coeficiente de reflexión, que fue de -147° a la frecuencia de 3.5 GHz para los modos TE y TM.

- $SZ_{max(1)}, Z_{max(1)}$: incidente modo TE, reflejada modo TE.
- $SZ_{max(2)}, Z_{max(2)}$: incidente modo TM, reflejada modo TM.

Estas estructuras permiten superar las pérdidas relacionadas con la polarización y los desajustes. En particular, el parche circular con anillo logra una magnitud similar del coeficiente de reflexión, pero con un desfase cercano a 180° .

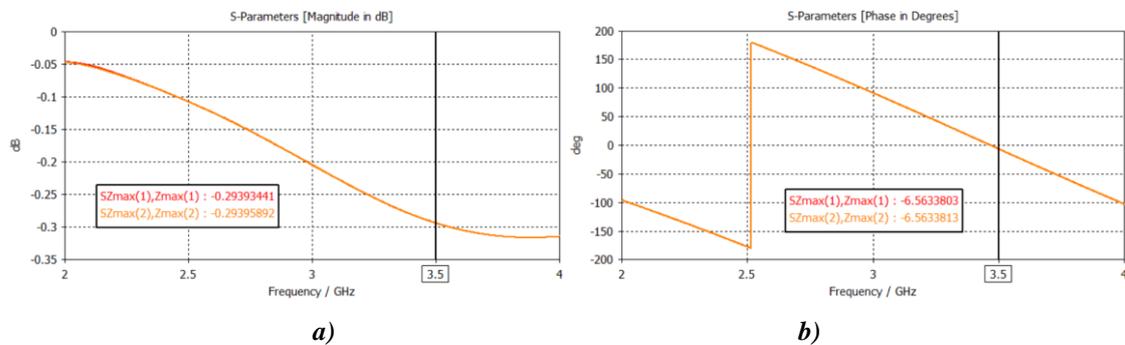


Figura 3.6: Parche circular a 3.5 GHz: **a)** Magnitud de S_{11} ; **b)** Fase de S_{11} .

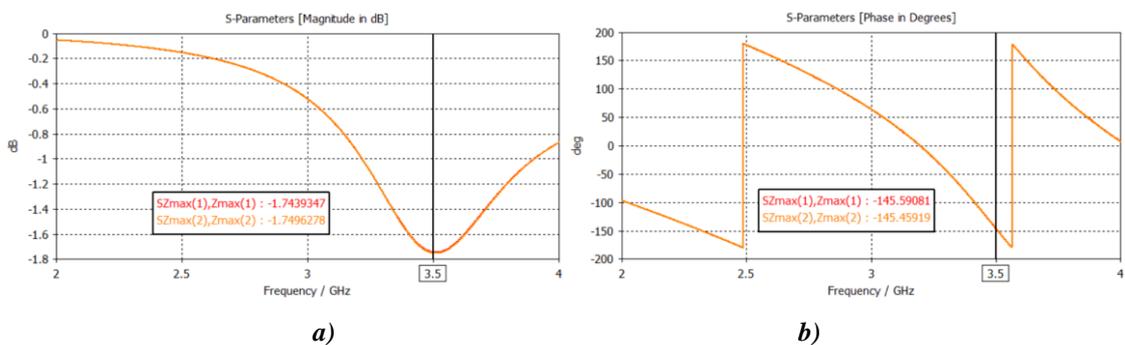


Figura 3.7: Parche circular con un anillo a 3.5 GHz: **a)** Magnitud de S_{11} ; **b)** Fase de S_{11} .

La magnitud de la impedancia de entra del parche circula y del parche circular con un anillo se muestra en la Figura 3.8a y Figura 3.8b, respectivamente. El diseño de la RIS implica que las celdas unitarias tienen diferentes magnitudes de impedancia de entrada. Esto significa que algunas celdas reflejan más energía que otras, lo cual tiene un impacto en la distribución de la energía reflejada y, en consecuencia, en el patrón de radiación. Cuando una celda unitaria tiene una mayor magnitud de impedancia, reflejará una mayor cantidad de energía, lo que

puede resultar en una concentración de energía reflejada en direcciones específicas. En contraste, una celda unitaria con una menor magnitud de impedancia reflejará menos energía y puede tener una influencia menor en la distribución de energía reflejada.

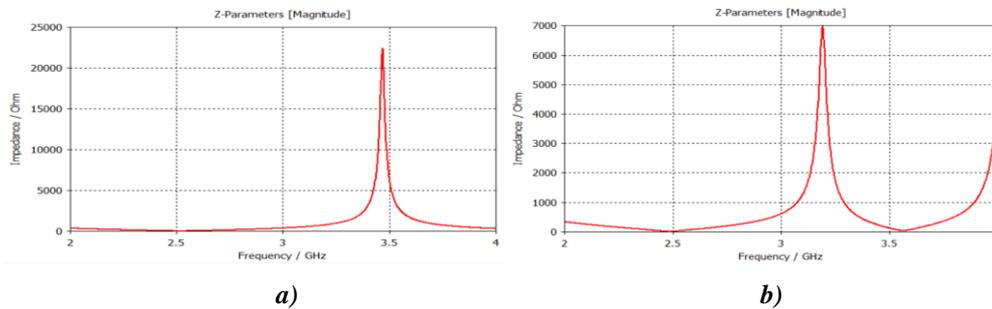


Figura 3.8: La magnitud de la impedancia de entrada a 3.5 GHz: **a)** Parche circular; **b)** Parche circular con un anillo.

3.6.2.2 MATRIZ DE 10 X 10 CELDAS UNITARIAS

Se realizó una evaluación del rendimiento de radiación utilizando una matriz de celdas unitarias de 10 x 10 unidades. Se presentaron diferentes configuraciones de celdas unitarias. La Figura 3.9a se muestra el tipo de parche circular de 10 x 10 celdas unitarias, mientras que en la Figura 3.9b y en la Figura 3.10 se observa el parche circular con un anillo de 10 x 10 celdas unitarias y la matriz combinada de 10 x 10 celdas unitarias, respectivamente. Además, se utilizó una antena de bocina estándar que opera a 3.5 GHz.

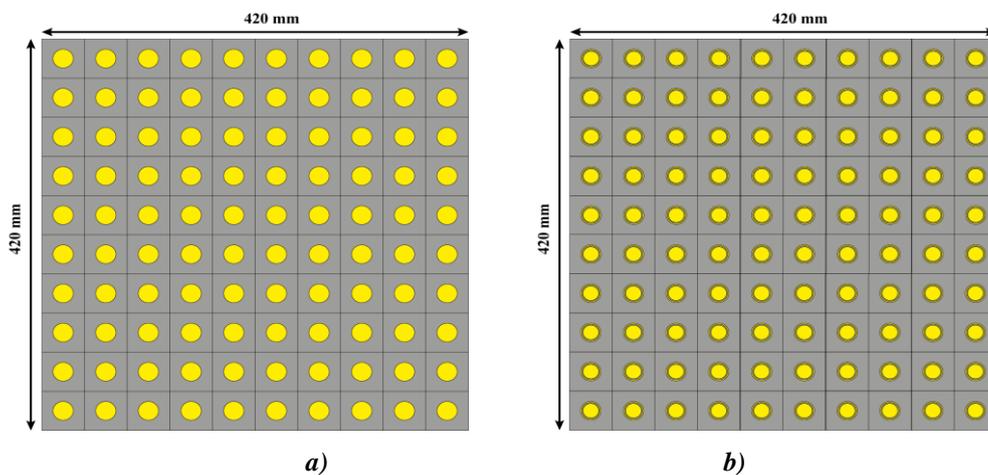


Figura 3.9: Matriz de celdas unitarias de 10 x 10 a 3.5 GHz: **a)** Parche de tipo circular; **b)** Parche de tipo circular con un anillo.

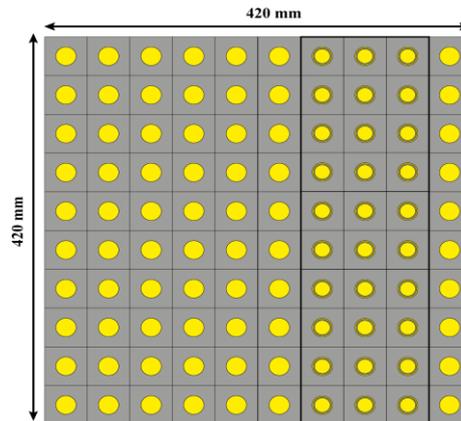


Figura 3.10: Matriz de celdas unitarias de 10 x 10 con estructura combinada a 3.5 GHz.

A continuación, se llevó a cabo la evaluación del rendimiento de radiación de cada matriz. En el caso de la matriz de parche circular de 10 x 10 y la matriz de parche circular con anillo de 10 x 10, se realizaron rotaciones de las estructuras en un ángulo de 30° de la alimentación a una distancia de 1 metro, como se ilustra en el ANEXO 8, se puede evidenciar que ambas matrices funcionaron como buenos reflectores, exhibiendo un ángulo de reflexión de la señal de 58°. Se logró una directividad y ganancia de 17 dBi y 16.9 dBi, respectivamente, a 3.5 GHz para la matriz de parche circular. En el caso de la matriz de parche circular con anillo, se obtuvo una directividad y ganancia de 15.8 dBi y 15.5 dBi, respectivamente, a la misma frecuencia.

3.6.3 REPLICA DEL DISEÑO 2: “RIS CON RECONFIGURACIÓN MEDIANTE ROTACIÓN DE CELDAS UNITARIAS”

El diseño presentado en el artículo [26], destaca por su capacidad de redirigir las señales. La RIS pasiva propuesta es altamente eficiente, con un amplio ángulo de cobertura y con capacidad de ser reconfigurable y omnidireccional. Este retrorreflector está formado por una metasuperficie de gradiente de fase bloqueado por espín. El meta-átomo constituyente se implementa usando el principio de fase de Pancharatnam-Berry (PB) [26], donde la fase de reflexión depende de su orientación estructural, manteniendo la misma dirección de giro que la incidencia de la luz u onda que lo atraviesa. De este modo, se consigue tener un control dinámico y constante sobre la fase de reflexión de los meta-átomos que forman la metasuperficie, al modificar de manera individual sus orientaciones mediante una rotación mecánica. Para llevar a cabo esta rotación, se emplea la técnica de micromotor, que permite girar los meta-átomos y obtener los perfiles de fase deseados en la metasuperficie.

3.6.3.1 DISEÑO DE LA CELDA UNITARIA

El elemento resonante se vaso de un meta-átomo doble en forma de “C” o también conocido como Split-ring resonator (resonador de anillo partido), como se muestra en la Figura 3.11. Este Split-ring resonator gira en sentido contrario a las agujas del reloj alrededor de su centro geométrico por un ángulo (q), y está iluminado por ondas polarizadas circularmente a la derecha y a la izquierda (RCP y LCP), representadas por E_i^R y E_i^L respectivamente [26]. Bajo estas condiciones, la expresión para la onda de reflexión de la metasuperficie se indica en las ecuaciones (18) y (19).

$$E_r^R = r_{LR} E_i^L + r_{RR} e^{-j2q} E_i^R \quad (18)$$

$$E_r^L = r_{RL} E_i^R + r_{LL} e^{+j2q} E_i^L \quad (19)$$

Los coeficientes de reflexión de polarización cruzada y copolarizada para la incidencia de polarización cruzada se representan como r_{LR} y r_{RR} , respectivamente. Es importante destacar que la dirección de la reflexión es la misma que la dirección de la incidencia. Mientras tanto, en la onda reflejada, se añade una fase adicional de $\pm 2q$ basada en el concepto de fase de PB, donde el signo "+" y "-" se refiere a la incidencia de polarización circular izquierda (LCP) y polarización circular derecha (RCP), respectivamente [26].

En relación a la retrorreflexión, la ley de Snell generalizada (ecuación (11)) permite calcular la relación entre el ángulo de reflexión (θ_r) y la onda incidente (θ_i), presentada en la ecuación (20), donde k_0 es el vector de onda en el espacio libre, n_i es el índice de refracción del medio huésped en la región incidente, $d\Phi/dx = 2\pi/L = 2\alpha/p$ es el gradiente de fase a lo largo del eje x, L es la longitud del período de la metasuperficie que cubre 2π rango de fases, α es la diferencia de ángulo de rotación entre los metaátomos adyacentes, y p es la longitud del período del meta-átomo.

$$\theta_r = -\theta_i = \sin^{-1} \left(\frac{1}{2} \frac{k_0}{k_i} \frac{2\alpha}{p} \right) \quad (20)$$

Cuando se produce una retrorreflexión, es decir, la incidencia se desvía a la fuente, dicha metasuperficie de gradiente de fase adaptativo debe diseñarse para cumplir la condición de la ecuación (20), donde θ_r es el ángulo de retrorreflexión. Su valor absoluto es igual al ángulo de incidencia θ_i , y el signo negativo se atribuye a la dirección inversa de la onda de entrada y salida.

El Split-ring resonator presenta un grosor de 0.07 veces la longitud de onda de funcionamiento (λ_0) en la frecuencia central de 4 GHz ($0.07 \lambda_0 = 5.25$ mm). El patrón metálico está fabricado con cobre (conductividad eléctrica ($\sigma = 5.96 \times 10^7$ S m⁻¹) y tiene un espesor de 0.018 mm. El sustrato dieléctrico seleccionado es Rogers RO4360G2, con una constante dieléctrica (ϵ_r) de 6.15 y una pérdida dieléctrica ($\tan\delta$) de 0.0038, teniendo un espesor de 1.524 mm. Además, se establece una distancia de aire entre la capa de sustrato y la capa de tierra de $h = 3.7$ mm.

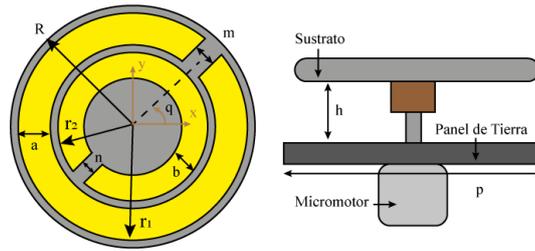


Figura 3.11: Vista superior y lateral del Split-ring resonator cargado con micromotor a 4 GHz.

La Tabla 3.3 muestra las mediciones del Split-ring resonator a la frecuencia de 4 GHz.

Tabla 3.3: Parámetros usados del Split-ring resonator a 4 GHz.

R (mm)	8	p (mm)	17	a (mm)	2.1	b (mm)	1.7
r₁ (mm)	7.5	r₂ (mm)	4.9	m (mm)	1.5	n (mm)	1

La Figura 3.12a presenta los resultados de simulación de los coeficientes de reflexión copolarizados (rLL) y cruzados (rRL) para la incidencia normal de una onda con polarización circular izquierda (LCP), cuando q es igual a 45°. Los resultados muestran que la amplitud del rLL es cercana a 1, lo que indica que la mayor parte de la onda incidente con polarización circular izquierda se mantiene sin cambios al reflejarse. Por otro lado, el rRL muestra valores cercanos a cero en el rango de frecuencia de 3.75 a 4.6 GHz, acercándose a la condición de formar un elemento PB ideal que garantice $r_{LL} = 1$ y $r_{RL} = 0$ [26].

Con este fin, al girar continuamente los Split-ring resonators hasta 180°, pueden lograr un rango de fase continuo de 360° completo, como se observa en la Figura 3.12b. Por consiguiente, es posible realizar una reflexión arbitraria bloqueada por espín utilizando una metasuperficie de gradiente de fase reflectante basada en la fase PB.

Por lo tanto, los resultados son prometedores, ya que sugieren que el Split-ring resonator muestra una alta selectividad en la manipulación de diversas polarizaciones, lo que podría abrir oportunidades para aplicaciones en dispositivos sintonizados a frecuencias específicas y en la creación de superficies reflectantes.

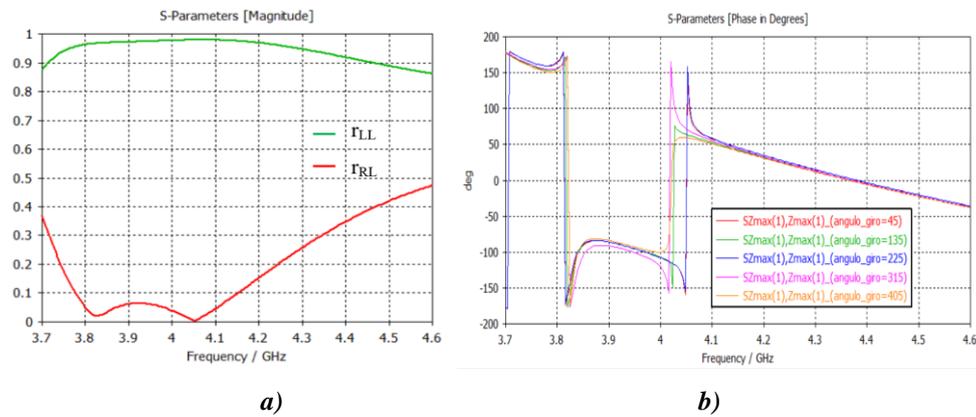


Figura 3.12: Graficas del comportamiento del Split-ring resonator de 3.7 GHz a 4.6 GHz.; **a)** Amplitud bajo incidencia normal de LCP; **b)** Fase de 45 a 405 grados de giro.

Los elementos resonantes replicados pudieron lograrse exitosamente, aunque se observó una pequeña variación en los resultados. Esta diferencia podría deberse al hecho de que se utilizó un software diferente para realizar la simulación, en este caso, se empleó el software CST Studio Suite. Es común que diferentes herramientas de simulación puedan generar resultados ligeramente diferentes debido a sus diferentes algoritmos y métodos de cálculo. A pesar de la variación, el uso de CST Studio Suite permitió obtener resultados satisfactorios.

3.6.4 DISEÑOS DE RIS PASIVAS A 1900 MHZ

3.6.4.1 ALIMENTADOR PARA LA BANDA DE 1900 MHZ

A continuación, se realiza el diseño y la simulación de una guía rectangular de tipo WR-430 [42]. Esta guía tiene un rango de frecuencia de operación que va desde 1.72 GHz hasta 2.60 GHz. La guía ha sido modelada en aluminio utilizando el software CST Studio Suite.

El diseño de la bocina se lleva a cabo con una ganancia de 15 dB a una frecuencia de 1.92 GHz, como se visualiza en la Figura 3.13. La frecuencia de 1.92 GHz fue seleccionada debido a que corresponde a la frecuencia central de la banda de 1900 MHz, lo que la hace apropiada para la futura alimentación de las RIS pasivas diseñadas.

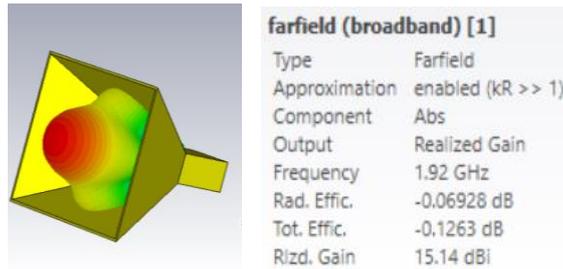


Figura 3.13: Diagrama de radiación 3D con una ganancia de 15 dB a 1.92 GHz de la guía rectangular WR-430 con bocina acoplada.

En la Tabla 3.4 se presentan las distintas dimensiones que se han tenido en cuenta en el diseño de la guía rectangular WR-430 con la bocina acoplada.

Tabla 3.4: Parámetros usados en la bocina piramidal WR-430 con ganancia de 15 dB a 1.92 GHz.

a (mm)	109.22	b (mm)	54.61	A (mm)	360.11	B (mm)	305.5
R_E (mm)	245.2	R_H (mm)	245.2	d (mm)	111.79	Grosor (mm)	4.06
		l (mm)	210.68				

3.6.5 RIS PASIVA CON RECONFIGURACIÓN MEDIANTE MOTOR MECÁNICO PARA LA BANDA DE 1900 MHZ

Los elementos resonantes de la RIS pasiva original se ajustó para operar a una frecuencia central de 1.92 GHz mediante el uso de las ecuaciones (16) y (17), mientras se mantuvieron las dimensiones del dieléctrico FR4. A esta frecuencia, la mitad de la longitud de onda ($\lambda_o/2$) en el espacio libre es de 78.125 mm. Por lo tanto, el tamaño de la celda unitaria fue de 78 mm \times 78 mm. Por ende, esta modificación implicó un aumento en el tamaño de las celdas unitarias, tanto en la celda unitaria circular y de la circular con anillo, como se observa en la Figura 3.14.

La Figura 3.15a, muestra la magnitud del coeficiente de reflexión para ambos ajustes: un parche circular y un parche circular con anillo. Los valores fueron de -0.19 dB y -1.66 dB, respectivamente, a la frecuencia de 1.92 GHz para los modos TE y TM. Por otro lado, en la Figura 3.15b, se presentan las fases correspondientes del coeficiente de reflexión, que resultaron ser de -9° para el parche circular y -176° aproximadamente para el parche circular con anillo, también a la misma frecuencia de 1.92 GHz para los modos TE y TM. Esto resultó en un desfase aproximado de 180° entre las dos configuraciones.

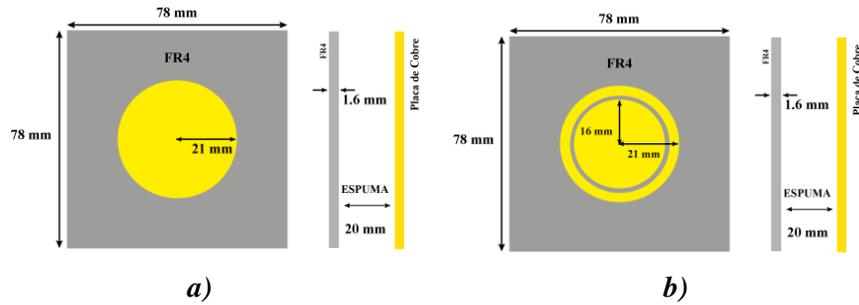


Figura 3.14: Vista superior y vista lateral de la celda unitaria operando en la banda de frecuencia de 1.92 GHz: **a)** Parche circular; **b)** Parche circular con un anillo.

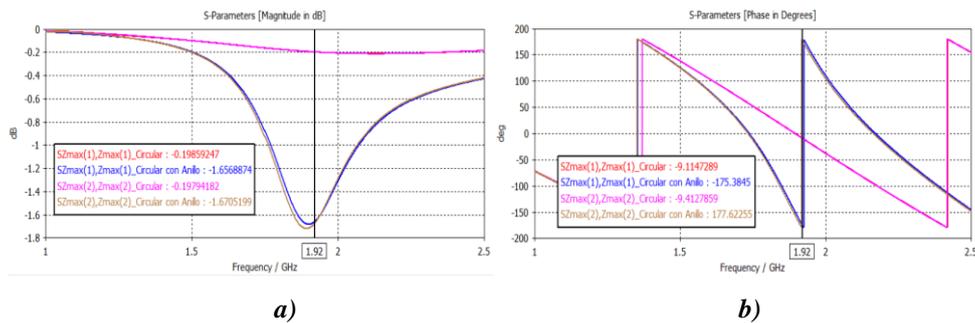


Figura 3.15: Parámetro S_{11} del parche circular y parche circular con anillo a 1.92 GHz: **a)** Magnitud; **b)** Fase.

El diseño de la RIS conlleva que las celdas unitarias presenten distintas magnitudes de impedancia de entrada. Esto implica que algunas celdas reflejan más energía que otras, lo que afecta la distribución de la energía reflejada y, por ende, el patrón de radiación.

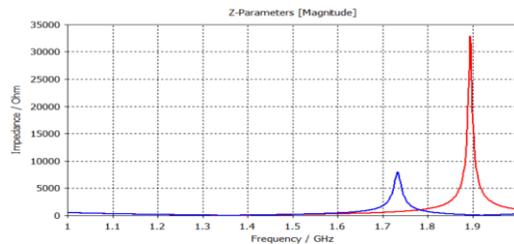


Figura 3.16: Magnitud de la impedancia de entrada del parche circular y parche circular con anillo.

3.6.6 RIS PASIVA CON RECONFIGURACIÓN MEDIANTE ROTACIÓN DE CELDAS UNITARIAS PARA LA BANDA DE 1900 MHZ

La RIS pasiva original fue modificada para funcionar a una frecuencia central de 1.92 GHz, logrando este ajuste mediante el cambio del dieléctrico a FR4. La elección de FR4 se debe a su bajo costo y a su capacidad para desempeñarse eficazmente en aplicaciones de frecuencias más bajas. A esta frecuencia, el Split-ring resonator tuvo un grosor de 21.6 mm,

aproximadamente a 0.14 veces la longitud de onda de funcionamiento (λ_0). Asimismo, se establece una distancia de $h = 20$ mm de aire entre la capa de sustrato y la capa de tierra.

La Tabla 3.5 presenta las dimensiones del Split-ring resonator para la banda de 1900 MHz. La figura que ilustra los parámetros relacionados se encuentra en la réplica del diseño 2.

Tabla 3.5: Parámetros usados del Split-ring resonator a 1900 MHz.

R (mm)	24	p (mm)	60	a (mm)	6.3	b (mm)	5.1
r₁ (mm)	22.5	r₂ (mm)	14.7	m (mm)	4.5	n (mm)	3

La Figura 3.17 indican que el rLL tiene una amplitud cercana a 1, lo que significa que la mayor parte de la onda incidente con polarización circular izquierda se refleja sin cambios significativos. Por otro lado, el rRL tiene valores cercanos a cero en el rango de frecuencia de 1.7 a 2.1 GHz, lo que sugiere que el Split-ring resonator es eficiente para la banda de 1900 MHz.

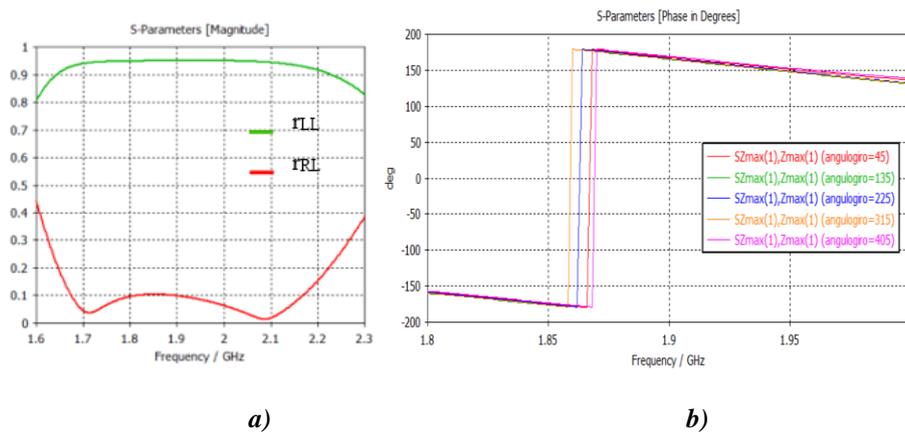


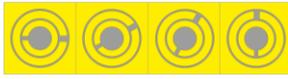
Figura 3.17: Graficas del comportamiento del Split-ring resonator para la banda de 1900 MHz.; **a)** Amplitud bajo incidencia normal de LCP; **b)** Fase 360 grados de giro.

3.6.7 RIS PROPUESTA PARA LA BANDA DE 1900 MHZ

En esta sección, se presenta una propuesta de diseño de una Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) pasiva, en la que se integran las celdas unitarias previamente mencionadas. Para lograrlo, se tomó como base la estructura de escalonamiento de frecuencia del primer diseño, sustituyendo las celdas circulares con anillo por Split-ring resonators, como se puede observar en el ANEXO 10.

Para obtener un conocimiento de cómo se pueden redirigir las señales, se lleva a cabo varios casos de reconfiguración de los Split-ring resonators.

Tabla 3.6: Representación Gráfica de los Giros del Split-ring resonator.

Forma de Giro 1	Forma de Giro 2	Forma de Giro 3	Forma de Giro 4
			
Las celdas se rotan en incrementos de 15 grados.	Las celdas se rotan en incrementos de 30 grados.	Las celdas se rotan en incrementos de 45 grados.	Las celdas se rotan en incrementos de 60 grados.

Adicionalmente, se procede a expandir la configuración incorporando un número adicional de celdas unitarias con la finalidad de examinar su respuesta ante un aumento en las dimensiones de la RIS.

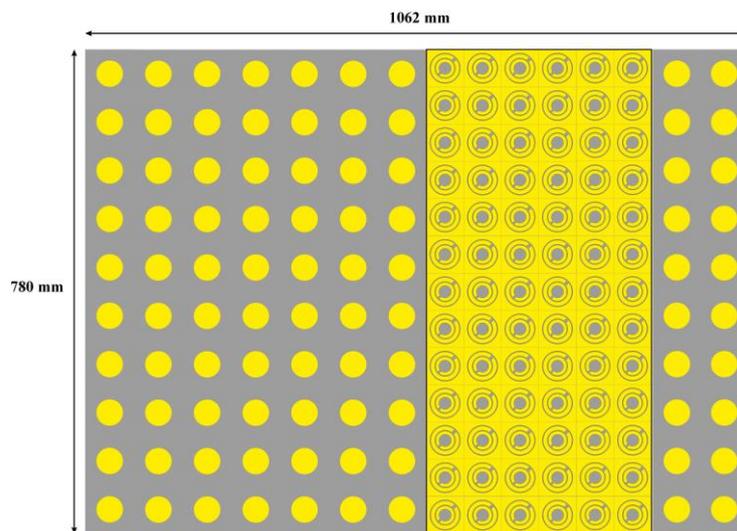


Figura 3.18: Diseño RIS de 168 Celdas Unitarias para la Banda de 1900 MHz.

Tal como se evidencia en la Figura 3.18, la estructura definitiva consta de un conjunto total de 168 celdas unitarias, formadas por 90 parches circulares, junto con 78 Split-ring resonator. Esta disposición conlleva a que las dimensiones de la RIS alcancen una medida de 1062 mm de ancho por 780 mm de alto.

El diseño presenta la ventaja de redirigir la señal a diversos ángulos a través de las configuraciones de los Split-ring resonators.

CAPÍTULO IV

4. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo, se lleva a cabo un análisis de los resultados obtenidos de las simulaciones efectuadas utilizando el software CST Studio Suite. Estos resultados se alinean con los objetivos establecidos en el proyecto de investigación, que incluyen los resultados obtenidos de los diagramas de radiación, los cuales son factible para determinar la ganancia y directividad.

4.1 ANÁLISIS DEL ALIMENTADOR PARA LA BANDA DE 1900 MHZ

El parámetro S_{11} del alimentador propuesto indica que cumple con los requisitos de adaptación ($S_{11} < -18 \text{ dB}$) para la banda de 1900 MHz, que va desde 1850 MHz hasta 1990 MHz. Esto se representa en la Figura 4.1, donde se muestra que a la frecuencia de 1.92 GHz se obtiene -18.84 dB. Además, la directividad y la ganancia obtenida del alimentador es de 15.3 dBi y 15.1 dBi, respectivamente, a 1.92 GHz, como se aprecia en la Figura 3.13.

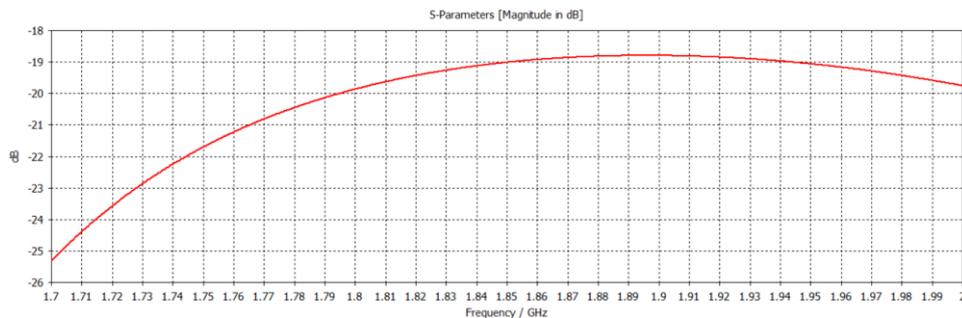


Figura 4.1: Resultado de la simulación del Parámetro S_{11} en CST Studio Suite de la transición de guía rectangular WR-460 con bocina acoplada.

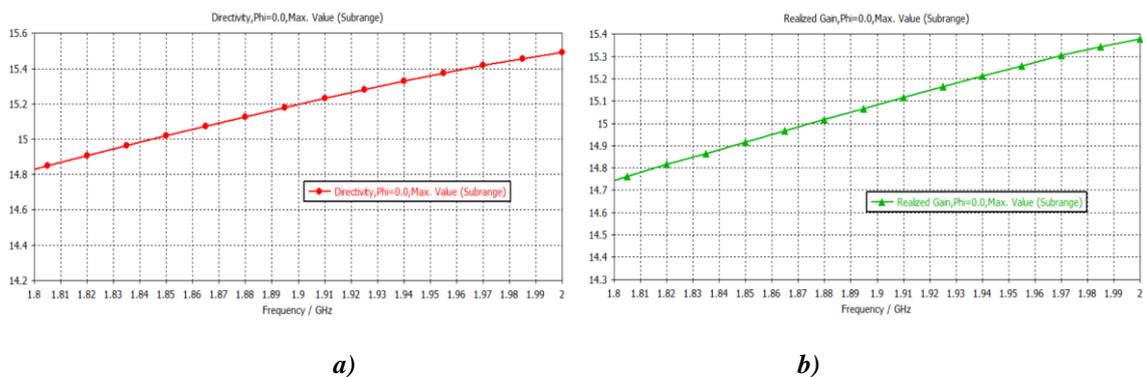


Figura 4.2: Rango de Frecuencias del alimentador a la banda de 1900 MHz, con respecto a la: **a)** Directividad; **b)** Ganancia.

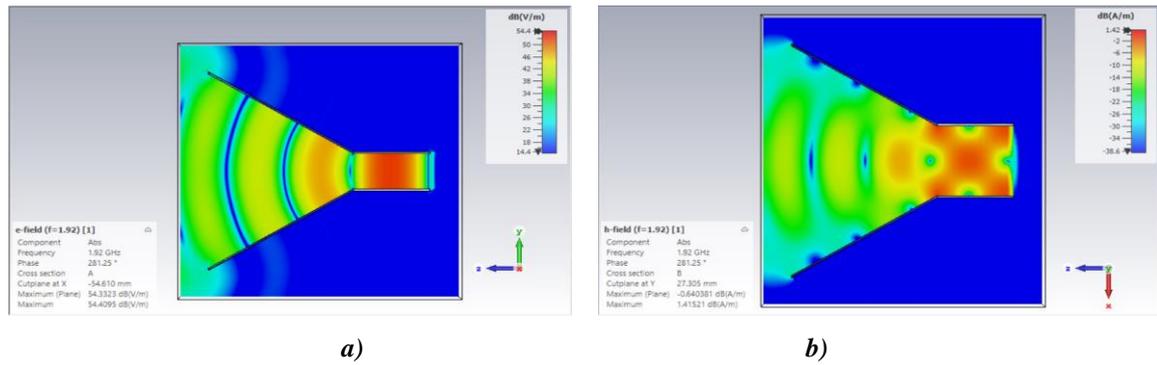


Figura 4.3: Resultados de simulación en CST Studio Suite de la Propagación de los campos para 1.92 GHz: *a)* Campo eléctrico en el plano z-y; *b)* Campo magnético en el plano x-z.

En las Figura 4.3 se puede observar la representación visual de la distribución y la intensidad de las fuerzas eléctricas en el espacio. Tanto el campo eléctrico como el campo magnético son componentes fundamentales de los fenómenos electromagnéticos. Estos campos son esenciales para comprender el comportamiento de las ondas electromagnéticas y la propagación de la energía en el espacio.

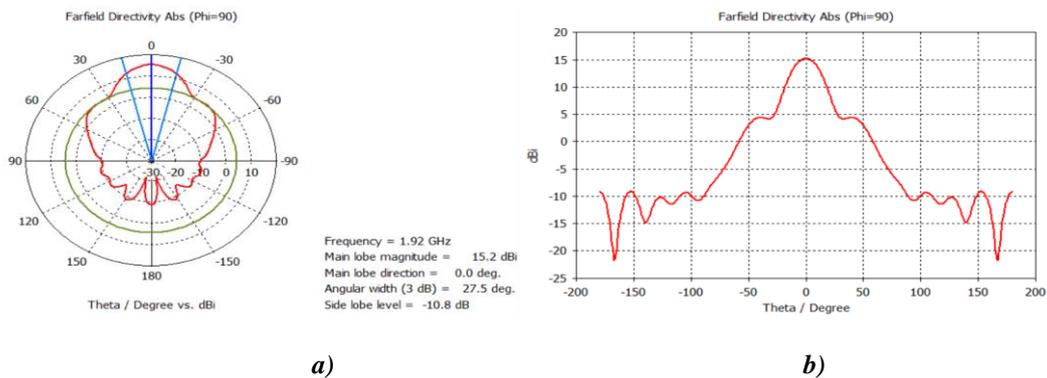


Figura 4.4: Resultados de simulación en CST Studio Suite del alimentador propuesto: *a)* Diagrama de radiación en Polar; *b)* Diagrama de radiación en Cartesiana.

Mediante el diagrama polar (Figura 4.4a) y el diagrama cartesiano (Figura 4.4b) permiten visualizar mejor el comportamiento de los lóbulos de radiación. El diagrama polar muestra la distribución del campo electromagnético en función del ángulo y la distancia desde la fuente. El diagrama cartesiano muestra la distribución del campo eléctrico en un plano bidimensional.

4.2 RESULTADOS DE LA RIS PASIVA REPLICADA Y ESCALAMIENTO DE FRECUENCIA PARA EL DISEÑO 1

4.2.1 RESULTADOS DE LA RIS PASIVA REPLICADA

4.2.1.1 ANÁLISIS DE LOS LÓBULOS DE RADIACIÓN DE LA MATRIZ COMBINADA

No obstante, para lograr un coeficiente de reflexión realmente bueno para la matriz combinada 10×10 celdas unitarias, se colocó una antena de bocina transmisora en un ángulo de 0° y a una distancia de 1 metro de la matriz combinada. Se puede apreciar que el lóbulo principal presento una reflexión de la señal de -12° , con una directividad de 17 dBi y con una ganancia de 16.7 dBi. Además, se observó la presencia de un lóbulo lateral (SLL) en el diagrama de radiación de la matriz combinada. Este SLL reflejó la señal a un ángulo de 21° , con una directividad y ganancia de 10 dBi y 9.7 dBi, respectivamente, a una frecuencia de 3.5 GHz, mientras la estructura se encontraba girada a 0° , como se observa en la Figura 4.5. Es importante destacar que este SLL tiene un nivel de decibelios más bajo, lo cual puede evitar que la señal se dirija hacia una dirección no deseada. Las Figura 4.6a y Figura 4.6b proporcionan una representación visual de las características de radiación en forma polar y cartesiana, respectivamente.

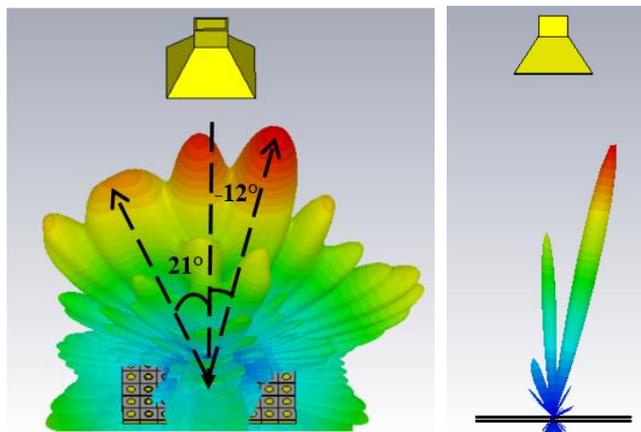


Figura 4.5: Resultado de diagrama de radiación 3D de la bocina, realizado en CST Studio Suite de la matriz combinada 10×10 celdas unitarias a 3.5 GHz, estructura girada 0° .

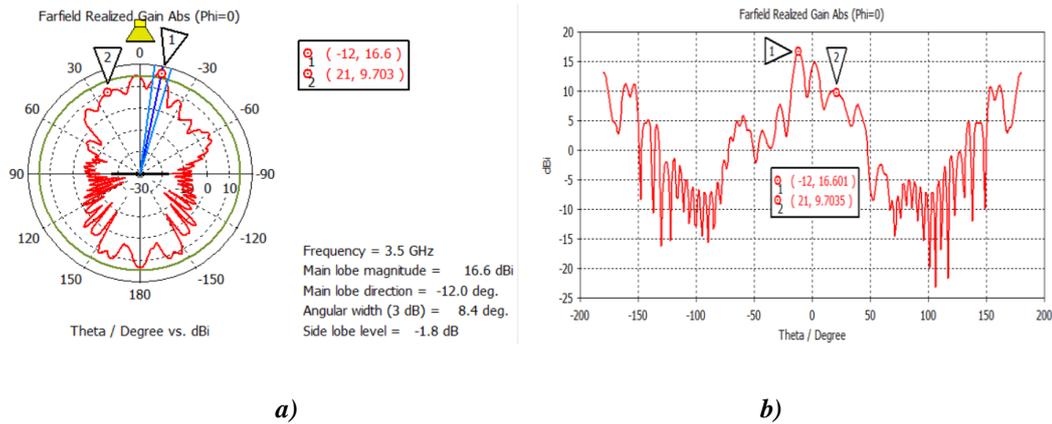


Figura 4.6: Diagramas de radiación 2D a 3.5 GHz de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias, estructura girada 0°: **a)** Forma polar; **b)** Forma cartesiana.

Se pudo comprobar que la RIS pasiva propuesto puede ser reconfigurado girando toda la estructura en ángulos de 0°, 90°, 180° y 270°. Existen situaciones en las que la reconfigurabilidad mecánica de la RIS giratorio es muy beneficiosa en comparación con los RIS basados en diodo PIN o diodo varactor. Las celdas unitarias utilizadas en el diseño son simples y fáciles de fabricar.

4.2.2 RESULTADOS DE ESCALAMIENTO DE FRECUENCIA PARA LA RIS PASIVA REPLICADA EN EL DISEÑO 1

4.2.2.1 ANÁLISIS DE LA RADIACIÓN PARA 10 X 10 CELDAS UNITARIAS PARA LA BANDA DE 1900 MHZ

Así mismo se colocó una antena de bocina transmisora a una distancia de 1 metro a un ángulo de 0° con respecto a la matriz combinada. El lóbulo principal presentó una reflexión de la señal de -10° (redirección a la derecha), con una directividad de 18.2 dBi y una ganancia de 17.7 dBi. Asimismo, se encontró un SLL que presentó una reflexión de la señal de 40° (redirección a la izquierda), con una directividad de 9.16 dBi y una ganancia de 8.65 dBi, lo que resultó en una disminución de la señal en esa dirección. Todo esto ocurrió a una frecuencia de 1.92 GHz mientras la estructura estaba girada a 0°, como se muestra en la Figura 4.7. Además, la Figura 4.8a y en la Figura 4.8b proporcionan una representación visual de las características de radiación en forma polar y cartesiana, respectivamente.

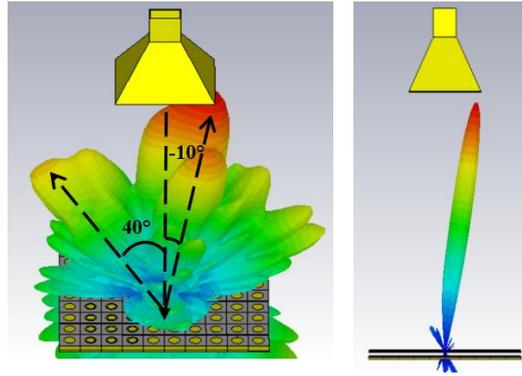


Figura 4.7: Resultado del diagrama de radiación 3D de la bocina, realizado en CST Studio Suite de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias a 1.92 GHz, estructura girada 0°.

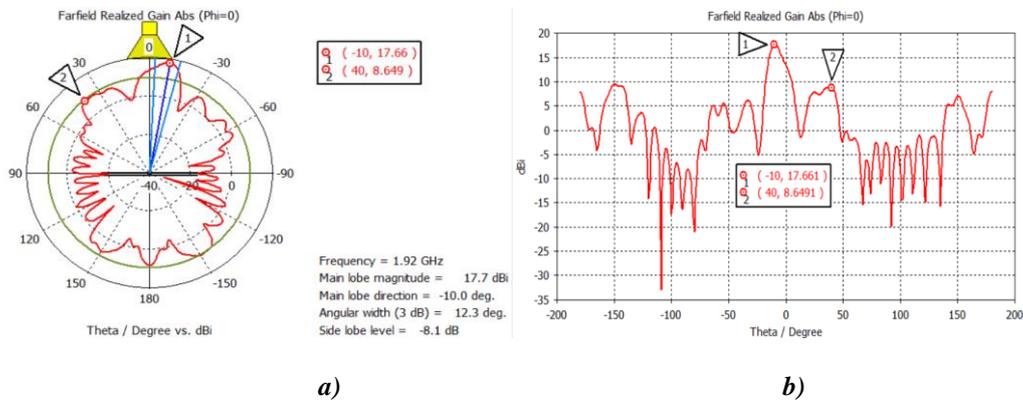


Figura 4.8: Diagramas de radiación 2D a 1.92 GHz de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias, estructura girada 0°: **a)** Forma polar; **b)** Forma cartesiana.

Se pudo comprobar que la RIS pasiva puede ser reconfigurado girando la estructura 180° como se muestra en la Figura 4.9. El lóbulo principal presento una reflexión de la señal de 10°, con una directividad de 18.2 dBi y una ganancia de 17.7 dBi.

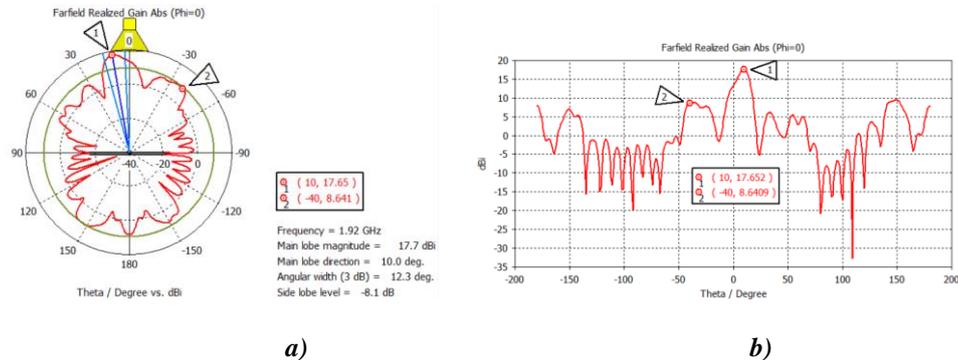


Figura 4.9: Diagramas de radiación 2D a 1.92 GHz de la matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias, estructura girada 180°: **a)** Forma polar; **b)** Forma cartesiana.

4.2.3 DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE LA REPLICA Y DEL ESCALAMIENTO DE FRECUENCIA DEL DISEÑO 1

A continuación, se presenta una Tabla 4.1 que resume los datos obtenidos a partir de la simulación de la RIS a dos frecuencias diferentes, 3.5 GHz y 1.92 GHz. A 1.92 GHz, se observa una menor redirección del lóbulo principal de -10 grados (redirección a la derecha) en comparación con los -12 grados (redirección a la derecha) registrados a 3.5 GHz. Esta diferencia sugiere que la configuración a 3.5 GHz tiene una mayor precisión en la dirección de la señal, lo que podría atribuirse a las variaciones en la longitud de onda entre las dos frecuencias.

En términos de directividad y ganancia, a 3.5 GHz se obtienen valores de 17 dBi y 16.7, respectivamente, mientras que a 1.92 GHz se alcanzan valores de 18.2 dBi y 17.7, respectivamente. Esto indica que la configuración a 1.92 GHz demuestra una mayor capacidad de focalización y amplificación de la señal en comparación con la configuración a 3.5 GHz.

Tabla 4.1: Comparación de Parámetros de la RIS entre 3.5 GHz y 1.92 GHz

PARÁMETROS	RIS combinada a 3.5 GHz	RIS combinada a 1.92 GHz
Redirección de la señal (Lóbulo Principal) Grados	-12°	-10°
Directividad (dBi)	17	18.2
Ganancia (dBi)	16.7	17.7
Radiación del SLL más alto (Grados)	20°	40°
Directividad (dBi)	10	9.16
Ganancia (dBi)	9.7	8.65

4.2.4 ANÁLISIS DE LA RIS PROPUESTA PARA LA BANDA DE 1900 MHZ

En este segmento se lleva a cabo el análisis de las dos estructuras RIS propuestas, dado que esta investigación se encuadra en un enfoque exploratorio. Las RIS están compuestas por celdas que consisten en parche microstrip circulares y Split-ring resonators. Las mediciones se ejecutaron a una frecuencia de 1.92 GHz, seleccionada debido a que representa la frecuencia central de la banda de 1900 MHz.

Para verificar que la RIS propuesta funciona como un reflector convencional a la frecuencia central de 1.92 GHz, los Split-ring resonators se mantuvieron en su configuración estándar y no se realizaron rotaciones.

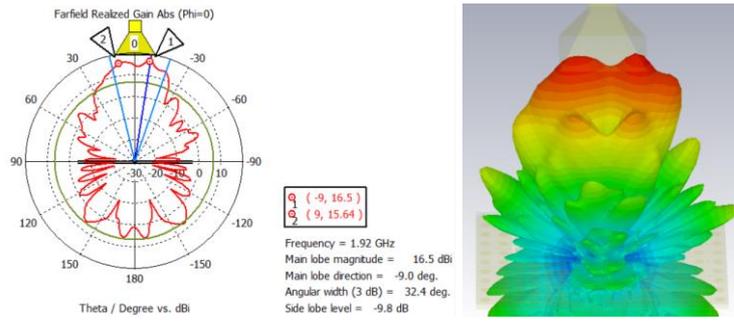


Figura 4.10: Resultado de la simulación realizado en CST Studio Suite de la RIS propuesta, configuración estándar.

Como se puede observar en la Figura 4.10, al reflejar la señal, se obtuvieron ganancias de aproximadamente 16.5 dBi a -9 grados (redirección a la derecha) y 15.6 dBi a 9 grados (redirección a la izquierda). Esto demuestra que al mantener los Split-ring resonators en su configuración estándar, la RIS se comporta como un reflector convencional.

A continuación, se realiza un análisis de la última estructura propuesta mediante varios ángulos de configuración. Los resultados de estas simulaciones se encuentran disponibles para su revisión en el ANEXO 12.

Tabla 4.2: Resultados de la RIS Propuesta a 1.92 GHz con diferentes configuraciones.

ROTAN EN INCREMENTOS DE LOS SPLIT-RING RESONATORS								
Ángulo de Rotación (Grados)	Radiación del Lóbulo Principal (Grados)	Ganancia (dBi)	Directividad (dBi)	Radiación del SLL más alto (Grados)	Ganancia (dBi)	Directividad (dBi)	Diferencia	
							Ganancia (dBi)	Directividad (dBi)
5	-8°	18.7	19.2	18°	13.11	13.6	5.59	5.6
10	-8°	19	19.5	18°	12.3	12.8	6.7	6.7
15	-9°	19.3	19.7	18°	11	11.4	8.3	8.3
20	-9°	19	19.4	48°	7.5	7.9	11.5	11.5
25	-10°	18.6	18.9	49°	8.8	9.1	9.8	9.8
30	-11°	17.7	18	50°	9.7	10	8	8
35	-15°	17.2	17.6	40°	10.7	11.1	6.5	6.5
40	-16°	17.1	17.4	40°	11	11.4	6.1	6
45	-17°	16	16.4	40°	9.6	10	6.4	6.4
50	-9°	16.6	17	-20°	15.7	16	0.9	1
55	-8°	16.1	16.5	-20°	15.5	16	0.6	0.5
60	7°	16.2	16.5	-18°	14.6	15	1.6	1.5
65	-8°	16.1	16.5	-20°	15.5	16	0.6	0.5
70	7°	15.9	16.3	-10°	15.4	15.8	0.5	0.5
75	6°	16.4	16.8	-17°	15.4	15.8	1	1
80	5°	16.7	17.1	-18°	15.9	16.3	0.8	0.8

En la Figura 4.11, se presentan los resultados de los parámetros S_{11} en el rango de frecuencia de 1900MHz de la RIS pasiva propuesta con diversas configuraciones de rotación de los Split-ring resonator. Estos resultados indican que, independientemente de la configuración de rotación, la impedancia se mantiene consistentemente por debajo de los -15 dB aproximadamente. Además, en la Figura 4.12 se puede visualizar las ganancias de las diferentes rotaciones, incluida la del alimentado. Se puede observar que la RIS propuesta muestra consistentemente una ganancia superior a los 15 dB. Esta observación sugiere que la RIS exhibe un buen rendimiento en términos de impedancia y ganancia, independientemente de las rotaciones de los Split-ring resonator.

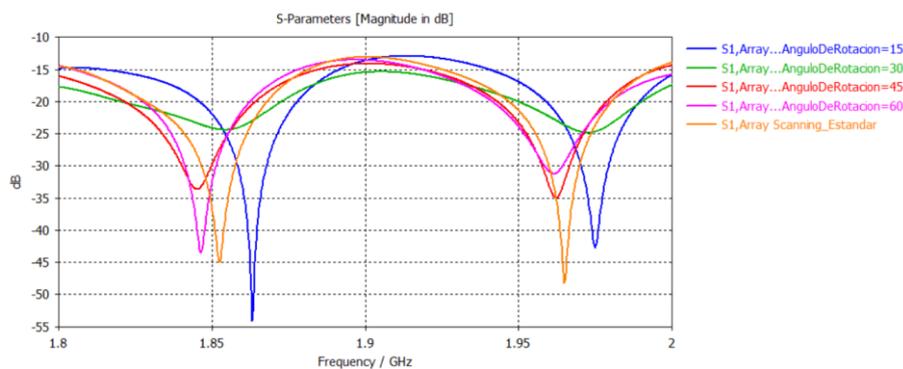


Figura 4.11: Variación de los Parámetros S_{11} en el Rango de Frecuencia de 1900 MHz mediante diferentes diversas configuraciones de los Split-ring resonators.

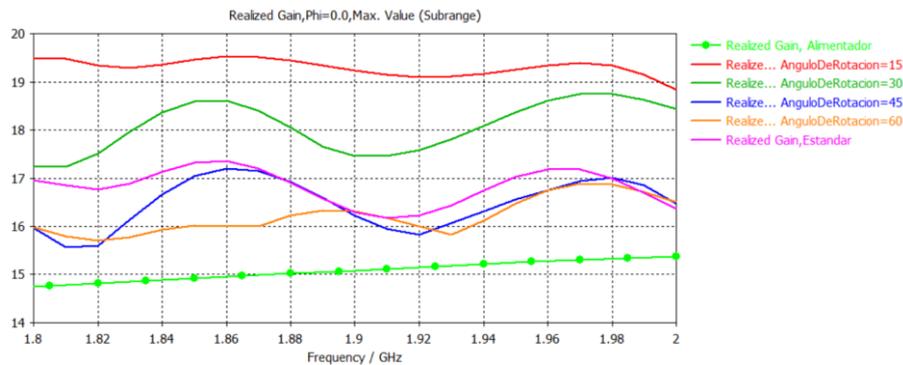


Figura 4.12: Resultados de las Ganancias en el Rango de Frecuencia de 1900 MHz del alimentador y las diferentes diversas configuraciones de los Split-ring resonators.

Posteriormente, se presentan gráficos que representa los datos obtenidos a partir de las simulaciones de la RIS propuesta. Estas representan gráficas que nos permitirá visualizar la relación entre las configuraciones de rotación de los Split-ring resonator, las redirecciones de la señal y las ganancias obtenidas de los Lóbulos Principales y de los Lóbulos Secundarios más altos.

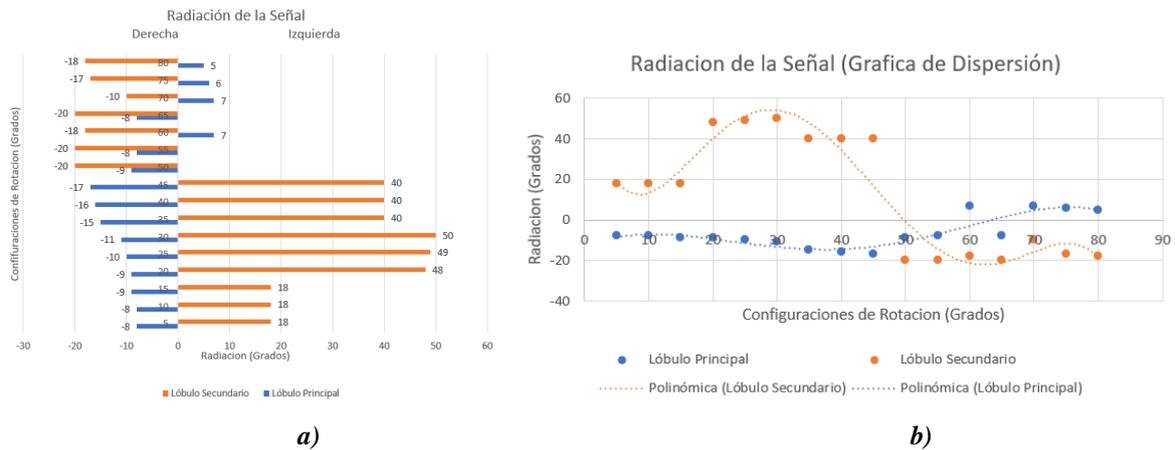


Figura 4.13: Graficas de los valores obtenidos, relacionando las diferentes configuraciones de rotación del Split-ring resonator y la redirección de la señal: **a)** Grafica de columnas agrupadas; **b)** Grafica de Dispersión.

Como se puede apreciar en la Figura 4.13, al aumentar el número de celdas se puede tener una mayor inclinación de la señal comparado con la primera estructura. Además, se puede evidenciar que al rotar las celdas, es posible redireccionar el lóbulo principal de la señal hasta -17 grados (redirección a la derecha) cuando el ángulo de rotación varía entre 5 y 45 grados.

Asimismo, continuando la rotación de las celdas, se logra una redirección de la señal en el lóbulo secundario (SLL) más alto, alcanzando un desvío de la señal de hasta -20 grados (redirección a la derecha) cuando el ángulo de rotación varía entre 50 y 65 grados, con una ganancia considerable, es decir, superior a 15 dBi. Para redirigir la señal en dirección opuesta, sería suficiente girar la estructura completa de la RIS a 180 grados.

La Figura 4.14 proporciona una representación gráfica de cómo las ganancias y las directividades de los lóbulos primarios y secundarios experimentan cambios en función de la rotación de las celdas. Se observa que el lóbulo principal exhibe una mayor ganancia en comparación con el lóbulo secundario, lo que resulta en redirecciones reducidas en los lóbulos secundarios (SLL). Esto permite la posibilidad de atenuar la señal en direcciones no deseadas.

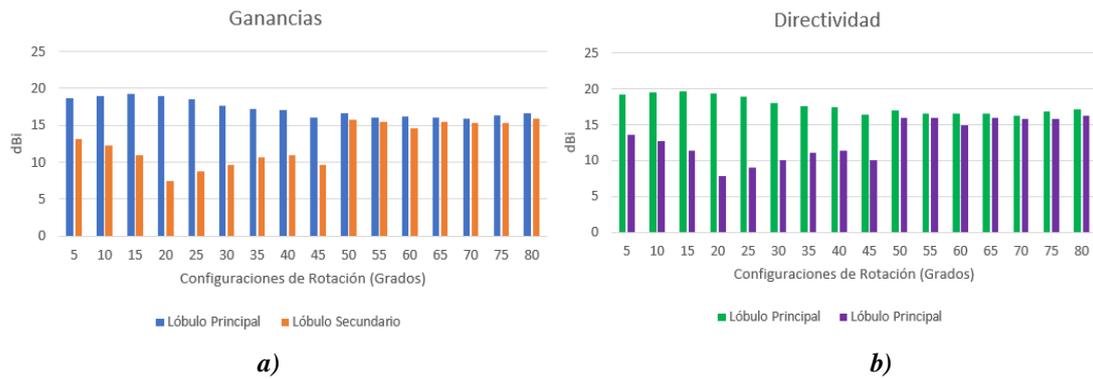


Figura 4.14: Graficas de columnas agrupadas, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y los lóbulos principales y secundarios: **a)** Ganancias; **b)** Directividades.

Para tener un mejor entendimiento de las variaciones de los lóbulos se realizó una gráfica de dispersión de las ganancias y directividades, que se muestra en la Figura 4.15. Estas representaciones gráficas muestran de forma visual como se distribuye o dispersan dos variables en un conjunto de datos. Sin embargo, se puede observar que al girar las celdas más allá de los 70 grados de rotación de las celdas, se produce un equilibrio entre las ganancias del lóbulo primario y del lóbulo secundario más alto. Esto lleva a que la RIS funcione de manera similar a un reflector convencional, y por lo cual ya no se recomendaría continuar aumentando el ángulo de rotación.

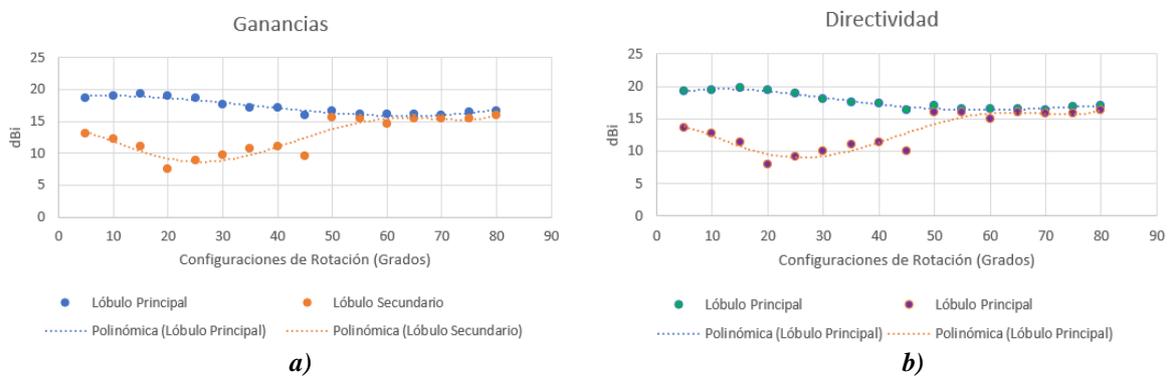


Figura 4.15: Graficas de dispersión, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y los lóbulos principales y secundarios: **a)** Ganancias; **b)** Directividades.

A continuación, se presenta la Tabla 4.3 que exhibe las ecuaciones polinómicas destinadas a describir el comportamiento de las gráficas de la ganancia y directividad de los lóbulos principales y de los lóbulos secundarios más elevados. Asimismo, se incluyen los valores de R-cuadrado, los cuales proporcionan información acerca del ajuste del modelo de regresión a los datos. En general, cuanto más cercano sea el valor de R-cuadrado a 1, mejor será el ajuste del modelo a los datos. En este caso, se puede observar que todos los valores de R-cuadrado son superiores a 0.8, lo que indica un buen ajuste de las ecuaciones polinómicas a los datos.

Tabla 4.3: Ecuaciones Polinómicas y R-cuadrado de las gráficas de dispersión.

	Dirección de los lóbulos	R-cuadrado
Radiación del Lóbulo Principal	$y = -2 * 10^{-8}x^5 - 8 * 10^{-6}x^4 + 0.0017x^3 - 0.0905x^2 + 1.4033x - 13.731$	0.7747
Radiación del SLL más alto	$y = -2 * 10^{-6}x^5 + 0.0005x^4 - 0.0405x^3 + 1.2656x^2 - 14.098x + 63.154$	0.9006
	Ganancia	R-cuadrado
Radiación del Lóbulo Principal	$y = 4 * 10^{-5}x^3 - 0.0041x^2 + 0.0608x + 18.795$	0.9421
Radiación del SLL más alto	$y = 1 * 10^{-7}x^5 - 3 * 10^{-5}x^4 + 0.0017x^3 - 0.0393x^2 + 0.0425x + 13.9$	0.8554
	Directividad	R-cuadrado
Radiación del Lóbulo Principal	$y = -1 * 10^{-6}x^4 + 0.0002x^3 - 0.0131x^2 + 0.2326x + 18.371$	0.97
Radiación del SLL más alto	$y = 1 * 10^{-7}x^5 - 3 * 10^{-5}x^4 + 0.0018x^3 - 0.0407x^2 + 0.0482x + 14.404$	0.8605

Posteriormente se exhiben gráficos que ilustran los intervalos de confianza, posibilitando el análisis de la incertidumbre en relación a una estimación puntual en un modelo de regresión. Estos intervalos de confianza consisten en rangos que indican la precisión de las estimaciones y los posibles valores reales que podrían corresponder con un nivel de confianza del 95% en todos los casos.

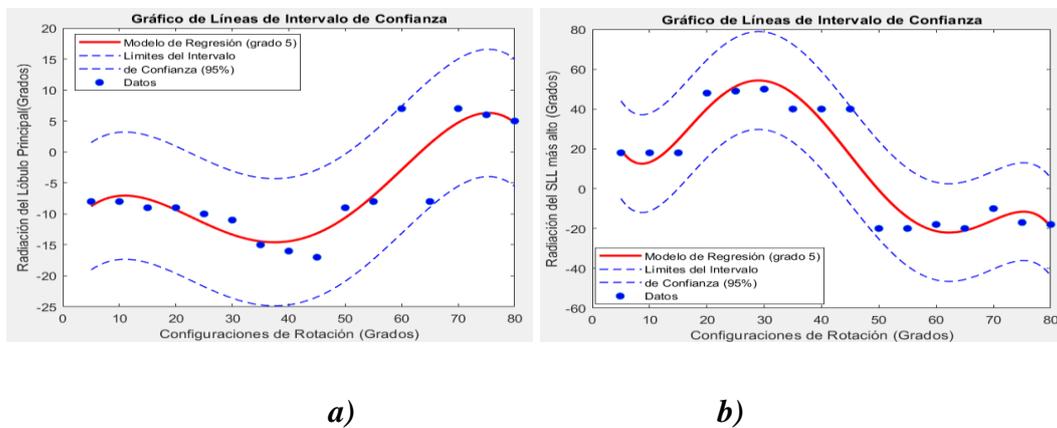
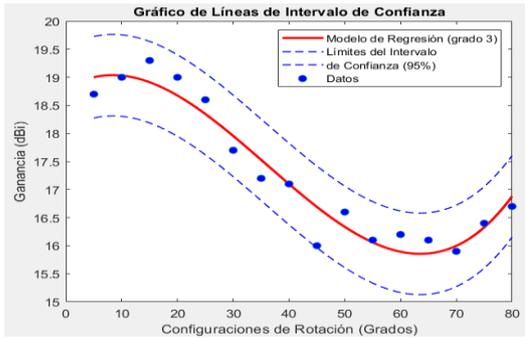
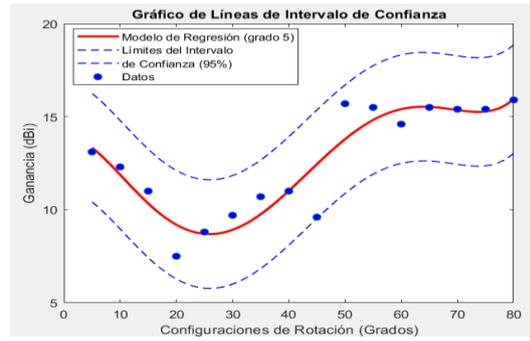


Figura 4.16: Gráficas de Intervalos de confianza, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y las siguientes variables: **a)** Radiación del lóbulo principal; **b)** Radiación del SLL más alto.

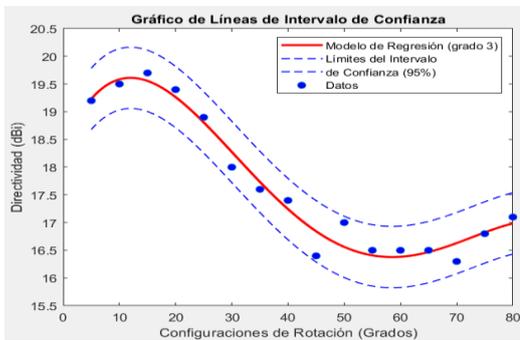


a)

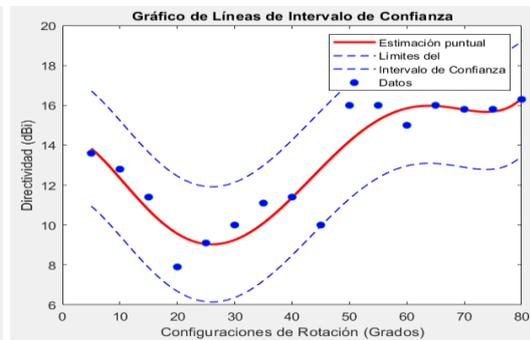


b)

Figura 4.17: Graficas de Intervalos de confianza, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y las siguientes variables: **a)** Ganancia de los lóbulos principales; **b)** Ganancia de los SLL más alto.



a)



b)

Figura 4.18: Graficas de Intervalos de confianza, relacionando las configuraciones de rotación del Split-ring resonator y las siguientes variables: **a)** Directividad de los lóbulos principales; **b)** Directividad de los SLL más alto.

CAPÍTULO V

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

- Se han explorado y replicado dos diseños de elementos resonantes para la RIS pasiva: uno basado en un parche circular y parche circular con anillo, y otro en Split-ring resonators, conocidos como enfoques “estático” y “dinámico”, respectivamente. Se ha llevado a cabo un análisis minucioso de ambos enfoques, lo cual ha confirmado su capacidad para redirigir señales con éxito.
- En este trabajo de investigación, se ha logrado la simulación exitosa de una antena utilizando la tecnología de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) pasiva, específicamente diseñada para operar en la banda de 1900 MHz, que abarca desde 1850 MHz hasta 1990 MHz, con un enfoque en la frecuencia central de 1920 MHz. La adaptación de estos elementos resonantes a la banda de 1900 MHz se ha logrado mediante técnicas de escalado de frecuencia, lo que ha permitido su funcionamiento efectivo en esta banda de interés.
- El proceso de investigación culmina con la presentación de un diseño de RIS pasiva , que consta de un conjunto total de 168 celdas unitarias, compuestas por 90 parches circulares y 78 Split-ring resonators. Esta disposición resulta en dimensiones de la RIS que abarcan 1062 mm de ancho por 780 mm de alto. Se logra una exitosa redirección de la señal, permitiendo su reflexión en una variedad de ángulos de hasta 20 grados, con una ganancia superior a 15 dBi. Estos resultados subrayan el potencial de las RIS pasivas para mejorar la cobertura de señal en entornos de comunicación móvil, lo que a su vez abre oportunidades para futuras investigaciones y aplicaciones prácticas en este campo

5.2 RECOMENDACIONES

- Es importante mantenerse al tanto de los estándares y regulaciones emergentes relacionados a las comunicaciones inalámbricas. Los espectros de frecuencia pueden estar sujetas a regulaciones específicas según el país.
- Mediante el diseño propuesto en esta investigación, si se requiere redirigir la señal en sentido opuesto, se puede considerar la implementación de un sistema de rotación en la estructura de la RIS. Esto permitirá un mayor control y flexibilidad en la dirección de la señal, lo que puede ser beneficioso en situaciones donde se requiera cambiar la orientación de la cobertura de manera eficiente y precisa.
- Dada la flexibilidad y el nivel de control que pueden alcanzarse mediante la rotación de los Split-ring resonators, para redirigir las señales, se sugiere la posibilidad de considerar su implementación e incrementar el número de celdas unitarias. Sin embargo, en esta investigación, la implementación y el aumento de celdas no se llevó a cabo debido a las limitaciones del presupuesto y limitaciones en la capacidad de procesamiento del equipo.
- Se recomienda realizar investigaciones adicionales para explorar aún más las aplicaciones y las ventajas de los diseños "estático" y "dinámico" de RIS pasivas en entornos específicos, como áreas urbanas densas, entornos rurales e interiores de edificios. Estas investigaciones pueden abordar desafíos en la parte de su implementación.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Sanjay Kumar, *Wireless Communication the fundamental and advanced concepts*, CRC Press., vol. 4. 2022.
- [2] W. D. Kimura, “What are electromagnetic waves?,” in *Title Electromagnetic Waves and Lasers (Second Edition)*, 2nd ed., IOP Publishing, 2020, pp. 1–32. doi: 10.1088/978-0-7503-3523-2ch1.
- [3] M. Alsharif, J. Kim, and J. Kim, “Green and Sustainable Cellular Base Stations: An Overview and Future Research Directions,” *Energies (Basel)*, vol. 10, no. 5, p. 587, Apr. 2017, doi: 10.3390/en10050587.
- [4] ARCOTEL, “Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones,” Gobierno del Encuentro. Accessed: Nov. 16, 2022. [Online]. Available: <https://www.arcotel.gob.ec/la-arcotel-brinda-nueve-servicios-a-la-ciudadania/>
- [5] Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones, “Servicio Móvil Avanzado,” *ARCOTEL*, pp. 1–12, May 2018. Accessed: Nov. 16, 2022. [Online]. Available: https://www.arcotel.gob.ec/wp-content/uploads/2015/01/BOLETIN-ESTADISTICO-Junio-2018_f.pdf
- [6] Fadil Danufane, “Wireless communications assisted by reconfigurable intelligent surfaces: an electromagnetic model,” *HAL open science*, pp. 1–144, Jun. 2021, Accessed: Dec. 26, 2022. [Online]. Available: <https://theses.hal.science/tel-03271277/>
- [7] Y. Liu *et al.*, “Reconfigurable Intelligent Surfaces: Principles and Opportunities,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 23, no. 3, pp. 1546–1577, 2021, doi: 10.1109/COMST.2021.3077737.
- [8] Q.-U.-A. Nadeem, A. Kammoun, A. Chaaban, M. Debbah, and M.-S. Alouini, “Intelligent Reflecting Surface Assisted Wireless Communication: Modeling and Channel Estimation,” *Cornell University*, vol. 2, pp. 1–7, Jun. 2019, Accessed: Jan. 02, 2023. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1906.02360>
- [9] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M.-S. Alouini, and R. Zhang, “Wireless Communications Through Reconfigurable Intelligent Surfaces,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 116753–116773, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2935192.
- [10] J. ur R. Kazim, H. T. Abbas, M. A. Imran, and Q. H. Abbasi, “Intelligent Reflective Surfaces – State of the Art,” in *Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication*, Wiley, 2021, pp. 1–18. doi: 10.1002/9781119695721.ch1.

- [11] Rafael García Domínguez and Cesar Otero, “Causas de tener mala cobertura en el móvil y consejos para solucionarlo,” *betech*. Accessed: Nov. 12, 2022. [Online]. Available: https://as.com/meristation/2018/06/27/betech/1530133722_758638.html
- [12] M. A. ElMossallamy, H. Zhang, L. Song, K. G. Seddik, Z. Han, and G. Y. Li, “Reconfigurable Intelligent Surfaces for Wireless Communications: Principles, Challenges, and Opportunities,” *IEEE Trans Cogn Commun Netw*, vol. 6, no. 3, pp. 990–1002, Sep. 2020, doi: 10.1109/TCCN.2020.2992604.
- [13] Castillo Marcillo and Miguel Ángel, “Análisis del Factor de Reducción de Interferencia de sistemas MIMO masivos con arreglos de gran apertura,” Universidad de las Fuerzas Armadas, Sangolquí, 2023. Accessed: Jul. 04, 2023. [Online]. Available: <https://repositorio.espe.edu.ec/bitstream/21000/36441/1/T-ESPE-058043.pdf>
- [14] F. Costa and M. Borgese, “Electromagnetic Model of Reflective Intelligent Surfaces,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 2, pp. 1577–1589, 2021, doi: 10.1109/OJCOMS.2021.3092217.
- [15] N. M. Tran, M. M. Amri, J. H. Park, S. Il Hwang, D. I. Kim, and K. W. Choi, “A Novel Coding Metasurface for Wireless Power Transfer Applications,” *Energies (Basel)*, vol. 12, no. 23, p. 4488, Nov. 2019, doi: 10.3390/en12234488.
- [16] X. Cao, Q. Chen, T. Tanaka, M. Kozai, and H. Minami, “A 1-bit Time-Modulated Reflectarray for Reconfigurable Intelligent Surface Applications,” *IEEE Trans Antennas Propag*, pp. 1–1, 2023, doi: 10.1109/TAP.2022.3233659.
- [17] R. Fara, P. Ratajczak, D.-T. Phan-Huy, A. Ourir, M. di Renzo, and J. de Rosny, “A Prototype of Reconfigurable Intelligent Surface with Continuous Control of the Reflection Phase,” *IEEE Wirel Commun*, vol. 29, no. 1, pp. 70–77, Feb. 2022, doi: 10.1109/MWC.007.00345.
- [18] G. C. Trichopoulos *et al.*, “Design and Evaluation of Reconfigurable Intelligent Surfaces in Real-World Environment,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 3, pp. 462–474, 2022, doi: 10.1109/OJCOMS.2022.3158310.
- [19] M. Dajer *et al.*, “Reconfigurable intelligent surface: design the channel – a new opportunity for future wireless networks,” *Digital Communications and Networks*, vol. 8, no. 2, pp. 87–104, Apr. 2022, doi: 10.1016/j.dcan.2021.11.002.
- [20] B. Rana, S.-S. Cho, and I.-P. Hong, “Review Paper on Hardware of Reconfigurable Intelligent Surfaces,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 29614–29634, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3261547.

- [21] M. Rossanese, P. Mursia, A. Garcia-Saavedra, V. Sciancalepore, A. Asadi, and X. Costa-Perez, “Designing, building, and characterizing RF switch-based reconfigurable intelligent surfaces,” in *Proceedings of the 16th ACM Workshop on Wireless Network Testbeds, Experimental evaluation & CHaracterization*, New York, NY, USA: ACM, Oct. 2022, pp. 69–76. doi: 10.1145/3556564.3558236.
- [22] S. Liu, L. Zhang, G. D. Bai, and T. J. Cui, “Flexible controls of broadband electromagnetic wavefronts with a mechanically programmable metamaterial,” *Sci Rep*, vol. 9, no. 1, p. 1809, Feb. 2019, doi: 10.1038/s41598-018-38328-2.
- [23] H. Jeong, E. Park, R. Phon, and S. Lim, “Mechatronic Reconfigurable Intelligent-Surface-Driven Indoor Fifth-Generation Wireless Communication,” *Advanced Intelligent Systems*, vol. 4, no. 12, p. 2200185, Dec. 2022, doi: 10.1002/aisy.202200185.
- [24] B. Rana, S.-S. Cho, and I.-P. Hong, “Parameters and Measurement Techniques of Reconfigurable Intelligent Surfaces,” *Micromachines (Basel)*, vol. 13, no. 11, p. 1841, Oct. 2022, doi: 10.3390/mi13111841.
- [25] B. Rana, S.-S. Cho, and I.-P. Hong, “Passive Type Reconfigurable Intelligent Surface: Measurement of Radiation Patterns,” *Micromachines (Basel)*, vol. 14, no. 4, p. 818, Apr. 2023, doi: 10.3390/mi14040818.
- [26] W. Yang *et al.*, “Angular-Adaptive Reconfigurable Spin-Locked Metasurface Retroreflector,” *Advanced Science*, vol. 8, no. 21, p. 2100885, Nov. 2021, doi: 10.1002/advs.202100885.
- [27] Lautaro Mendieta, “Canales de comunicaciones inalámbricas MIMO: simulación y evaluación de performance / MIMO wireless communications channels: simulation and performance evaluation,” Tesis, Instituto Balseiro Universidad Nacional de Cuyo, Argentina, 2020. Accessed: Jul. 06, 2023. [Online]. Available: <https://ricabib.cab.cnea.gov.ar/911/>
- [28] Hugo Bertolano and Silvia Vettorel, *7504-19 FÍSICA Ondas Electromagnéticas*. Universidad Nacional de Rosario Instituto Politécnico, 2019.
- [29] John wiley and Sons, “Antenna theory: analysis and design,” in *Fundamental Parameters and Ffigures-of-Merit of Antennas*, Fourth., Constantine A. Balanis, Ed., United States of America., 2016, pp. 25–105. Accessed: Jun. 07, 2023. [Online]. Available: <https://books.google.es/books?hl=es&lr=&id=iFEBCgAAQBAJ&oi=fnd&pg=PR13&d>

q=Antenna+Theory.+Analysis+and+Design+C.A.+Balanis.+John+Wiley&ots=C151pr
S9Ao&sig=_cz_69KPC14t5mp_y6zm-iId-
mY#v=onpage&q=Antenna%20Theory.%20Analysis%20and%20Design%20C.A.%2
0Balanis.%20John%20Wiley&f=false

- [30] D. G. Fang, *Antenna Theory and Microstrip Antennas*, Science Press. CRC Press, 2017. doi: 10.1201/b10302.
- [31] Miguel Ferrando Bataller, “ANTENAS PARA DISPOSITIVOS MÓVILES 5G e IoT,” Universidad Politecnica de Valencia, Valencia, 2019.
- [32] Javier López Hernández, “Diseño de antena de lente con alimentador bow-tie y polarización circular para aplicaciones 5G de muy alta velocidad,” Universidad Autonoma de Madrid, Madrid, 2021. Accessed: Jun. 07, 2023. [Online]. Available: https://repositorio.uam.es/bitstream/handle/10486/698394/lopez_hernandez_javier_tfg.pdf?sequence=1
- [33] “Diseño de antenas inteligentes,” Universidad Nacional de La Plata, 2021. doi: 10.35537/10915/131439.
- [34] Santillán Haro, Daniel Antonio, Córdova Ronquillo, Joshua Israel, Dávila Bermeo, and Manuel Alejandro, “Diseño y Validación de Lentes Metálicas (2.4GHz) para el Simulador Satelital en el Laboratorio de Electrónica de la Facultad de Ingeniería,” Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad Nacional de Chimborazo, Riobamba, 2023. Accessed: Jun. 07, 2023. [Online]. Available: <http://dspace.unach.edu.ec/handle/51000/10870>
- [35] L. X. Sanchez Torres, C. Herrera, and M. Restrepo, “Estudio de la aplicación de los metamateriales en el diseño de atenas textiles,” *Revista Politécnica*, vol. 15, no. 29, pp. 108–127, Jul. 2019, doi: 10.33571/rpolitec.v15n29a9.
- [36] T. Z. Fadhil, N. A. Murad, M. K. A. Rahim, M. R. Hamid, and L. O. Nur, “A Beam-Split Metasurface Antenna for 5G Applications,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 1162–1174, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3137324.
- [37] Gina M. Moreno, Santiago Perez-Walton, and Francisco López, “Metasuperficies en el diseño de antenas: una introducción,” *Ciencia E Ingeniería Neogranadina*, pp. 145–170, 2022.
- [38] L. Zheng and Y. Zhao, “Generalized Snell’s Law and Its Verification by Metasurface,” 2021, pp. 364–372. doi: 10.1007/978-3-030-50399-4_35.

- [39] H.-T. Chen, A. J. Taylor, and N. Yu, “A review of metasurfaces: physics and applications,” *Reports on Progress in Physics*, vol. 79, no. 7, p. 076401, Jul. 2016, doi: 10.1088/0034-4885/79/7/076401.
- [40] M. Jian *et al.*, “Reconfigurable intelligent surfaces for wireless communications: Overview of hardware designs, channel models, and estimation techniques,” *Intelligent and Converged Networks*, vol. 3, no. 1, pp. 1–32, Mar. 2022, doi: 10.23919/ICN.2022.0005.
- [41] “CST STUDIO SUITE,” Dassault Systèmes . Accessed: Jul. 18, 2023. [Online]. Available: Dassault Systèmes
- [42] “Waveguide Sizes,” www.everythingrf.com. Accessed: Jul. 16, 2023. [Online]. Available: <https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes>
- [43] Nikolova, “Horn Antennas (Rectangular horn antennas. Circular apertures.),” in *LECTURE 18: Horn Antennas*, 2022, pp. 1–28. Accessed: Jun. 08, 2023. [Online]. Available: https://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/L18_Horns.pdf

6. ANEXOS

ANEXO 1: La Figura 6.2 muestra cómo la frecuencia de trabajo se puede aumentar o disminuir mediante la variación de los valores de los varactores. Los resultados del modelo propuesto se presentaron utilizando fórmulas implementadas en Matlab, lo que indica que se utilizó el software Matlab para calcular y analizar los resultados.

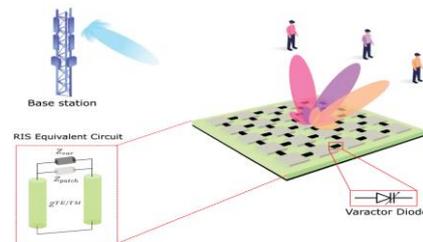


Figura 6.1: Diseño de la RIS cargado por Varactores [14].

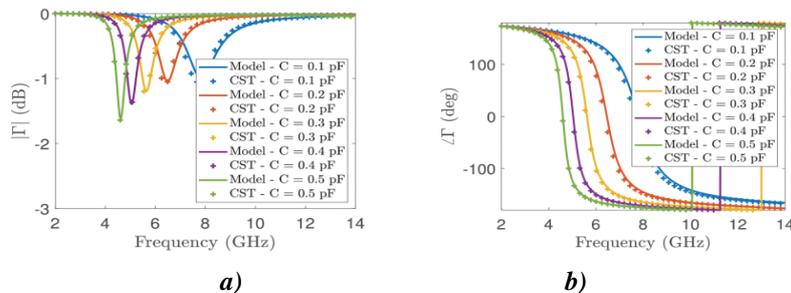


Figura 6.2: Resultados del modelo comparados con CST Studio Suite y el software Matlab: *a)* Amplitud; *b)* Fase del coeficiente de reflexión [14].

ANEXO 2: Como se visualiza en la Figura 6.4, el controlando adecuado de los estados ON/OFF de las celdas unitarias en la metasuperficie permite controlar adecuadamente la onda electromagnética (EM) reflejada que incide en la metasuperficie.

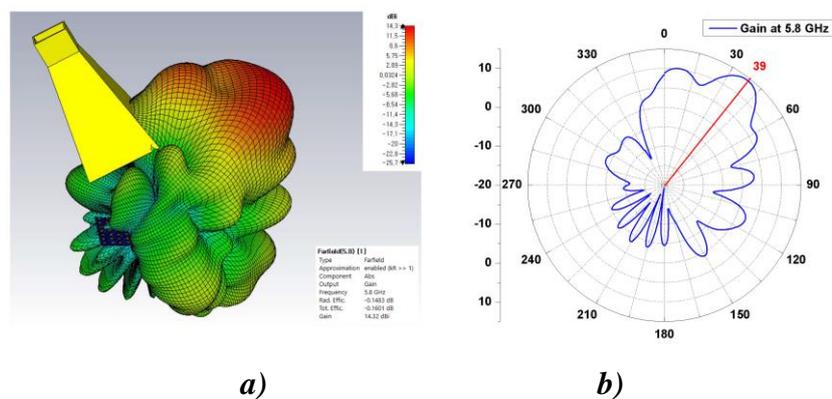


Figura 6.3: Los resultados de la simulación realizado en CST Studio Suite: *a)* La ganancia 3D total con la bocina y la metasuperficie; *b)* El diagrama de radiación 2D a 5.8 GHz [15].

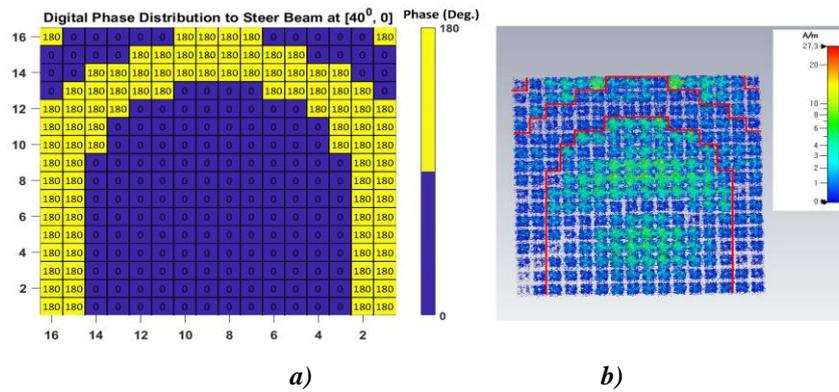


Figura 6.4: El patrón de codificación ON/OFF de la metasuperficie codificante: **a)** Matriz de distribución de fase calculada; **b)** Distribución de corriente simulada [15].

ANEXO 3: Resultados obtenidos con diferentes ángulos de reflexión utilizando diferentes patrones de ON/OFF de las celdas en la metasuperficie. Los resultados obtenidos en el prototipo son prometedores y demuestran que la RIS tiene el potencial de extender la cobertura inalámbrica en escenarios con alta congestión.

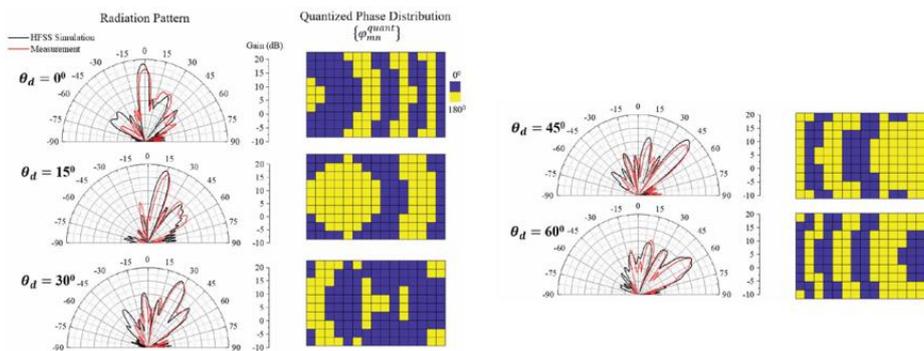


Figura 6.5: Resultados con diferentes ángulos de reflexión [18].

ANEXO 4: Se utilizan una matriz de 10 x 10 celdas unitarias de antenas de parche, que son componentes relativamente económicos y comúnmente utilizados en sistemas de comunicación inalámbrica.

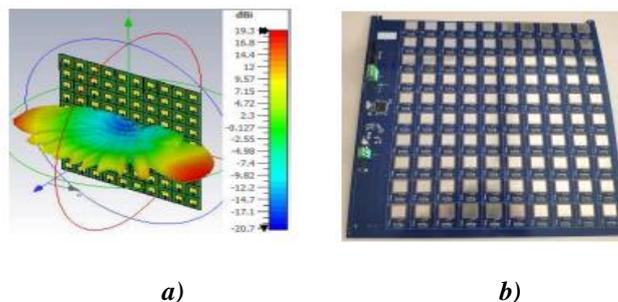


Figura 6.6: **a)** Patrón de formación de haces simulado en CST Studio Suite; **b)** Estructura del prototipo de la RIS con tecnología OPCB 10 x 10 [21].

ANEXO 5: El prototipo fabricado se muestra en la Figura 6.8. Este prototipo consta de 392 celdas unitarias y utiliza el ángulo de rotación de una celda unitaria única para determinar la fase de reflexión de una onda EM a una frecuencia de 32 GHz.

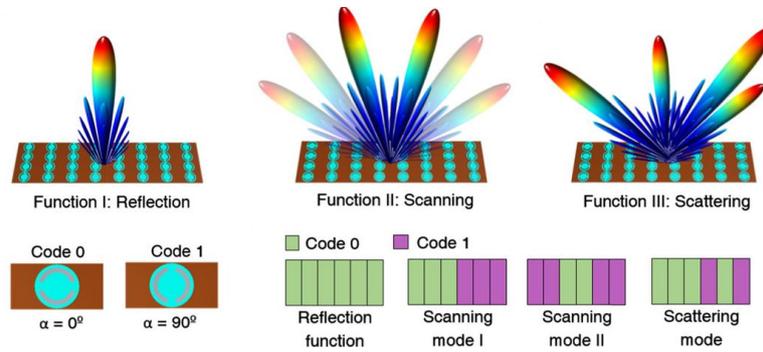


Figura 6.7: Simulación estructural completa de las capacidades de control de haz reflectante y clasificación de códigos según el ángulo de rotación de la celda unitaria [23].

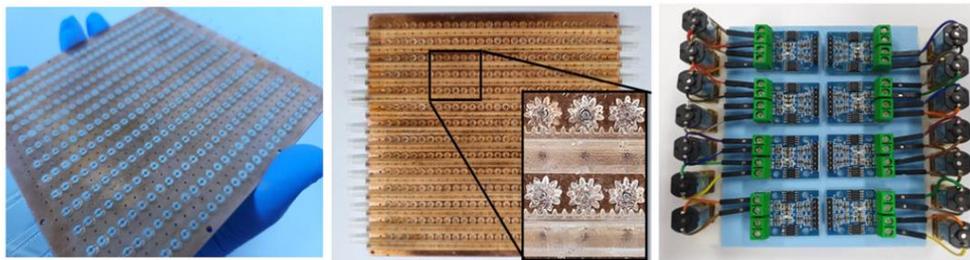


Figura 6.8: Muestra de prototipo fabricada [23].

ANEXO 6: Se ha desarrollado un Script en el software Matlab con el objetivo de calcular con precisión las dimensiones de la apertura rectangular, comúnmente conocida como Bocina Piramidal. Estas dimensiones son fundamentales para el diseño y construcción de la estructura. Para alcanzar este propósito, se han empleado las siguientes ecuaciones las cuales representan los cálculos esenciales para determinar las dimensiones adecuadas de la apertura.

La siguiente ecuación describe el diseño óptimo del cuerno piramidal. Generalmente se usa el valor de ganancia óptima de $Esp = 0.51$, lo que provoca que la ecuación sea polinomial de cuarto orden en A [43].

$$A^4 - aA^3 + \frac{3bG\lambda^2}{8\pi * Esp} A = \frac{3G^2\lambda^4}{32\pi^2 * Esp^2} \quad (21)$$

$$B = \frac{1}{2} \left(b + \sqrt{b^2 + \frac{8A(A-a)}{3}} \right) \quad (22)$$

Después de encontrar A y B se procede a calcular los valores de R_1 y R_2 .

$$R_1 = \frac{A^2}{3\lambda} \quad ; \quad R_2 = \frac{B^2}{3\lambda} \quad (23)$$

El valor de $R_H = R_E$.

$$R_H = \frac{(A-a)}{A} R_1 \quad ; \quad R_E = \frac{(B-b)}{B} R_2 \quad (24)$$

La utilización de este Script permitirá una mayor eficiencia y exactitud en el proceso de diseño y fabricación de la Bocina Piramidal.

```
clear;
clc;
G=input('Valor de la Ganancia en valor lineal:');
Lambda=input('Valor de lambda en mm:');
a=input('Valor de "a" de la guía de onda en mm:');
b=input('Valor de "b" de la guía de onda en mm:');
Factor1=1;
Factor2=-a;
Eficiencia=0.51;
Factor3=(3*b*G*Lambda^2)/(8*pi*Eficiencia)
Factor4=-(3*G^2*Lambda^4)/(32*pi^2*Eficiencia^2)
A=0:0.1:500;
Resultado=A.^4+Factor2*A.^3+Factor3*A+Factor4;
plot(A,Resultado)
disp('Mediante la grafica determinar el valor de A');
disp('El valor de A es el valor aproximado de X cuando el eje Y sea cero');
A1=input('Ingresar el valor de A en mm:');
B=0.5*(b+sqrt(b^2+(8*A1*(A1-a))/3))
R1=A1^2/(3*Lambda)
RH=(A1-a)*R1/A1
R2=B^2/(2*Lambda)
RE=(B-b)*R2/B
```

ANEXO 7: Se ha creado un Script en el software Matlab con el propósito específico de calcular de manera precisa las dimensiones del parche circular. Para lograr este objetivo, se han empleado las ecuaciones (14) y (15), las cuales contienen los cálculos fundamentales para determinar las dimensiones adecuadas del parche circular. La incorporación de este Script en el proceso de diseño y fabricación del parche circular permitirá una mayor eficiencia y exactitud.

```
clear;
clc;
fr1=input('Valor de la frecuencia de Resonancia en [Ghz]: ');
er=input('Valor de la Permitividad del material : ');
h=input('Valor de la altura del sustrato [mm] : ');
fr=fr1*10^9;
h=h/10;
F=(8.731*10^9)/(fr*sqrt(er));
a=(F)/(1+((2*h)/(pi*er*F))*log((pi*F)/(2*h))+1.7726))^(1/2);
a=a*10;
fprintf('El Radio del Parche [mm] es de : %.2f \n',a);
```

ANEXO 8: Se puede observar las simulaciones realizadas en el software CST Studio Suite de las matrices de parche de tipo circular y de parche circular con anillo de 10 x 10 celdas unitarias a 3.5 GHz.

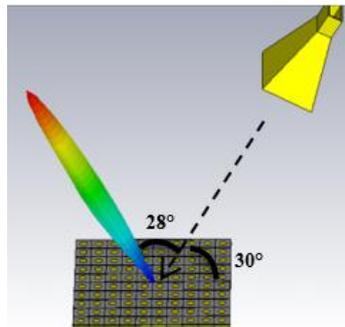


Figura 6.9: Resultados de la simulación realizado en CST Studio Suite de la matriz de parche de tipo circular 10 x 10 celdas unitarias a 3.5 GHz. La ganancia 3D total con la bocina.

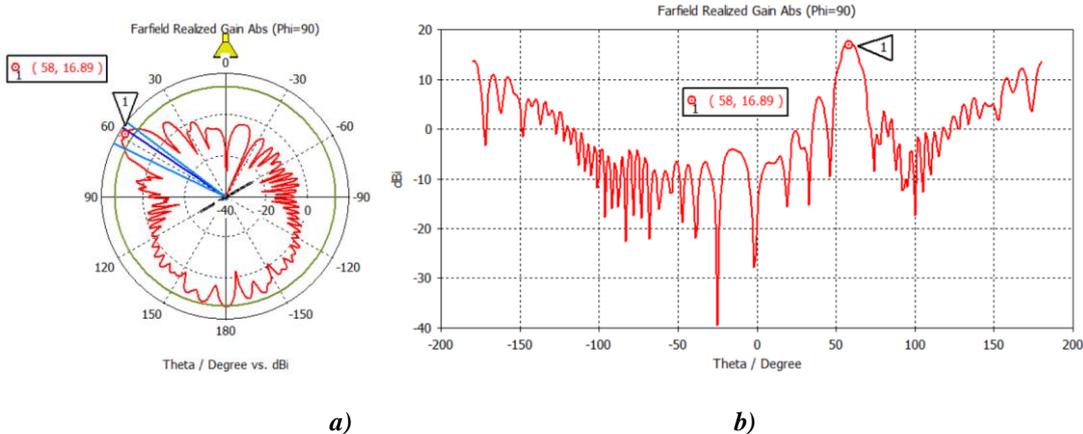


Figura 6.10: El diagrama de radiación 2D a 3.5 GHz del parche circular 10 x 10 celdas unitarias a 3.5 GHz: **a)** Diagrama de radiación en forma polar; **b)** Diagrama de radiación en forma cartesiana.

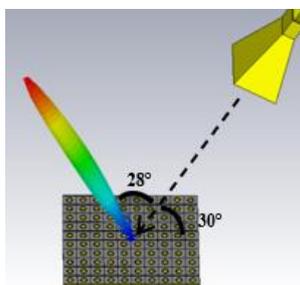


Figura 6.11: Resultados de la simulación realizado en CST Studio Suite de la matriz de parche de tipo circular con un anillo 10 x 10 celdas unitarias a 3.5 GHz. La ganancia 3D total con la bocina.

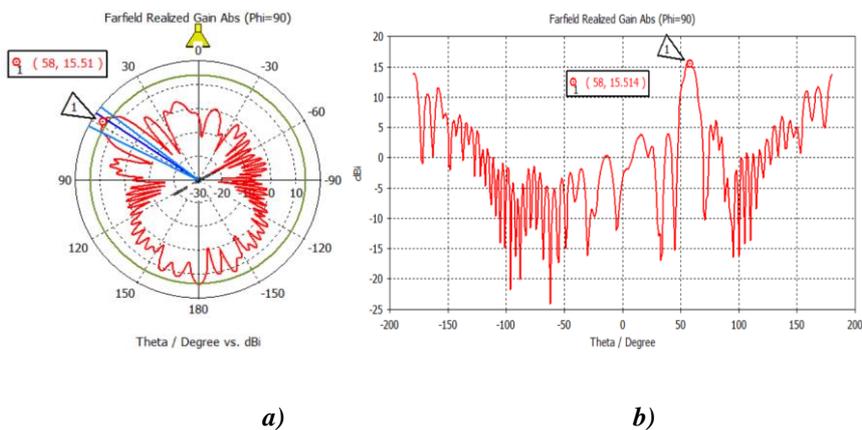


Figura 6.12: El diagrama de radiación 2D a 3.5 GHz del parche circular con un anillo 10 x 10 celdas unitaria: **a)** Diagrama de radiación en forma polar; **b)** Diagrama de radiación en forma cartesiana.

ANEXO 9: Durante el estudio, se consideró el uso del material Rogers RO4003C con un espesor de 1.524 mm, una tangente de pérdida de 0.0027 y una constante dieléctrica de 3.8, reconocido por su bajo costo. Se aplicó una separación de 17 mm entre el panel de cobre y el sustrato, con un radio de 24 mm. Para una matriz combinada de 10x10, se logró una ganancia de 17.6 dBi a un ángulo de -6° (redirección a la derecha), como se muestra en la Figura 6.14. En conclusión, al optar por el material Rogers RO4003C, se logra una menor directividad y redirección de la señal, pero se beneficia de un tamaño de estructura más compacto. Sin embargo, para obtener mejor ganancia y redirección de la señal se necesitaría de incorporar más parches, lo que resultaría en un costo superior para la implementación.

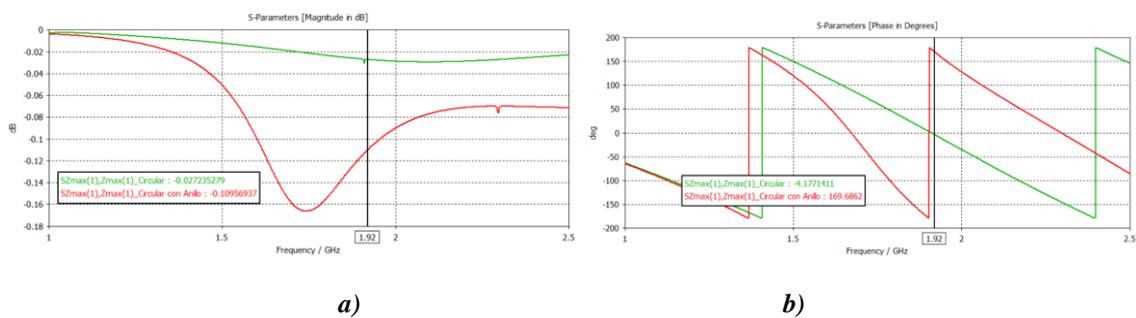


Figura 6.13: Parámetro S_{11} del parche circular y parche circular con anillo a 1.92 GHz, utilizando el material Rogers RO4003C: a) Magnitud; b) Fase.

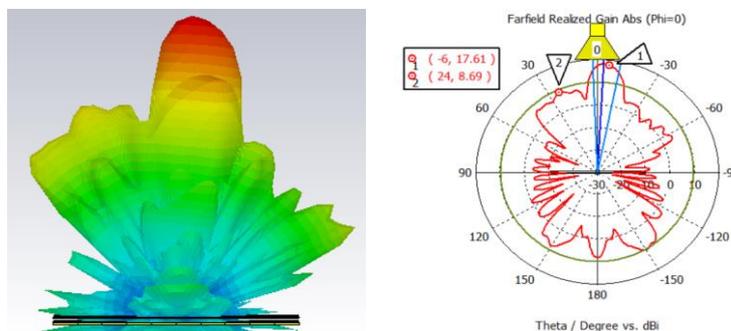


Figura 6.14: El diagrama de radiación en forma polar a 1.92 GHz, utilizando el material Rogers RO4003C, Matriz combinada 10 x 10 celdas unitarias.

ANEXO 10: A continuación, se presenta el primer diseño propuesto, el cual se evidencia los resultados, cuando las celdas se rotan en incrementos. De acuerdo con lo representado en la Figura 6.15, se puede observar que la estructura final está conformada por un conjunto total de 122 celdas unitarias, compuestas por 70 parches circulares, y 52 Split-ring resonators. Esta configuración resulta en que las dimensiones de la RIS sean de 786 mm de ancho por 780 mm de alto.

La Tabla 6.1 se presentarán los resultados de la primera estructura obtenidos a partir de las simulaciones llevadas a cabo en el software CST Studio Suite. Los resultados de estas simulaciones están disponibles para su revisión en la Figura 6.16.

Tabla 6.1: Características de la Primera Propuesta de Estructura a 1.92 GHz.

LAS CELDAS SE ROTAN EN INCREMENTOS						
Ángulo de Rotación (Grados)	Radiación del Lóbulo Principal (Grados)	Directividad (dBi)	Ganancia (dBi)	Radiación del SLL más alto (Grados)	Directividad (dBi)	Ganancia (dBi)
15	-8°	16.9	16.5	24°	7.3	6.8
30	-11°	17.1	17	24°	3.6	3.2
45	-12°	17	16.7	18°	6.6	6.3
60	-1°	17.5	17.2	-14°	15.4	15

Cuando las celdas se rotan en incrementos, se observa una redirección de la señal en el lóbulo principal, la cual aumenta a medida que se modifica la configuración de las celdas. Dado que las redirecciones en lóbulos secundarios (SLL) son bajas, es posible reducir la señal hacia direcciones no deseadas. Este fenómeno refleja el comportamiento típico y esperado en las RIS pasivas, subrayando así la influencia crucial de la rotación en la orientación del lóbulo principal de la RIS. Este hecho constituye una mejora significativa en términos de redirección en comparación con el diseño RIS estático, que solo logra redirigir la señal en -10 grados (redirección a la derecha). Por otro lado, el primer diseño propuesto presenta menores valores de ganancia y directividad.

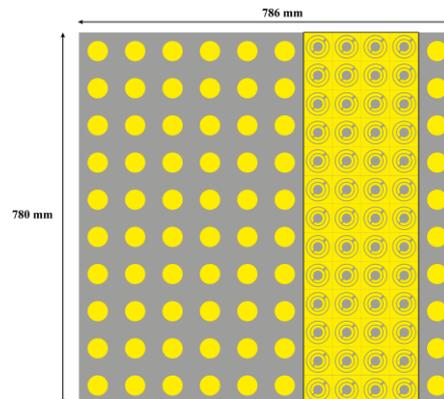


Figura 6.15: Diseño RIS de 122 Celdas Unitarias para la Banda de 1900 MHz.

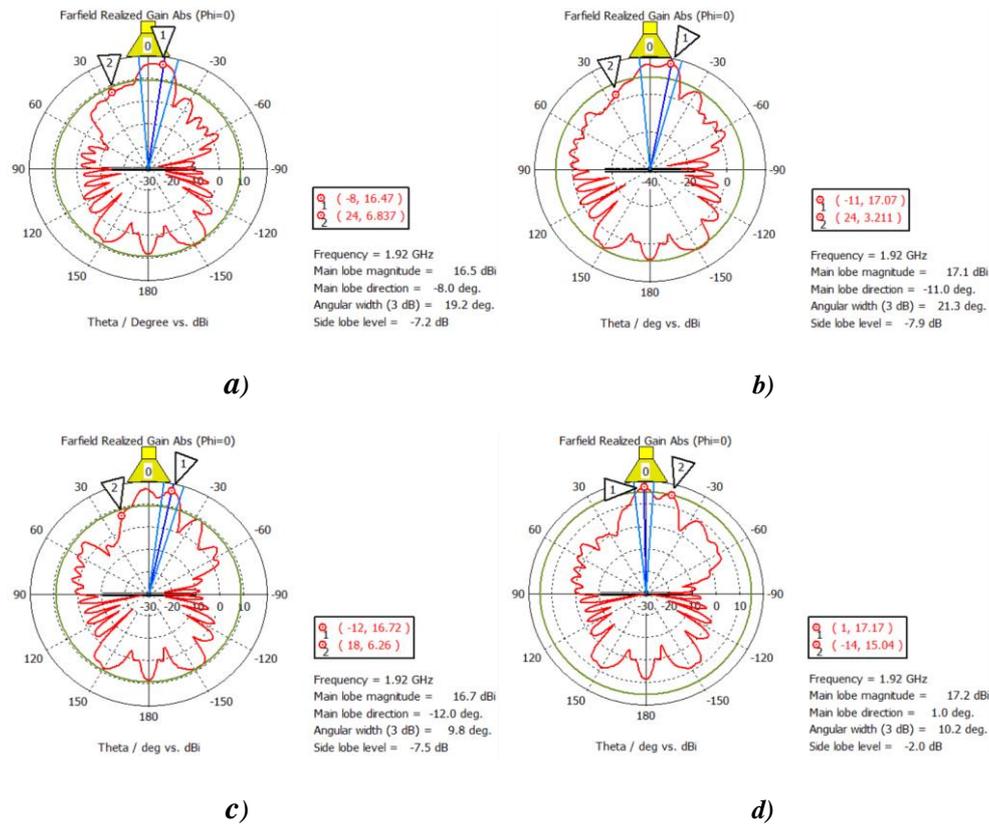


Figura 6.16: Primera estructura, simulaciones cuando las celdas se rotan en incrementos: **a)** Rotación cada 15 grados; **b)** Rotación cada 30 grados; **c)** Rotación cada 45 grados; **d)** Rotación cada 60 grados.

ANEXO 11: En la investigación presentada, se propuso un diseño de Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS) pasiva. La implementación de una RIS puede implicar altos costos, por ello no se llevó a cabo. No obstante, se llevó a cabo una estimación aproximada de los costos que podrían estar involucrados en una posible implementación futura.

Tabla 6.2: Estimación aproximada del costo de la RIS pasiva propuesta.

Elementos y Componentes	Precio por Unidad	Unidades	Precio Total
Lámina de Cobre (espesor:2.5mm, 300x300mm)	\$63.14	7	\$441.98
Micromotores de 6 mm de diámetro	\$1.10	53	\$58.30
FR4 fibra de vidrio PCB (espesor: 1.5mm, 30x40cm)	\$20.00	9	\$180.00
Lamina de espuma (espesor: 10mm, 35x50cm)	\$15.00	3	\$45.00
Cable de timbre (1m)	\$0.40	1	\$0.40
Dispositivo hardware para controlar la rotación de los micromotores	\$30.00	5	\$150
Alimentador tipo bocina (transmisor, receptor)	\$900.00	2	\$1,800.00
Dispositivos electrónicos como: driver y otros	\$8.00	39	\$312
TOTAL			\$2,988

ANEXO 12: Se evidencia los resultados realizados de la segunda estructura propuesta, cuando las celdas se rotan en incrementos.

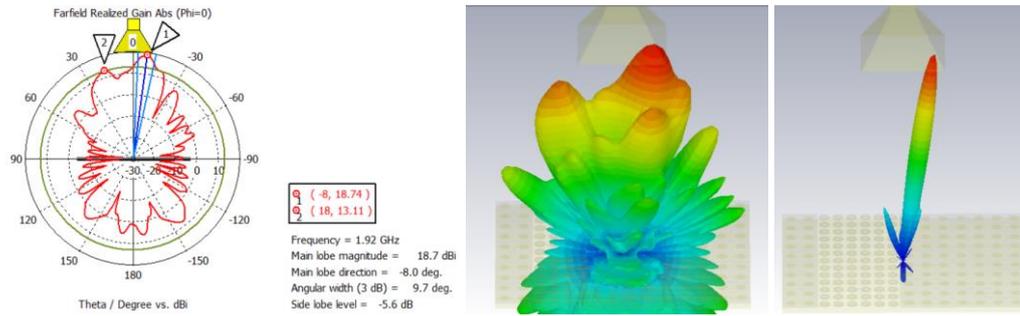


Figura 6.17: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 5°.

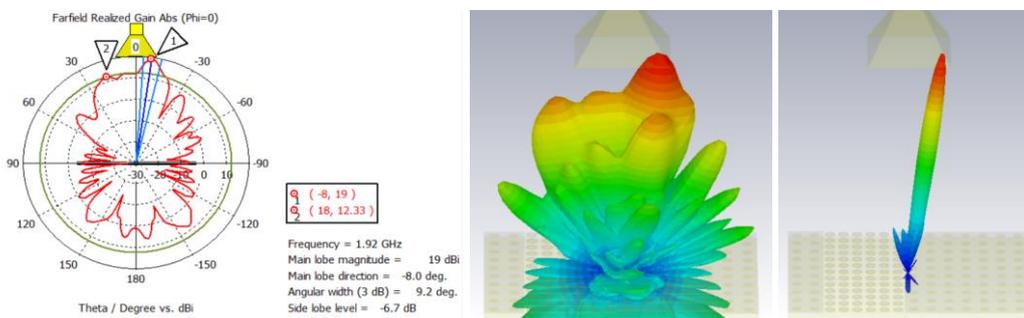


Figura 6.18: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 10°.

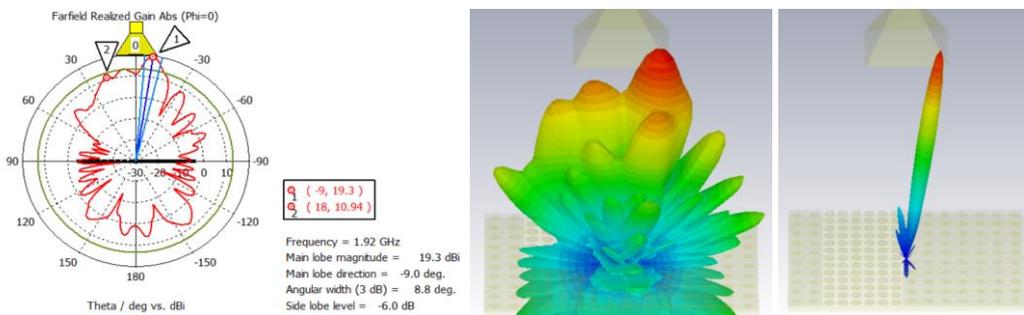


Figura 6.19: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 15°.

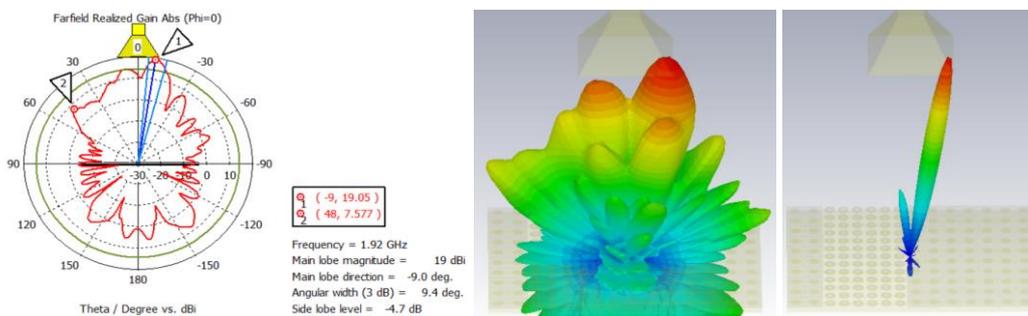


Figura 6.20: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 20°.

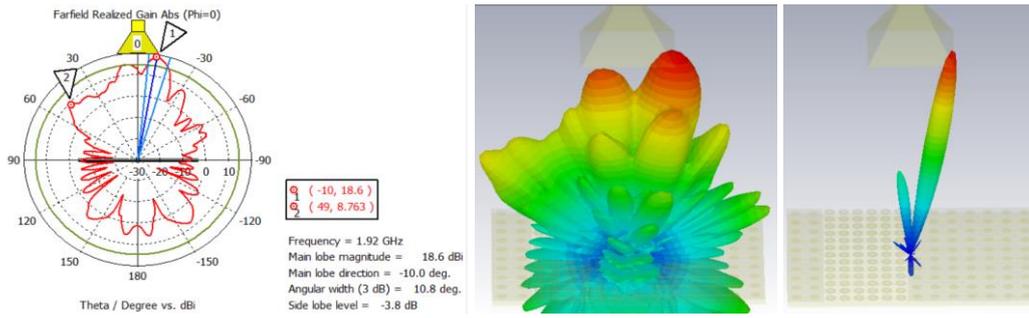


Figura 6.21: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 25°.

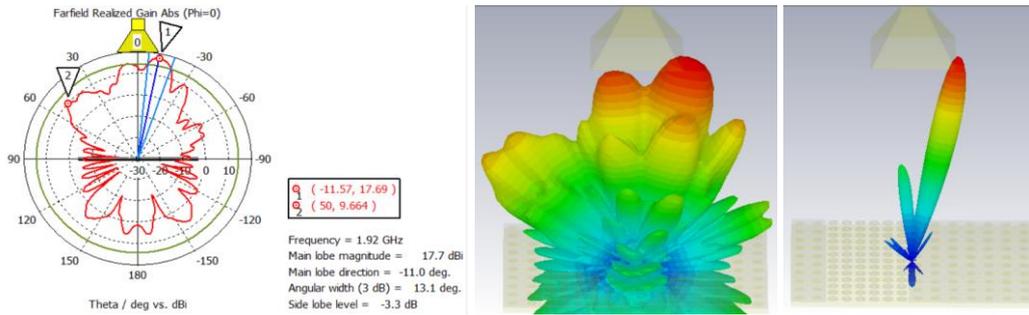


Figura 6.22: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 30°.

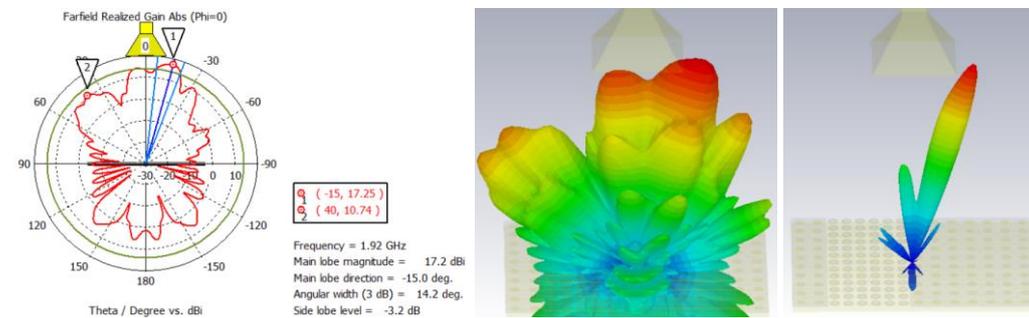


Figura 6.23: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 35°.

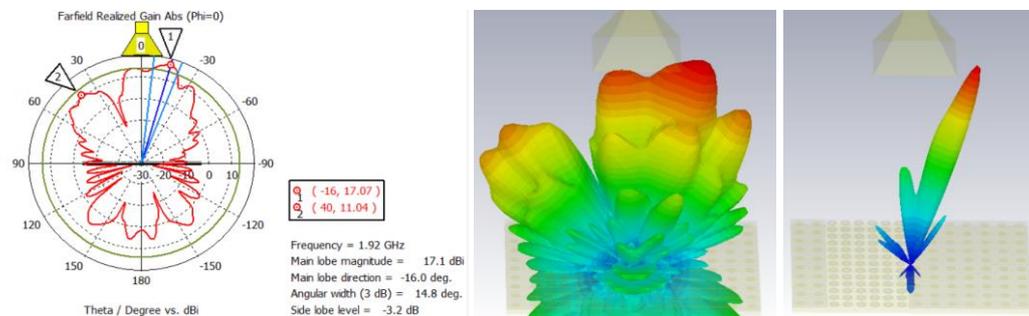


Figura 6.24: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 40°.

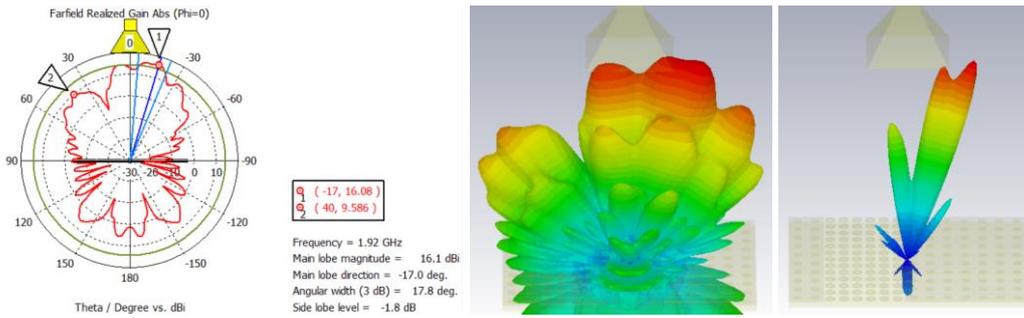


Figura 6.25: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 45°.

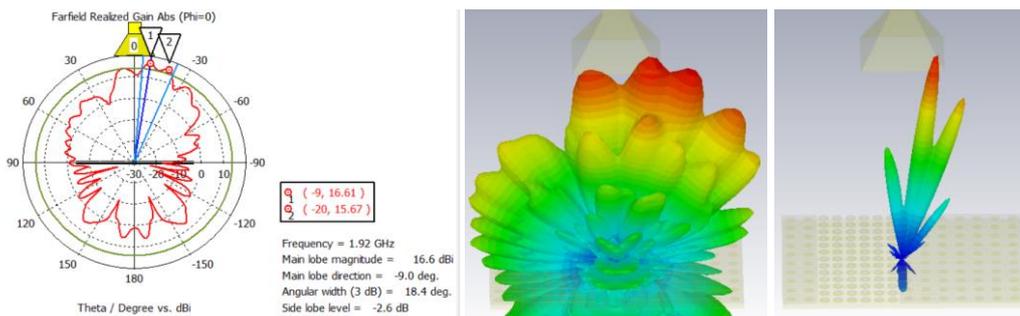


Figura 6.26: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 50°.

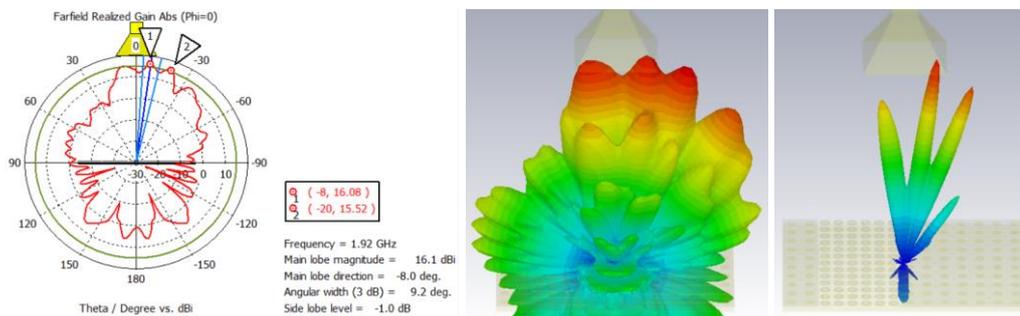


Figura 6.27: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 55°.

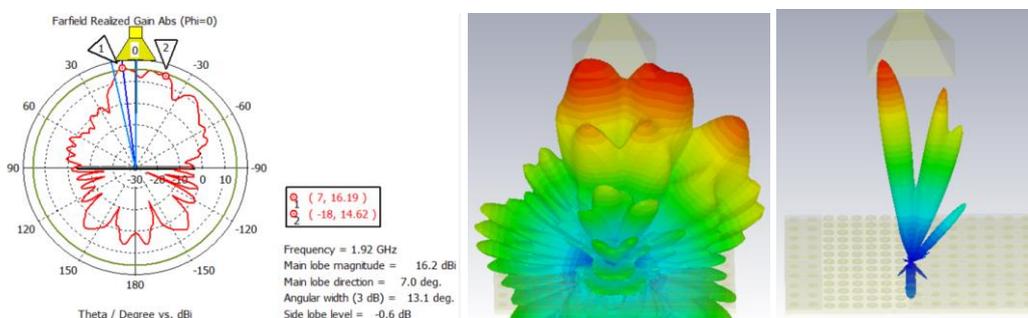


Figura 6.28: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 60°.

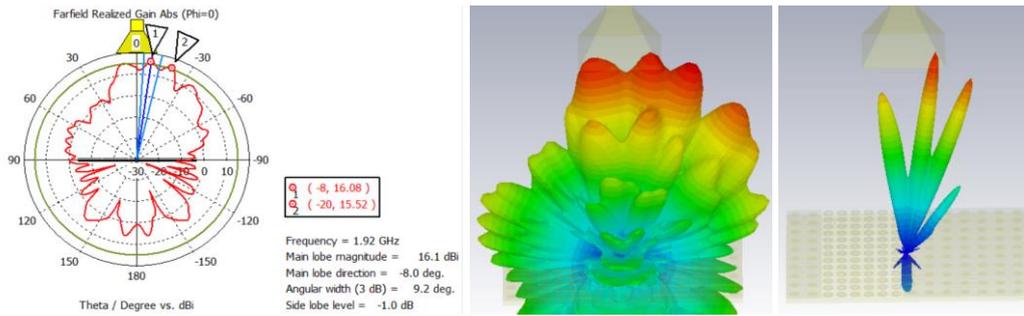


Figura 6.29: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 65°.

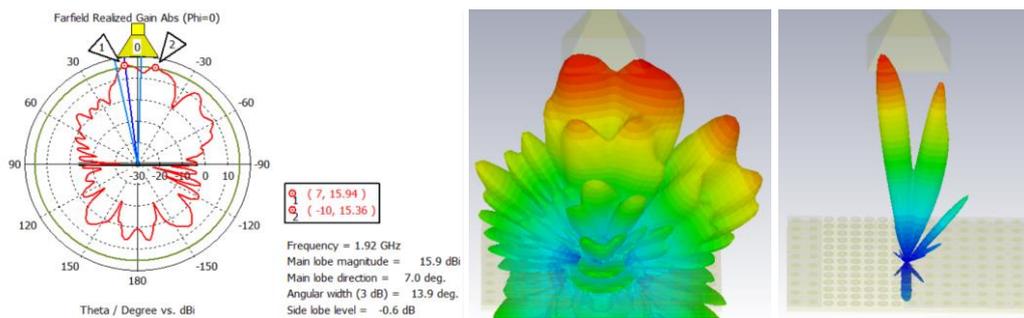


Figura 6.30: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 70°.

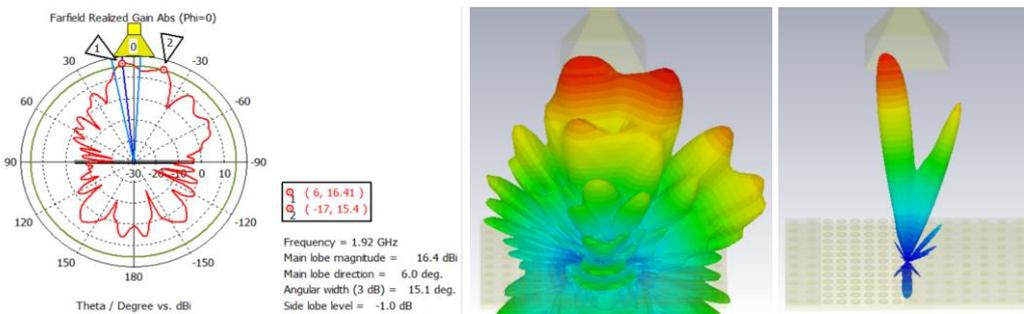


Figura 6.31: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 75°.

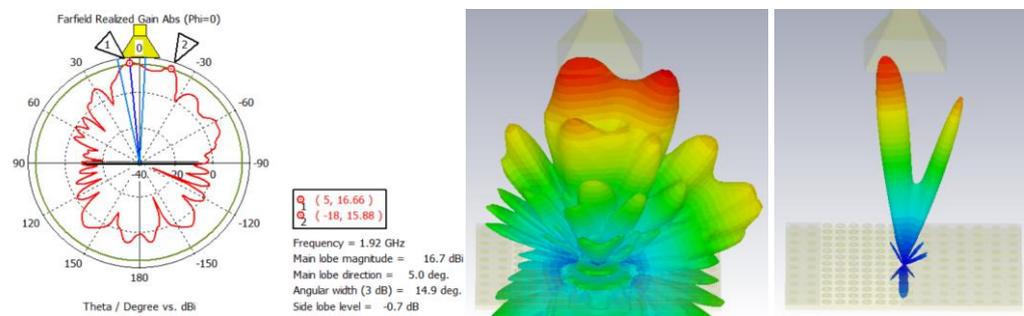


Figura 6.32: Resultado del diagrama de radiación de la configuración de rotación de cada 80°.