



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**ARREGLO REFLECTIVO
RECONFIGURABLE DE DOBLE
HAZ TIPO ESPIRAFASE PARA
BANDAS K/KA**

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniero en Telecomunicaciones

P R E S E N T A

Sebastián Villaneda González

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Oleksandr Martynyuk



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2023

AGRADECIMIENTOS

A mis padres Madeline y Bernardo, por su amor, ejemplo y por siempre estar ahí para mí, aún en mis decisiones más locas.

A mis abuelos, María, Jesús, Emma y Nicolás, mis tías Irene, Martha, Ángela, Erika, Getzabeth, Laura y a toda mi familia, por siempre creer en mí y demostrarme su constante cariño.

A todos los amigos con los que compartí bonitos momentos a lo largo de mi vida estudiantil, compañeros de la preparatoria, de mi primer semestre en la Facultad de Ingeniería, de Cursos FI y, por supuesto, a mis colegas de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones.

A mis profesores, especialmente a mi asesor, el Dr. Oleksandr Martynyuk, no sólo por su paciencia, apoyo y tiempo en la elaboración de este trabajo, sino también por su gran labor docente, la cual me permitió descubrir el gusto por mi carrera.

A mis compañeros del laboratorio UNAMEMS, por sus consejos y por hacer más llevadero este proceso de elaboración de tesis.

A los proyectos DGAPA PAPIIT con referencias IN105823 y IN114823, los cuales proveyeron las herramientas necesarias para realizar de este trabajo.

«Enamórate de alguna actividad y ¡hazlo! Nunca nadie realmente se da cuenta de lo que se trata la vida en realidad, y eso no importa. Explora el mundo. Prácticamente todo a nuestro alrededor es realmente interesante, si lo observas profundamente. Trabaja duro y cuanto puedas en las cosas que más te gusta hacer. No pienses en lo que quieres ser, sino lo que tú quieres hacer».

Richard Feynman

Índice de contenido

INTRODUCCIÓN.....	I
I. Objetivo	II
II. Contribución de la tesis	II
III. Referencias	III
1. ARREGLOS REFLECTIVOS DE DOBLE BANDA	1
1.1. Introducción	1
1.2. Arreglos reflectivos	3
1.2.1. Principio de funcionamiento.....	4
1.2.2. Potencia radiada y ganancia de un arreglo	7
1.2.3. Modelo de arreglo infinito	8
1.2.4. Fuentes de excitación: Modos Floquet.....	9
1.2.5. Polarización de una onda electromagnética	10
1.2.6. Técnicas para el desplazamiento de fase en arreglos reflectivos.....	11
1.2.7. Elementos resonantes en arreglos reflectivos	12
1.3. Arreglos reflectivos de doble banda.....	13
1.3.1. Arreglos de doble banda con $R \geq 1.4$	14
1.3.2. Arreglos de doble banda con $R < 1.4$	15
1.4. Arreglos reflectivos reconfigurables de doble banda.....	17
1.4.1. Técnicas de reconfiguración	17
1.4.2. Estado del arte de los arreglos reflectivos reconfigurables de doble banda	22
1.5. Retos de los arreglos reflectivos reconfigurables de doble banda	26
1.6. Conclusiones.....	27
1.7. Referencias	28
2. ARREGLO REFLECTIVO TIPO ESPIRAFASE.....	33
2.1. Introducción	33
2.2. Principio de funcionamiento.....	33
2.3. Análisis para un dipolo de $0.5\lambda_0$ como elemento Espirafase.....	36
2.4. Conclusiones.....	42
2.5. Referencias	43
3. ARREGLO REFLECTIVO CON OPERACIÓN A 24 [GHz].....	45
3.1. Introducción	45
3.2. Celda unitaria para $f_{op} = 24$ [GHz]	46

3.2.1.	Celda unitaria con elemento cortocircuitado	46
3.2.2.	Celda unitaria con diodos PIN integrados	51
3.2.3.	Proceso de optimización de la celda unitaria	55
3.3.	Modelo matemático para el escaneo de un arreglo tipo Espirafase	60
3.4.	Escaneo del arreglo reflectivo para $f_{op} = 24$ [GHz]	63
3.5.	Análisis del desempeño del arreglo	69
3.6.	Conclusiones.....	71
3.7.	Referencias	72
4.	ARREGLO REFLECTIVO CON OPERACIÓN A 24 [GHz]: GEOMETRÍA DE PHELAN.....	74
4.1.	Introducción	74
4.2.	Nueva celda unitaria para $f_{op} = 24$ GHz	76
4.2.1.	Nueva celda unitaria con elemento cortocircuitado	76
4.2.2.	Nueva celda unitaria con diodos PIN	80
4.3.	Escaneo del arreglo reflectivo para $f_{op} = 24$ [GHz]	83
4.4.	Análisis del desempeño del arreglo	87
4.5.	Conclusiones.....	88
4.6.	Referencias	89
5.	ARREGLO REFLECTIVO CON OPERACIÓN A 24 [GHz] Y 36.5 [GHz].....	90
5.1.	Introducción	90
5.2.	Celda unitaria para $f_{op1} = 24$ GHz y $f_{op2} = 36.5$ GHz.....	91
5.2.1.	Celda unitaria de doble banda con elemento cortocircuitado.....	91
5.2.2.	Celda unitaria de doble banda con diodos PIN	98
5.3.	Escaneo para el arreglo reflectivo de doble banda.....	109
5.4.	Análisis del desempeño del arreglo de doble banda.....	113
5.5.	Conclusiones.....	115
5.6.	Referencias	116
6.	CONCLUSIONES GENERALES	117

INTRODUCCIÓN

La evolución tecnológica que ha acontecido desde inicios del milenio no tiene precedentes; conforme han ido avanzando los años, las necesidades de comunicación, conectividad, entretenimiento y la aparición de un mayor número de dispositivos y servicios, han incrementado el tráfico de información; así pues, en respuesta a lo anterior, resulta imperativa la aparición de nuevas tecnologías que satisfagan dichas necesidades. Es entonces como la llamada *red 5G* se presenta como la nueva tecnología que responde a esta necesidad de altas tasas de transmisión, baja latencia y alta fiabilidad en la conexión [1], habilitando en el proceso paradigmas y aplicaciones de vanguardia, tales como el Internet de las Cosas (IoT por sus siglas en inglés).

En la actualidad, el acceso a internet y la conectividad entre dispositivos se logra, en su mayoría, a partir de redes terrestres, ya sean alámbricas o inalámbricas, cuyo despliegue de infraestructura (fibra óptica, radiobases, etc.) y calidad de servicio se ve claramente limitado por las condiciones climáticas y las características geográficas de la región en donde se pretende brindar acceso a la red de redes. Sin embargo, el avance tecnológico descrito previamente ha puesto en los reflectores dichas limitaciones, es por ello que en los últimos años se han propuesto alternativas colocando la mira fuera de la superficie terrestre, en el llamado Internet del Espacio (IoS por sus siglas en inglés), concepto que pretende aprovechar las capacidades de los satélites de baja órbita (LEO), particularmente de los CubeSats (satélites miniaturizados de 1000 cm^3 y 1 kg) para brindar mayor cobertura en zonas de difícil acceso para las redes terrestres convencionales [2]. Este paradigma del IoS pretende ser un complemento a los servicios terrestres del IoT, habilitando dicha aplicación y extendiendo sus alcances al sensado y exploración espacial [3].

Así mismo, el empleo de satélites LEO se ha planteado como una solución a la falta de cobertura existente en ciertas poblaciones y regiones geográficas [4], pues la conectividad y acceso a internet ha pasado de considerarse un lujo, a ser una completa necesidad para la población. Es debido a lo anterior, que la falta de cobertura ha sido puesta en el foco como una de las principales problemáticas a resolver, pues constituye una de las tres barreras que no permiten el cierre de la llamada brecha digital [4], fenómeno que podría acentuarse con el advenimiento del 5G. Por tanto, las comunicaciones satelitales juegan un rol importante en el cierre de esta brecha digital, brindando

internet de banda ancha a aquellas poblaciones en donde el despliegue de infraestructura no resulta rentable.

De este modo, la investigación se ha enfocado al estudio y diseño de los elementos que permitirán hacer del internet satelital, para aplicaciones 5G, una realidad; entre estos elementos se encuentra la antena, dispositivo fundamental en las comunicaciones inalámbricas, la cual debe asegurar cierta ganancia, polarización y capacidad de escaneo para su frecuencia de operación, tanto de transmisión (Tx) como de recepción (Rx). Diversas propuestas de diseño se han presentado, siendo los arreglos reflectivos reconfigurables una de las alternativas más atractivas, particularmente aquellos de reconfiguración electrónica, debido a sus características de conmutación, peso y complejidad mecánica [5].

I. Objetivo

Validar el funcionamiento de un arreglo reflectivo reconfigurable de doble haz tipo Espirafase, con operación en las bandas K(24[GHz]) y Ka (36.5 [GHz]), esto a partir del diseño y caracterización del dispositivo. Dicha caracterización implica determinar las pérdidas en los elementos del arreglo, rango de escaneo y pérdidas de conversión mediante la elaboración de simulaciones en software especializado, ejecutado en un equipo de cómputo con procesador *Intel Xeon Gold 5218R*.

II. Contribución de la tesis

El presente trabajo describe el funcionamiento de un arreglo reflectivo de doble banda, con independencia de escaneo en sus frecuencias de operación y cuya reconfiguración electrónica se produce mediante diodos PIN. La técnica de desplazamiento de fase, así como la geometría empleada, permite obtener un desplazador de dos bits a partir de únicamente cuatro diodos (doce diodos por cada celda unitaria), lo cual reduce el costo de implementación, la complejidad del sistema de control y las pérdidas debidas a la cuantización de fase. Así mismo, se resalta el hecho de que la geometría de los elementos, constituidos por espirales de Arquímedes, no se había implementado previamente en el diseño de arreglos reflectivos reconfigurables de doble haz.

III. Referencias

1. Huawei Technologies Co, "5G Spectrum: Public Policy Position", 2017.
2. I. F. Akyildiz y A. Kak, "The Internet of Space Things/CubeSats," en *IEEE Network*, vol. 33, núm. 5, pp. 212-218, Sept.-Oct. 2019, doi: 10.1109/MNET.2019.1800445.
3. J. Kua, S. W. Loke, C. Arora, N. Fernando, and C. Ranaweera, "Internet of Things in Space: A Review of Opportunities and Challenges from Satellite-Aided Computing to Digitally-Enhanced Space Living," en *Sensors*, vol. 21, núm. 23, p. 8117, Dic. 2021, doi: 10.3390/s21238117.
4. J. A. Manner, "CMR-19 - Una oportunidad para reducir la brecha digital de la 5G", *ITU News Magazine*, núm. 2, pp. 19-22, 2019.
5. J. Wang, V. Manohar y Y. Rahmat-Samii, "Enabling the Internet of Things With CubeSats: A review of representative beamsteerable antenna concepts," en *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 63, núm. 6, pp. 14-28, Dic. 2021, doi: 10.1109/MAP.2020.3003.

1. ARREGLOS REFLECTIVOS DE DOBLE BANDA

1.1. Introducción

Numerosos expertos, organismos e investigadores han enfatizado en el papel de las comunicaciones satelitales como habilitadoras de las nuevas tecnologías, así como una vía para la democratización del acceso a internet [1]-[3], por tanto, no resulta una sorpresa que la investigación se haya volcado a establecer los requerimientos necesarios para que dichos satélites provean un servicio de calidad. Como ya se enunció previamente, una de las principales características de la nueva tecnología 5G son las altas tasas de transmisión, así pues, la tasa de transmisión que puede sostener un enlace inalámbrico vía satélite está estrechamente relacionada con la ganancia de la antena empleada [4], de ahí que el estudio de antenas de alta ganancia con aplicación en satélites LEO haya cobrado gran relevancia. Existen, además, otros parámetros de importancia que deben considerarse al momento de diseñar una antena con aplicación satelital, tales son la frecuencia de operación, polarización, potencia y rango de escaneo. Las especificaciones típicas de estos parámetros se presentan en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1. Requerimientos técnicos para antenas con enfoque de aplicación en CubeSats [4], [5]

Parámetro	Requerimiento típico
Frecuencia	17.8 – 20.2 GHz (Tx) 27.5 – 31 GHz (Rx)
Polarización	<i>RHCP/LHCP</i>
Escaneo	Elevación (θ_0) $\pm 60^\circ$ Azimut (φ_0) $\pm 180^\circ$
Ganancia	20 – 30 dB
Razón axial (broadside)	< 2 dB
Potencia	$\leq 20 W$
Ancho de banda	10%

Dentro de las antenas de alta ganancia, los reflectores parabólicos han sido una de las alternativas más empleadas, sin embargo, la dificultad de fabricación, así como el peso y la limitada capacidad de escaneo, son algunas de las deficiencias que caracterizan a este tipo de radiadores [6][7].

Una de las soluciones enfocadas a atacar la complejidad de fabricación, aparece con la tecnología planar o de microcinta en la segunda mitad del siglo XX, primeramente a partir de arreglos de antenas constituidos por múltiples parches alimentados por medio de líneas de transmisión (Figura 1.1 (a)); y posteriormente con los llamados arreglos transmitivos (AT) (Figura 1.1 (a)), y arreglos reflectivos (AR) (Figura 1.1 (b)), [8] superficies planas que generan un haz estrecho en la dirección de radiación deseada.

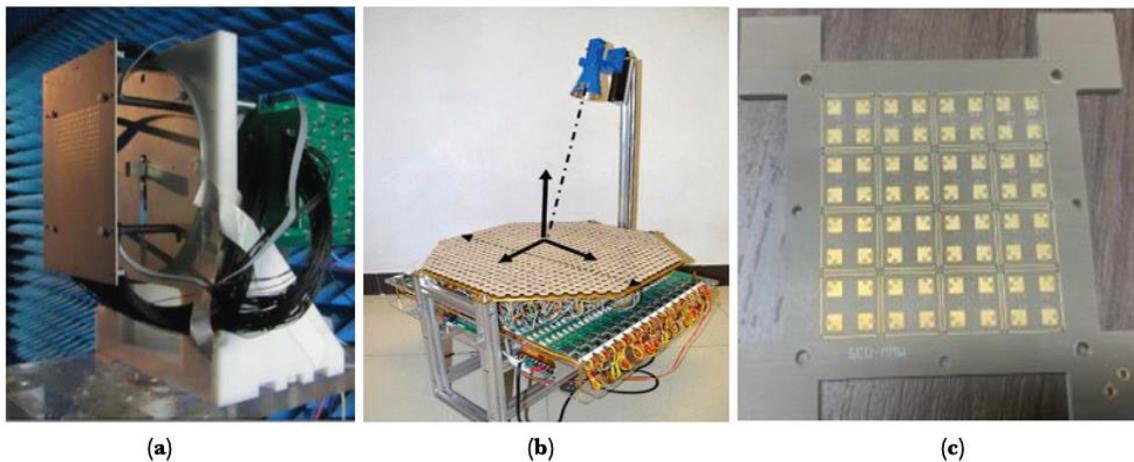


Figura 1.1 Antenas de alta ganancia: (a) Arreglo transmitivo [9], (b) Arreglo reflectivo [10], Antena en arreglo de fase [11]

En lo relacionado a la capacidad de escaneo, además de las alternativas mecánicas, la orientación dinámica del haz generado por una antena se ha logrado por medio de antenas en arreglos de fase y más recientemente a partir de arreglos transmitivos y reflectivos de reconfiguración electrónica, siendo estos últimos los de mayor interés para su implementación en CubeSats, debido a sus características de peso y gran velocidad de escaneo, prescindiendo del complejo sistema de apuntamiento mecánico [4].

Los arreglos reflectivos surgen, a su vez, como dispositivos capaces de satisfacer la necesidad de operación multibanda, pues como se puede observar en la Tabla 1.1, las comunicaciones satelitales se llevan a cabo en dos bandas de frecuencia distintas, una correspondiente al régimen de Transmisión (Tx) y otra al régimen de Recepción (Rx). Si bien se han implementado sistemas en

donde se cuenta con un radiador para cada una de las frecuencias, la alternativa de contar con una antena que trabaje en ambas bandas de manera simultánea resulta bastante atractivo en términos de costo, volumen y aprovechamiento de la antena [12].

A lo largo de este capítulo se realizará un estudio del estado del arte referente a los arreglos reflectivos de doble banda, haciendo previamente un repaso dedicado a las definiciones y fenómenos relacionados a los arreglos reflectivos.

1.2. Arreglos reflectivos

Dentro de las alternativas de antenas de alta ganancia compatibles con tecnología planar, estas pueden diferenciarse a partir de su método de alimentación: ya sea por medio de líneas de transmisión o empleando un radiador que haga incidir potencia sobre el arreglo de antenas. En lo que respecta a los arreglos cuya alimentación no requiere de complejas redes de distribución de potencia, los Arreglos Reflectivos (AR) y los Arreglos Transmisorios (AT) se han posicionado como los dispositivos habilitadores de aplicaciones relacionadas a comunicaciones inalámbricas.

Si bien existen bastante similitudes entre ambos tipos de antenas, los AR cuentan con ventaja sobre su contraparte transmisiva en lo relacionado al control de amplitud y fase producidos por los elementos del arreglo [13]; es debido a lo anterior y a demás características que a continuación se enunciarán, que los arreglos reflectivos han sido propuestos como una solución para aquellas comunicaciones inalámbricas que requieren de un patrón de radiación dinámico, como lo es el caso del internet satelital provisto por CubeSats.

De acuerdo con la bibliografía [8], un arreglo reflectivo es una antena que consta de un alimentador y de una superficie plana o curva (véase Figura 1.2), cuya abertura se encuentra constituida por una gran cantidad de elementos dispuestos a cierta distancia entre ellos. Cada elemento recibe el nombre de celda unitaria y la distancia entre ellos, cuando es constante, corresponde al periodo de la celda.

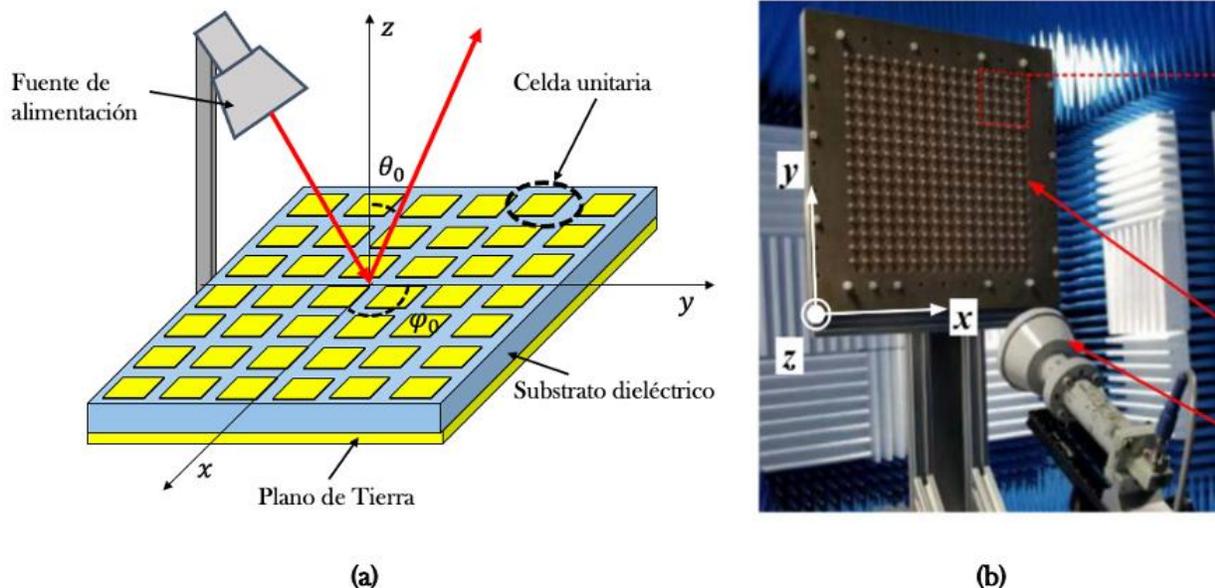


Figura 1.2 (a) Estructura de un arreglo reflectivo [14] (b) Ejemplo real de arreglo reflectivo [13]

Si bien existen excepciones, sobre todo en las primeras propuestas de diseño, este tipo de arreglos suelen ser parches impresos sobre una capa de dieléctrico colocado sobre un plano de tierra; lo anterior conlleva características de bajo perfil y facilidad de fabricación, así mismo, el prescindir de redes de alimentación resulta favorable debido a la ausencia de pérdidas en las líneas de transmisión. Además de lo previamente mencionado, los arreglos reflectivos cuentan con un comportamiento favorable en lo relacionado a tolerancia a las vibraciones, modificación de cobertura y robustez frente a interferencias [15]

1.2.1. Principio de funcionamiento

En la Figura 1.3 se ilustra el funcionamiento de un arreglo reflectivo: para una onda incidente de frente esférico emitida por el alimentador, esta será reflejada como una onda plana a cierta dirección de elevación y azimuth (θ_0, φ_0), esta dirección se encuentra en función del ángulo de incidencia y de la distribución de fase en la abertura del arreglo generada por los elementos reflectivos, los cuales actúan como desplazadores de fase.

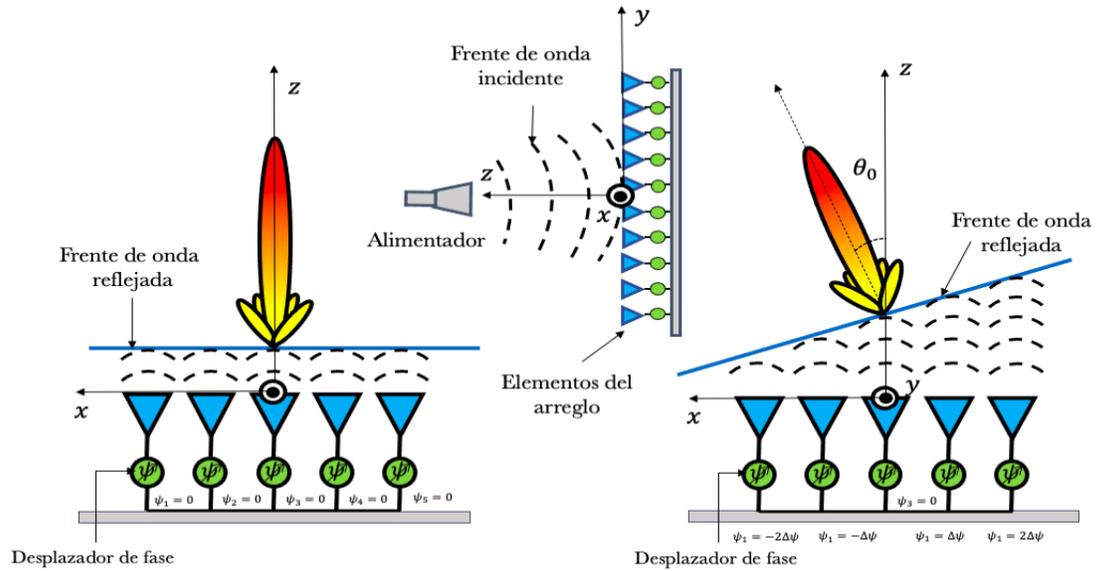


Figura 1.3. Principio de funcionamiento de un arreglo reflectivo [Elaboración propia]

Cuando la onda incidente se propaga en dirección normal y la fase es uniforme a lo largo del arreglo, la onda electromagnética se reflejará en dirección normal a este. Por otro lado, es posible establecer una pendiente de fase modificando las características de los elementos reflectivos, de modo que se genere un desplazamiento progresivo en la fase de la abertura del arreglo; dicho desplazamiento produce un desvío del frente de onda, logrando así el redireccionamiento del haz a cierto ángulo de elevación (θ_0) y azimut (φ_0).

Matemáticamente y dado un sistema de referencia, este desplazamiento en fase $e^{j(\psi_{xn}+\psi_{yn})}$ se efectúa a lo largo de los ejes de coordenadas x e y [16], de modo que el patrón de radiación generado por el arreglo sea máximo en la dirección (θ_0, φ_0) :

$$\psi_{xn} = -k_0 a \text{sen}(\theta_0) \cos(\varphi_0) \dots (1.1)$$

$$\psi_{yn} = -k_0 b \text{sen}(\theta_0) \text{sen}(\varphi_0) \dots (1.2)$$

En donde $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ es el número de onda, siendo λ_0 la longitud de onda asociada a la frecuencia de operación del arreglo reflectivo.

Así, en cada punto (x_n, y_n) del sistema de referencia se tendrá un desplazamiento [4]:

$$\psi_n = -k_0(x_n \text{sen}(\theta_0) \cos(\varphi_0) + y_n \text{sen}(\theta_0) \text{sen}(\varphi_0)) \dots (1.3)$$

De las expresiones (1.1) y (1.2), los términos a y b corresponden al periodo de la celda a lo largo de los ejes x e y , respectivamente. Dichas distancias se ilustran en la Figura 1.4, la cual ejemplifica una geometría generalizada de la rejilla o malla en la que los elementos reflectivos están dispuestos en el arreglo [17].

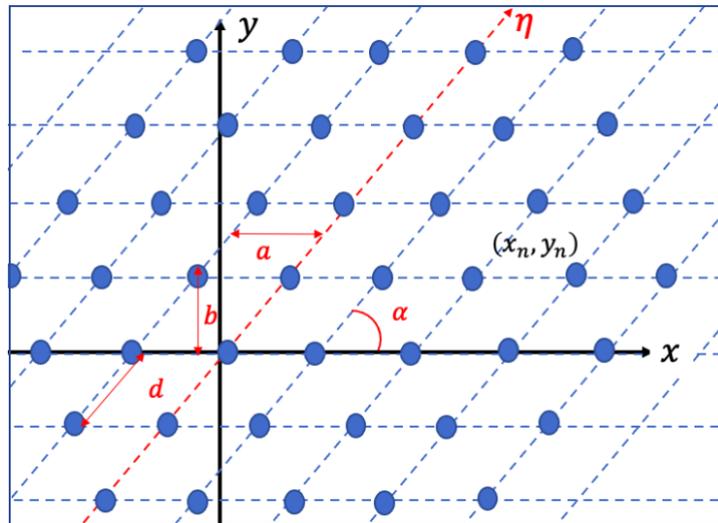


Figura 1.4. Generalización de la rejilla para un arreglo de antenas [Elaboración propia]

Para el caso de $\alpha = 90^\circ$ se tendrá una rejilla rectangular, por lo que los elementos del arreglo estarán ubicados a lo largo de los ejes x e y . Por otro lado, un valor $\alpha = 60^\circ$ corresponde a una malla triangular equilátera, en donde los radiadores estarán dispuestos en el eje x y en un nuevo eje η ; emplear esta geometría tiene implicaciones tales como la necesidad de aplicar el desplazamiento de fase ya no en dirección y , sino a lo largo del nuevo eje η .

La elección de una red u otra tiene una repercusión directa en el periodo permitido del arreglo, pues dependiendo de la geometría de la rejilla se tendrán las distancias máximas entre elementos. Esta restricción en la distancia se debe a que, a partir de ciertos valores de separación, aparecen los llamados lóbulos parásitos o de difracción: ondas electromagnéticas que se propagan hacia una dirección no deseada y cuya representación en el patrón de radiación corresponde al de un lóbulo de magnitud comparable al lóbulo principal. Así pues, la distancia máxima d entre elementos para una rejilla rectangular será [18]:

$$d \leq \frac{\lambda_0}{1 + \text{sen}(\theta_{max})} \dots (1.4)$$

Mientras que para una rejilla triangular equilátera:

$$d \leq 1.155 \frac{\lambda_0}{1 + \text{sen}(\theta_{max})} \dots (1.5)$$

En donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre y θ_{max} es el ángulo máximo de escaneo.

1.2.2. Potencia radiada y ganancia de un arreglo

La magnitud del campo radiado en función de las coordenadas (θ, φ) define el patrón de radiación producido por el arreglo reflectivo. Así mismo, el patrón de radiación se puede definir a partir de la distribución del vector de Poynting en el campo lejano. Este vector de Poynting se calcula como [19]:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* \dots (1.6)$$

El vector resultante del producto cruz es una medida de densidad de potencia, por lo que la integración de dicho vector a lo largo de una superficie cerrada permite conocer la potencia radiada por la antena [17]:

$$P_r = \iint \frac{|\vec{E}|^2}{Z_0} R^2 d\Omega \dots (1.7)$$

En donde Z_0 es la impedancia de onda en el espacio libre.

La relación entre la potencia incidente que es radiada por el arreglo y la potencia de entrada radiada por una antena isotrópica sin pérdidas, define la ganancia $G(\theta, \varphi)$ del arreglo reflectivo asociada a una dirección determinada [20]. Como se mencionó en la introducción de este capítulo, la cantidad de información que una antena puede transmitir está en función de la ganancia de la antena, de ahí que el buen desempeño de un radiador en este rubro resulta de gran relevancia.

Para una abertura plana, la máxima ganancia es directamente proporcional al área física de la antena e inversamente proporcional al cuadrado de la longitud de onda de operación [21]:

$$G_{max}(\theta, \varphi) = \epsilon_{ap} \frac{4\pi A_{FIS}}{\lambda_0^2} \dots (1.8)$$

En donde A_{FIS} es el área física de la abertura y ε_{ap} es la eficiencia del arreglo, término que considera las pérdidas en el radiador debido a diversos factores, como lo son el ángulo de escaneo, los errores de cuantización de fase o la iluminación del arreglo.

1.2.3. Modelo de arreglo infinito

En el estudio de arreglos de antenas, el análisis de muchos de los fenómenos electromagnéticos suele simplificarse considerando a estos dispositivos como arreglos infinitos. Esta consideración se sustenta debido a que, para arreglos de dimensiones eléctricas considerables, los elementos ubicados en el centro del arreglo y sus vecindades cuentan con un comportamiento afin al de un elemento perteneciente a un arreglo infinito [17], despreciando los efectos producidos por los bordes del arreglo. Este tipo de modelo asume lo siguiente [20]:

- Periodicidad en la disposición de elementos
- Todos los elementos son idénticos
- La excitación en amplitud de los elementos es uniforme
- Puede existir un desplazamiento lineal en la fase de excitación en los elementos a lo largo de los ejes de coordenadas

Uno de los fenómenos de mayor interés cuyo estudio recurre a los arreglos infinitos, es el de acoplamiento mutuo o interacción mutua, efecto que produce variaciones en el desempeño del arreglo y que se encuentra en función de las características de radiación de los elementos reflectivos, la distancia entre estos y la orientación de los mismos [20].

La interacción mutua entre los elementos de un arreglo ocurre debido a que las ondas electromagnéticas (transmitidas o recibidas) por cada uno de estos provocan una excitación e inducción de corriente en los elementos vecinos, de modo que el comportamiento de cada radiador ya no solo depende del elemento en sí, sino también de aquellos radiadores adyacentes. Es así como el acoplamiento mutuo produce variaciones en la ganancia de los elementos y en su impedancia de entrada, particularmente al momento de llevar a cabo el escaneo del lóbulo principal.

1.2.4. Fuentes de excitación: Modos Floquet

El vector campo eléctrico medido en la zona lejana, es producto de una distribución de corriente eléctrica \vec{I} o de campo \vec{E} presente en cada uno de los elementos del arreglo dada la incidencia de una onda electromagnética. Para el caso de una estructura periódica infinita, las corrientes o campos inducidos en el arreglo se presentan como una serie infinita de fuentes con periodicidad en amplitud y fase; esta serie recibe el nombre de serie Floquet y las funciones base, modos Floquet. Así pues, a partir de la resolución de las ecuaciones de Maxwell, el campo radiado por un arreglo infinito puede expresarse en términos de una serie infinita, constituida por modos Floquet TE y TM de la forma [17]:

$$\vec{E}_{mn}^{TE} = V_{mn}^{TE} \vec{e}_{mn}^{TE} e^{-jk_{zmn}z} \dots (1.9)$$

$$\vec{E}_{mn}^{TM} = V_{mn}^{TM} \left(\vec{e}_{mn}^{TM} + \frac{\hat{z}(\nabla \cdot \vec{e}_{mn}^{TM})}{jk_{zmn}} \right) e^{-jk_{zmn}z} \dots (1.10)$$

En donde (m, n) corresponden a los índices de los modos Floquet, \vec{e}_{mn}^{TE} y \vec{e}_{mn}^{TM} son los vectores campo eléctrico de los modos TE y TM, respectivamente; V_{mn}^{TE} y V_{mn}^{TM} son las amplitudes modales y k_{zmn} la constante de propagación o número de onda, definida como [17]:

$$k_{zmn} = k_0 \cos(\theta_{mn}) = \sqrt{k^2 - k_{xmn}^2 - k_{ymn}^2} \dots (1.11)$$

$$k_{xmn} = k_0 \sin(\theta_{mn}) \cos(\varphi_{mn}) = k_{x0} + \frac{2m\pi}{a} \dots (1.12)$$

$$k_{ymn} = k_0 \sin(\theta_{mn}) \sin(\varphi_{mn}) = k_{y0} - \frac{2m\pi}{a \tan(\alpha)} + \frac{2n\pi}{b} \dots (1.13)$$

En donde k_{x0} y k_{y0} corresponden a los factores de progresión de fase del modo con índice $m = n = 0$, llamado modo dominante [17].

De modo que el campo radiado será:

$$\vec{E} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\vec{E}_{mn}^{TE} + \vec{E}_{mn}^{TM}) \quad m, n \in \mathbb{Z} \dots (1.14)$$

Cada uno de los modos que constituyen la sumatoria representa una onda plana, la cual se propaga en cierta dirección (θ, φ) . Resulta importante mencionar que sólo se propagarán aquellos modos cuya constante de propagación k_{zmn} sea real, aquellos que no cumplen con esta condición reciben el nombre de modos evanescentes.

1.2.5. Polarización de una onda electromagnética

Las ondas electromagnéticas radiadas por una antena cuentan con determinada polarización. La polarización de una onda se encuentra en función de la orientación de su vector campo eléctrico [19] y su comportamiento al variar su dirección y magnitud a lo largo del tiempo y sentido de propagación [20]. Esta puede ser lineal, circular o elíptica.

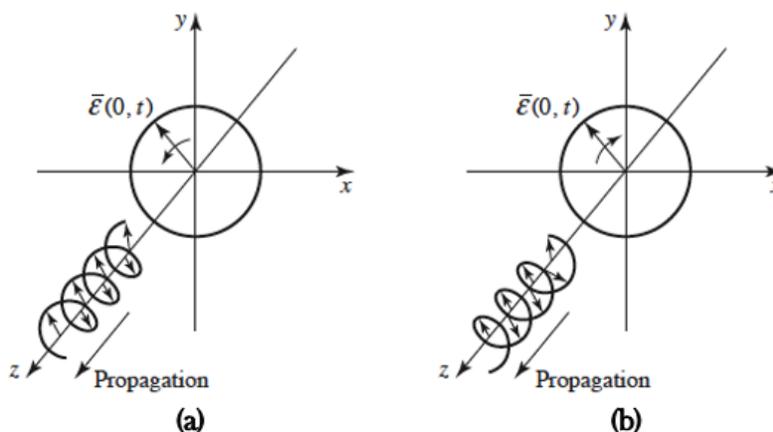


Figura 1.5. Polarización del campo eléctrico para ondas (a) PCD y (b) PCI [19]

En la Figura 1.5 se ilustra una onda electromagnética de polarización circular, la cual puede ser de orientación derecha (PCD) o izquierda (PCI). Las expresiones matemáticas correspondientes para estas ondas que se propagan en dirección $+z$, son :

$$\vec{E}_{RCP} = E_0(\hat{a}_x - j\hat{a}_y)e^{-jk_0z} \quad \vec{E}_{LCP} = E_0(\hat{a}_x + j\hat{a}_y)e^{-jk_0z} \quad \dots (1.15)$$

Una onda de polarización lineal contará sólo con una componente ya sea en x (PLV) o en y (PLH), o será un vector resultado de la suma de ambas componentes, pero sin el desfase provisto por j . Por otro lado, una onda de polarización elíptica tendrá la misma forma que las expresiones de (1.15), con la particularidad de que las componentes cuentan con magnitudes distintas.

Así pues, los elementos de un arreglo operan con alguna de las polarizaciones previamente mencionadas. La polarización de la onda electromagnética que se pretende transmitir/recibir se conoce como co-polarización (Co-Pol), mientras que la polarización de las ondas cuyo vector \vec{E} es ortogonal a esta co-polarización, recibe el nombre de polarización cruzada (X-Pol).

1.2.6. Técnicas para el desplazamiento de fase en arreglos reflectivos

Dentro del principio de funcionamiento de estos arreglos, la generación de la pendiente de fase es crucial. Se identifican tres técnicas principales para producir el desplazamiento de fase requerido: variación de la frecuencia de resonancia a partir de las dimensiones del elemento reflectivo, la inserción de stubs de longitud variable y la rotación de los elementos que constituyen el arreglo reflectivo [22] (véase Figura 1.6).

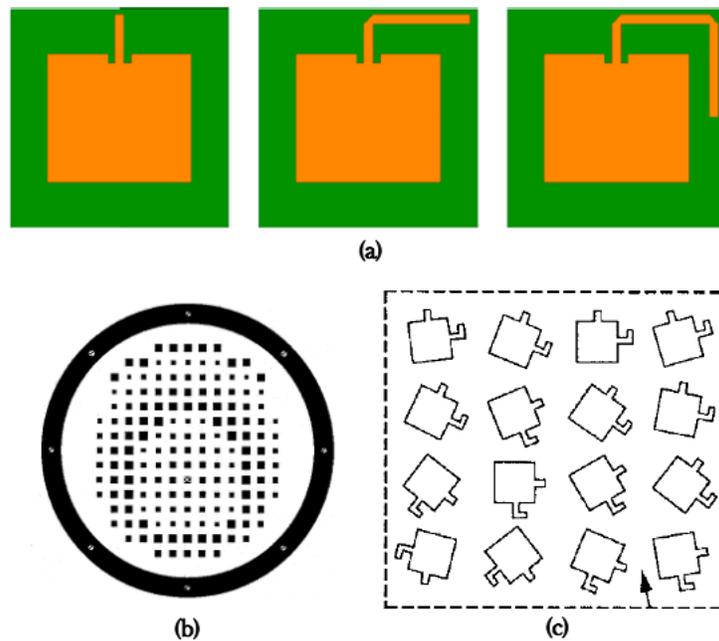


Figura 1.6. Técnicas de desplazamiento de fase: (a) Inserción de stubs [8], (b) Variación de dimensiones [23] (c) Rotación del elemento [7].

La inserción de stubs permite modificar la fase de la onda reflejada debido a que una onda electromagnética pierde fase conforme se propaga a lo largo de una línea de transmisión. Por tanto, el desplazamiento de fase ψ que provee cada elemento se encuentra en función de la longitud del stub.

La variación en las dimensiones del elemento aprovecha la naturaleza de resonancia de los elementos reflectivos, pues es sabido que la magnitud y fase del coeficiente de reflexión dependen de la frecuencia de resonancia, que a su vez se encuentra en función de las dimensiones del elemento. Así pues, es posible obtener distintos valores de fase al incrementar o disminuir las dimensiones del elemento en su frecuencia de operación.

Finalmente, la rotación de los elementos reflectivos en un ángulo γ producirá un desplazamiento de fase $\psi = 2\gamma$ [8] en la onda reflejada. Esta técnica se presentó en un inicio con el nombre de “Espirafase”[24] y está restringida a ondas de polarización circular.

Mientras las dos primeras técnicas limitan el ancho de banda del arreglo [16], el desplazamiento de fase a partir de la rotación de los elementos es independiente de la frecuencia de operación, por lo que el ancho de banda dependerá únicamente del elemento resonante. Así mismo, otra de sus ventajas es la relación lineal existente entre el ángulo de rotación y el desplazamiento en fase de la onda reflejada.

1.2.7. Elementos resonantes en arreglos reflectivos

Los elementos que constituyen la celda unitaria pueden ser de muchas geometrías y tipos, desde simples parches de microcinta, dipolos, ranuras o anillos, hasta geometrías más sofisticadas como la llamada Cruz de Jerusalén o elementos con forma de espirales de Arquímedes (véase Figura 1.7).

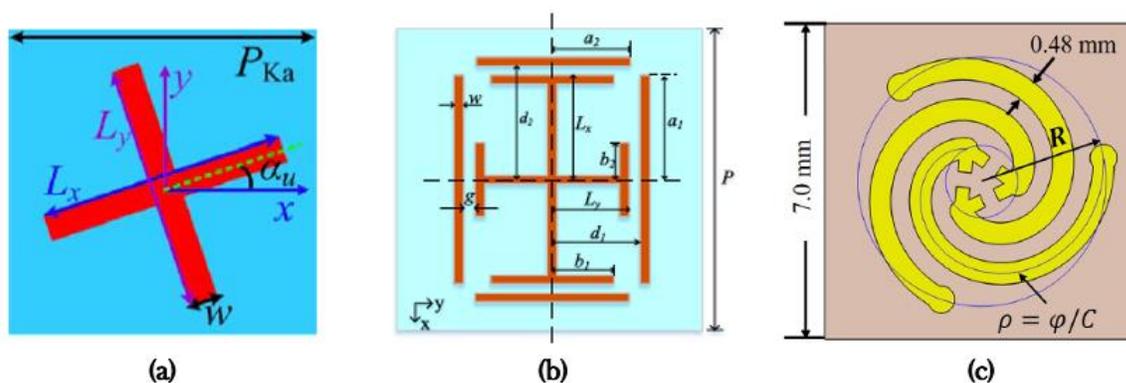


Figura 1.7. Geometrías de celdas unitarias: (a) Dipolos cruzados [25], (b) Cruz de Jerusalén [26] y (c) Espirales de Arquímedes[27]

Además del ancho de banda, la geometría del desplazador de fase determina la polarización con la que conviene trabajar el arreglo. Por otro lado, las dimensiones del elemento establecen la frecuencia de operación, de modo que la operación en altas frecuencias (como lo es la banda de

ondas milimétricas) puede conllevar ciertas dificultades de fabricación, pues el tamaño de los elementos se encuentra en el orden de milímetros e incluso micras.

Así mismo, la cantidad de parámetros disponibles para el ajuste del arreglo puede llegar a ser un factor de relevancia al momento de elegir la geometría de la celda, pues a mayor cantidad de parámetros, se tiene más flexibilidad al momento de realizar una optimización del diseño de interés.

1.3. Arreglos reflectivos de doble banda

Numerosas propuestas de arreglos reflectivos se han presentado recientemente enfocados a satisfacer la necesidad de una antena que opere en los regímenes de Tx y Rx de manera simultánea. Algunos de los diseños para el funcionamiento en banda dual consisten en arreglos de dos capas [28] (Figura 1.8 (a)), en donde cada una de ellas opera a una frecuencia diferente; de igual manera, la integración de elementos reflectivos para cada una de las frecuencias de operación dentro de la misma abertura [29] ha sido objeto de estudio en los últimos años (Figura 1.8 (b)). Por otro lado, se ha implementado una combinación de AR y AT, en donde cada arreglo funciona a una frecuencia determinada [30] (Figura 1.8 (c)).

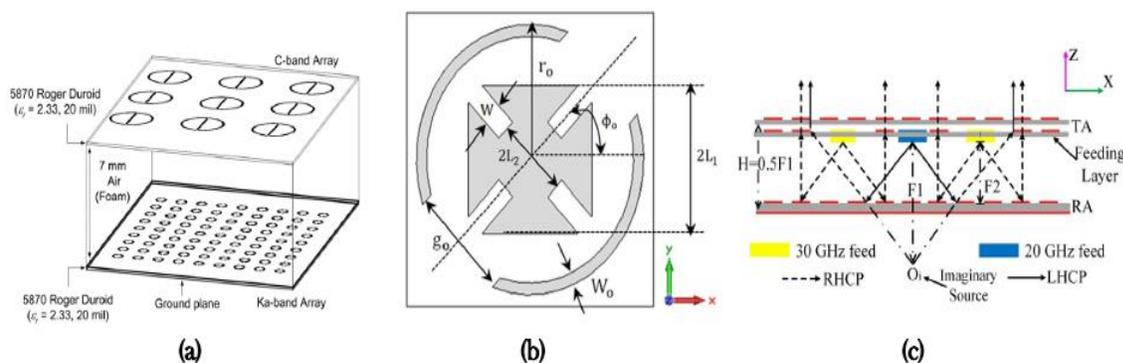


Figura 1.8. Propuestas de arreglos reflectivos de doble banda: (a) Arreglo de dos capas [28], (b) Arreglo de una capa [29] (c) Combinación de AR y AT [30].

De las tres alternativas descritas, aquella que consiste en una sola capa que integre elementos para cada frecuencia de operación, resulta la más viable en cuestiones de complejidad de fabricación y bajo perfil.

Uno de los principales retos al momento de diseñar este tipo de arreglos es la manera en que los elementos estarán dispuestos en la celda unitaria. El acomodo de los desplazadores de fase resulta

estar en función del cociente $R = f_{\max}/f_{\min}$, cantidad adimensional que proporciona la relación entre bandas de operación [6].

1.3.1. Arreglos de doble banda con $R \geq 1.4$

La implementación de arreglos con bandas de operación muy separadas entre sí ($R \geq 1.4$) [31] permite una integración más sencilla de los elementos resonantes dentro de la celda unitaria, esto debido al contraste existente entre las dimensiones físicas de los elementos de la banda inferior y de la banda superior. Para el caso de resonadores tales como anillos o ranuras (de cualquier geometría), es posible disponer de estos de manera concéntrica, en donde el elemento correspondiente a la banda superior se encuentra dentro de aquellos que operan en frecuencias más bajas.

Ejemplos de este tipo de arreglos son los propuestos en [32] y [33], ambos con operación en las bandas Ku/Ka y que emplean las técnicas de variación de dimensiones y rotación del elemento, respectivamente, para lograr la compensación de fase requerida. Así mismo, se han propuesto arreglos en donde la celda unitaria consta de un elemento resonante de la banda inferior rodeado de aquellos que resuenan en altas frecuencias [34]. Los elementos descritos se ilustran en la Figura 1.9.

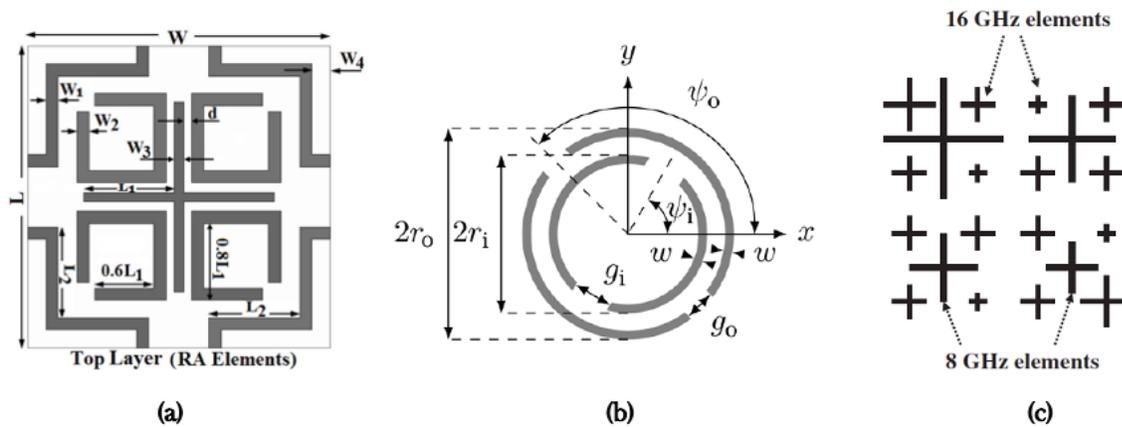


Figura 1.9. Propuestas de AR de doble banda de una celda con $R \geq 1.4$: (a) [32], (b)[33] y (c) [34]

Un aspecto a considerar en el diseño de arreglos de doble banda con gran separación en frecuencia, es que el ángulo de escaneo θ_{\max} de las condiciones (1.4) y (1.5) no será aplicable para ambas bandas de operación, esto debido a la diferencia en las dimensiones de λ_0 . De modo que la banda superior permite un valor menor de θ_{\max} antes de la aparición de lóbulos parásitos.

Este problema puede atacarse ya sea eligiendo un periodo adecuado para la celda [32][33] o añadiendo más de un elemento para la banda superior dentro de la misma celda unitaria [34], de modo que se encuentren físicamente más próximos entre sí.

1.3.2. Arreglos de doble banda con $R < 1.4$

La operación en banda dual con frecuencias muy separadas entre sí obedece a la necesidad de una operación simultánea de Rx/Tx; por otro lado, los arreglos reflectivos multibanda en donde las frecuencias de operación se encuentran próximas permiten compensar el reducido ancho de banda que caracteriza a los arreglos reflectivos planos o bien, proveer de diferentes servicios que operen en bandas próximas.

Para el caso de arreglos de doble haz en donde $R < 1.4$, el inconveniente relacionado al periodo de la celda ya es despreciable debido a la proximidad de las frecuencias de operación; sin embargo, ahora el principal problema radica en lograr una eficiente disposición de los elementos para ambas bandas en la misma abertura, esto debido a que las dimensiones físicas de los mismos son muy próximas entre sí.

Algunas propuestas para lograr la operación de estos arreglos de doble banda son las descritas en [18] y [31] (Figura 1.10 (a) y Figura 1.10 (b)). En [18] se emplea una rejilla triangular equilátera, la cual permite un mayor espaciamiento entre elementos, mientras en [31] se recurre nuevamente a una disposición concéntrica de anillos ranurados, con la particularidad de que ahora el anillo exterior corresponde a la frecuencia superior, con perímetro igual a $2\lambda_0$. Así mismo, se han realizado propuestas de arreglos reflectivos multibanda, en donde se recurre a la miniaturización de los elementos a partir de la inserción de capacitancias [35], logrando así una mayor separación entre componentes a pesar de que sus frecuencias de resonancia se encuentren próximas (véase Figura 1.10 (c)).

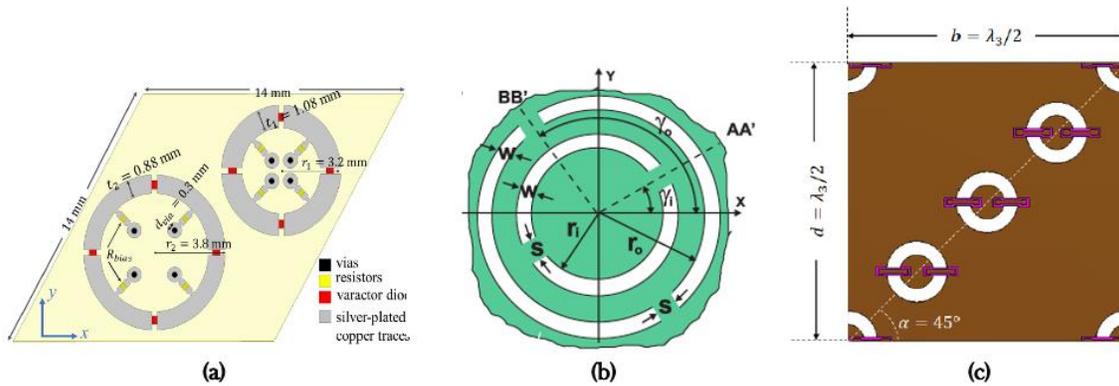


Figura 1.10. Técnicas para la inserción de elementos con frecuencias de operación próximas: (a) Rejilla triangular equilátera [18] (b) Anillos concéntricos con resonancia en 2λ para f_{min} [31] y (c) Miniaturización de elementos [35]

Aunado a las consideraciones enunciadas, uno de los fenómenos que más se hace presente en este tipo de arreglos es el de interacción o acoplamiento mutuo entre elementos resonantes adyacentes, debido a la proximidad con la que se encuentran dispuestos. Este acoplamiento, presente sobre todo en arreglos con $R < 1.4$, produce una degradación en el funcionamiento del arreglo y atenta contra la independencia en el desplazamiento de fase efectuada para cada frecuencia de operación, es decir, la variación en algún parámetro del elemento de una banda afectará el desplazamiento proporcionado para la otra frecuencia de operación.

El acoplamiento entre elementos multibanda puede suprimirse al procurar que la operación de estos se limite lo más posible a la frecuencia de operación de cada reflector. Un ejemplo de esto se llevó a cabo en [29] y [34], en donde se buscó reducir la interacción mutua restringiendo la operación de cada una de las bandas: el primero diseñando elementos con una polarización diferente para cada banda de frecuencias y el segundo añadiendo una FSS, en lugar del plano de tierra sólido típico de un arreglo reflectivo. Así mismo, en [36] se propone la inserción de anillos de dimensiones fijas para aislar los elementos de cada una de las bandas de operación y lograr así una disminución en la interacción mutua. Estos elementos multibanda se ilustran en la Figura 1.11.

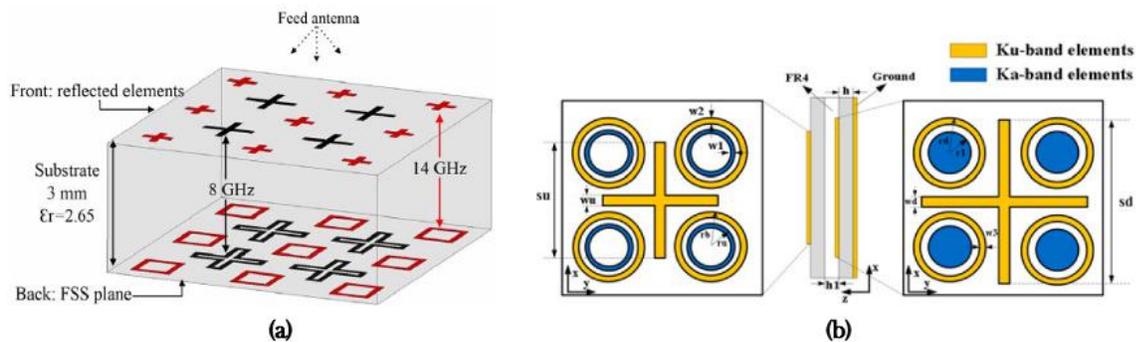


Figura 1.11. Propuestas para la reducción de interacción mutua: (a) Arreglo reflectivo de doble banda con FSS [34] (b) Arreglo reflectivo de doble banda con anillos de dimensiones fijas [36]

1.4. Arreglos reflectivos reconfigurables de doble banda

Las técnicas de desplazamiento de fase empleadas en las propuestas de arreglos mencionadas anteriormente, permiten apuntar el haz a una dirección deseada (θ_0, φ_0) , sin embargo, para lograr un redireccionamiento dinámico del patrón de radiación se requieren tecnologías tales que permitan modificar al instante dicho desplazamiento de fase; aquellos arreglos reflectivos con esta capacidad reciben el nombre de reconfigurables.

1.4.1. Técnicas de reconfiguración

Dentro de las diversas alternativas que existen para habilitar el escaneo en un arreglo reflectivo, es posible realizar una primera clasificación dividiéndolas en aquellos de reconfiguración mecánica y los de reconfiguración electrónica.

- *Arreglos reflectivos de reconfiguración mecánica*

En [4] se identifican tres propuestas relacionadas al primer grupo: modificar la posición de la antena alimentadora, el movimiento de la abertura y la rotación mecánica de los elementos; los primeros dos se aprovechan de la diferencia de recorrido existente entre el radiador y cada una de las celdas unitarias, mientras que la tercera aprovecha la compensación de fase en función del ángulo de rotación γ del elemento. Ejemplos de estos arreglos se visualizan en la Figura 1.12.

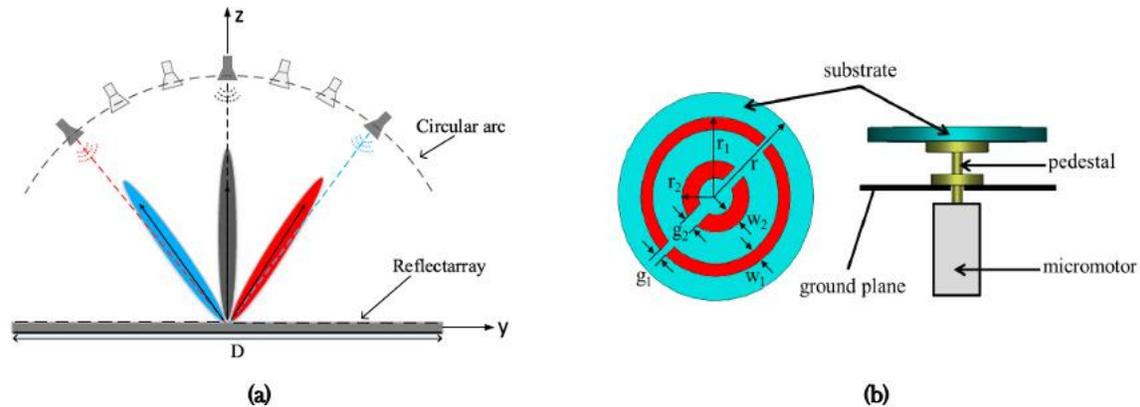


Figura 1.12. Sistemas de reconfiguración mecánica: (a) Movimiento del alimentador [37], (b) Rotación del elemento [38]

La principal ventaja de este tipo de técnicas es que la resolución en la compensación de fase depende únicamente de las características del motor empleado, lo cual disminuye en gran medida los errores de fase; además, este tipo de arreglos reflectivos presentan bajas pérdidas, bajo costo y facilidad de implementación [37]. Por otro lado, el uso de elementos mecánicos implica un incremento en el volumen y masa del arreglo, además de que compromete la respuesta del mismo al momento de llevar a cabo el escaneo, situaciones indeseables en aplicaciones en donde el bajo perfil, masa y el rápido redireccionamiento son prioridad.

- *Arreglos reflectivos de reconfiguración electrónica*

Los arreglos reflectivos de reconfiguración electrónica han resultado una alternativa enfocada a cumplir con características tales como bajo peso y complejidad mecánica, pero sobre todo, una respuesta veloz al momento de la compensación de fase [4], diferenciándose así de su contraparte mecánica.

Este tipo de arreglos recurren a un sistema de control, el cual modifica el estado de los desplazadores en función de los niveles de voltaje de polarización. Los elementos electrónicos empleados cumplen funciones ya sea de conmutadores o de sintonizadores: el primer grupo está constituido por dispositivos tales como diodos PIN debido a sus estados de alta y baja impedancia, mientras que los diodos varactor suelen emplearse como sintonizadores al modificar la frecuencia de resonancia debido a su capacitancia variable; así mismo, los sistemas micro electromecánicos (MEMS, por sus siglas en inglés) han sido objeto de estudio tanto en su modalidad de switches, como de sintonizadores [39].

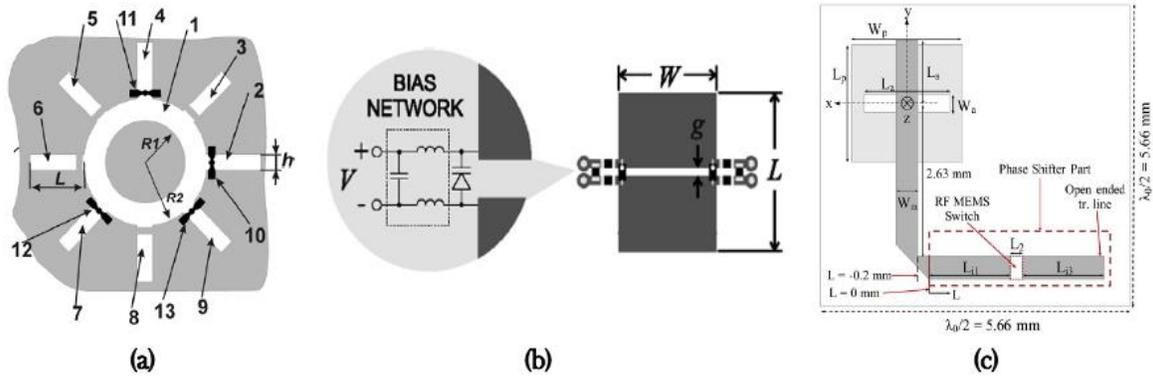


Figura 1.13. Elementos reconfigurables electrónicamente: (a) Diodos PIN [40], (b) Diodos varactor [41] y (c) Dispositivos MEMS [42]

En la Figura 1.13 se ilustran algunos ejemplos correspondientes a esta reconfiguración electrónica. Se puede visualizar que el propósito de estos dispositivos es habilitar diferentes estados para las técnicas de desplazamiento de fase descritas anteriormente. En el caso del arreglo descrito en [40], el empleo de diodos PIN permite un desplazamiento de fase por medio de la rotación electrónica del elemento; por otro lado, en [41] se hace uso de la capacitancia variable de los diodos varactor para modificar la frecuencia de resonancia de un parche de microcinta, similar al principio de operación correspondiente a la variación de las dimensiones físicas del elemento; finalmente, el uso de conmutadores MEMS permite la construcción de arreglos reflectivos como el descrito en [42], en donde se incrementa la longitud del stub conectado a la ranura por medio de un switch.

Ambos métodos de reconfiguración electrónica presentan sus respectivas ventajas y desventajas: aquellos arreglos que emplean conmutadores sufren principalmente de su limitada resolución en fase, pues al tratarse de una reconfiguración digital, se sabe que la cantidad de estados posibles se encuentra restringida a 2^N , siendo N el número de bits del desplazador [43].

Esta cantidad limitada de desplazamientos de fase hace que los arreglos que emplean esta técnica sufran de pérdidas por cuantización, conocidas también como pérdidas por errores de fase. Estas pérdidas surgen a raíz de un proceso de aproximación de la pendiente de fase requerida para desviar la onda reflejada y tienen efectos tales como error de apuntamiento e incremento del nivel de lóbulos laterales, lo cual se traduce en una degradación en la ganancia del arreglo. Matemáticamente, la cantidad de pérdidas está dada por [17]:

$$\text{Pérdidas por cuantización [dB]} = 20 \cdot \log \left(\frac{2^N}{\pi} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{2^N} \right) \right) \dots (1.15)$$

Así pues, las pérdidas de cuantización para arreglos de 3 bits, 2 bits y 1 bit son aproximadamente de 0.2 [dB], 0.9 [dB] y 3 [dB], respectivamente. En lo relacionado a las ventajas de este tipo de desplazadores, se encuentran características como un buen ancho de banda de operación y bajas pérdidas de inserción, sobre todo en los MEMS.

Por otro lado, la variación de fase y frecuencia de resonancia por medio de diodos varactor se caracteriza por la presencia de fluctuaciones del coeficiente de reflexión alrededor de la frecuencia de operación, reducido ancho de banda y por presentar altas pérdidas (hasta 3 [dB] en la banda Ku [18]), esta última desventaja puede solucionarse recurriendo al uso de MEMS en su modalidad de capacitor variable [44]. Pese a estas deficiencias, los diodos varactores continúan como una buena alternativa dada su buena resolución en el desplazamiento de fase y la relación casi lineal entre esta y el nivel de voltaje.

En la Figura 1.14 se puede observar una comparativa de las respuestas en magnitud y fase de los coeficientes de reflexión de dos elementos de reconfiguración electrónica, uno que emplea conmutadores [45] y otro que usa diodos varactor [18].

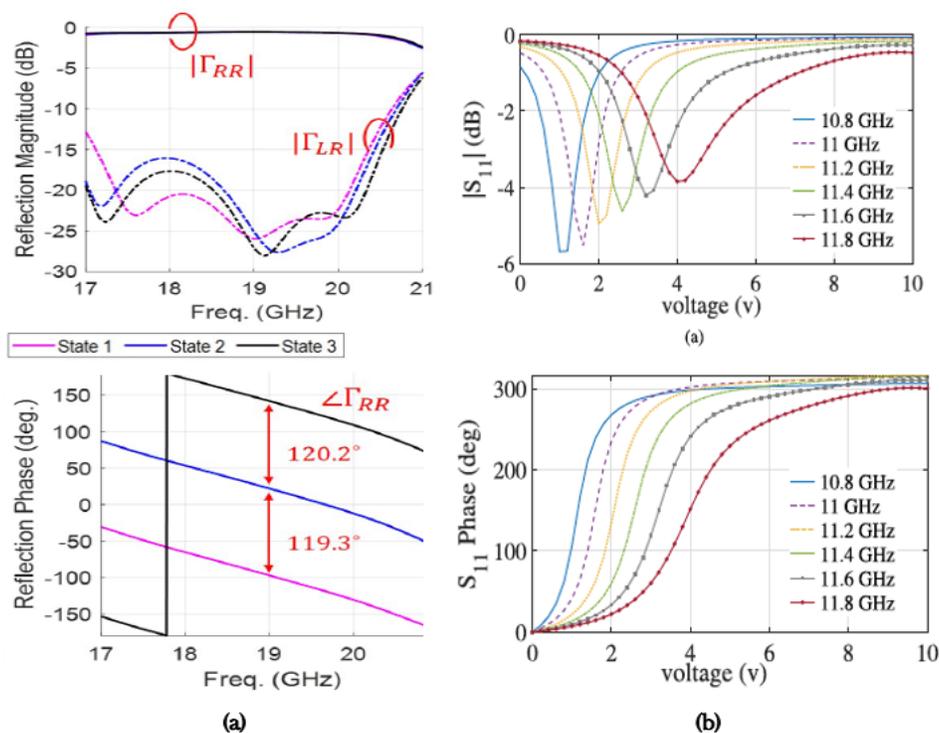


Figura 1.14. Comparación entre las características de magnitud y fase para arreglos reflectivos de reconfiguración electrónica empleando (a) Diodos PIN [45] y (b) Diodos varactor [18]

Sea cual sea la alternativa implementada, un arreglo de reconfiguración electrónica implica la necesidad de una red de alimentación de DC que establezca el valor de voltaje requerido para cada celda unitaria de manera independiente, de ahí que uno de los mayores retos en los arreglos de reconfiguración electrónica sea el diseño de esta red de polarización, la cual, además, debe presentar buenas características de aislamiento, de modo que no influyan en la operación del arreglo [4][41].

En las fuentes consultadas se presentan tablas, como la Tabla 1.2, en donde se sintetizan las características de cada uno de los tipos de reconfiguración:

Tabla 2.2. Análisis cualitativo de las técnicas de reconfiguración de un arreglo [4][39]

	Técnica de reconfiguración	Peso	Complejidad (Costo)	Velocidad de reconfiguración	Pérdidas de cuantización	Voltaje de polarización requerido	Pérdidas de inserción
Reconfiguración mecánica	Rotación del elemento	Alto	Alta	Media	Bajas	Media	N/A
	Movimiento de la abertura	Alto/Medio	Medio	Baja	N/A	N/A	N/A
	Movimiento del alimentador	Alto/Medio	Medio	Baja	N/A	N/A	N/A
Reconfiguración electrónica	PIN	Bajo	Alto	Alta	$\leq 3[dB]$	Bajo [46]	Bajas
	Varactor	Bajo	Alto	Alta	Bajas	Alto [41]	Altas [46]
	MEMS	Bajo	Alto	*Alta	$\leq 3[dB]$	Alto [47]	Bajas

*En comparación con sus contrapartes electrónicas, la velocidad de reconfiguración de los dispositivos MEMS puede considerarse como Media.

1.4.2. Estado del arte de los arreglos reflectivos reconfigurables de doble banda

Para efectos del presente trabajo, la investigación realizada se enfocó en los arreglos de reconfiguración electrónica. Cabe resaltar que, en comparación con la cantidad de publicaciones y diseños relacionados con arreglos de doble banda fijos de una capa, la cantidad de propuestas de arreglos reflectivos electrónicamente reconfigurables de doble haz es muy reducida.

Algunos de los diseños de mayor relevancia (de acuerdo con la cantidad de citas) que emplean diodos varactor para la reconfiguración, son los presentados en [48] y [18]. La celda unitaria en [48] opera en las bandas S (2.6 [GHz] a 3.95 [GHz]) y C (4.9 [GHz] a 7.05 [GHz]) y consta de un parche y un anillo de geometría cuadrangular (véase Figura 1.15 (a)). El diodo varactor se conecta en la abertura existente entre el parche y el anillo, empleando una resistencia y un capacitor para mandar a tierra las señales de RF asociadas a la fuente de polarización del diodo, tal como se ilustra en la Figura 1.15 (b).

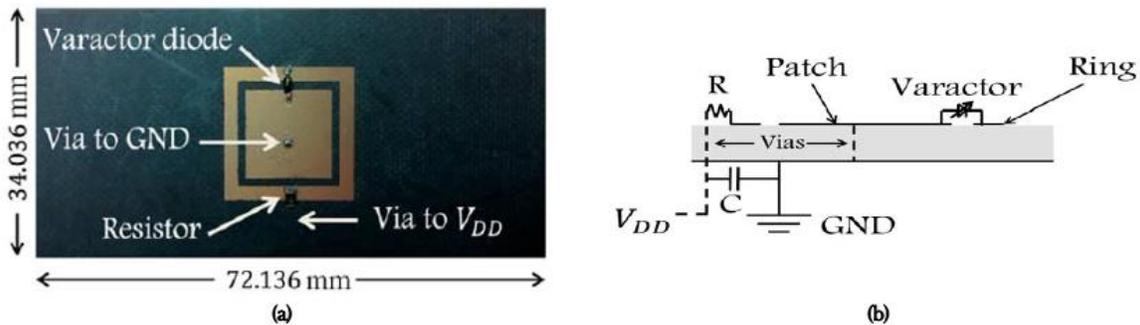


Figura 1.15. Celda unitaria para AR de doble haz con reconfiguración electrónica empleando diodos varactor: (a) Estructura (b) Circuito de polarización [48]

Este arreglo se probó para tres ángulos de desviación θ_0 : 30°, 45° y 60° para las dos bandas de operación, en donde las pérdidas máximas registradas fueron de 4.2 [dB] en banda C y de 4.8 [dB] para la banda S, ambas en 60°. Cabe señalar que este diseño emplea solo un diodo varactor para modificar la fase en ambas frecuencias; si bien esto es favorable para la complejidad de implementación, se sacrifica la capacidad de escaneo independiente.

En contraste con la propuesta en [48], la celda unitaria de [18], ilustrada con anterioridad en la Figura 1.10 (a), permite independencia en el escaneo a partir de dos elementos, cada uno con sus respectivos diodos varactor. Este arreglo opera en las bandas de 11.2 [GHz] y 15.2 [GHz],

empleando anillos y ocho diodos: cuatro para cada elemento resonante. Las ganancias máximas registradas para un arreglo de 8×8 celdas fueron de $13.98 [dB]$ y de $16.61 [dB]$ para las bandas inferior y superior, respectivamente. El escaneo efectuado verificó ángulos de elevación de hasta 24° , sin embargo, con lóbulos laterales de magnitud considerable. Este trabajo resalta por el análisis tan detallado en las pérdidas que presenta la propuesta, desde aquellas intrínsecas en el diseño de la celda unitaria, hasta las pérdidas por escaneo y la alimentación del arreglo; sin embargo, se omite un estudio de los efectos de acoplamiento mutuo en el desplazamiento de fase producido por cada uno de los elementos en la celda unitaria.

Ambos arreglos exhiben la típicas pérdidas características de los diodos varactor, presentando valores que superan los $3 [dB]$. Así mismo, la necesidad de un sistema de control que provea de diversos valores de voltaje ($0.5 - 28 [V]$ en [48] y $0 - 10 [V]$ en [18]) incrementa la complejidad de implementación.

Con relación a la reconfiguración a partir de conmutadores, la mayoría de los diseños propuestos optan por desplazadores de un solo bit, como se puede apreciar en [49] y [50], en donde se hace uso de diodos PIN y de la técnica de inserción de stubs para el desplazamiento en fase. La celda unitaria de [49] consta de un parche rectangular cortocircuitado a tierra a partir de un diodo PIN (Figura 1.16 (a)). El elemento exhibe dos frecuencias de resonancia: $11.1 [GHz]$ y $14.3 [GHz]$, bandas en donde se logra un desplazamiento de 180° . Esta propuesta se llevó a la práctica con un arreglo de 1600 elementos, empleando un tablero de control basado en FPGA para ejecutar la conmutación de los diodos PIN, los cuales requirieron $1.4 V$ para su polarización directa. El escaneo se realizó a una elevación máxima de 60° en la banda inferior y 40° en la banda superior, con ganancias máximas de $29.3 [dB]$ en la banda inferior y $30.8 [dB]$ en la banda superior. La propuesta presentó $0.66 [dB]$ de pérdidas en el elemento a $11.1 [GHz]$ y $0.96 [dB]$ a $14.3 [GHz]$, así como los $3 [dB]$ que conllevan los desplazadores de fase de 1 bit. Así como en [48], la operación de doble banda no es independiente, pues el cambio de estado del diodo PIN afecta de manera simultánea a ambas frecuencias.

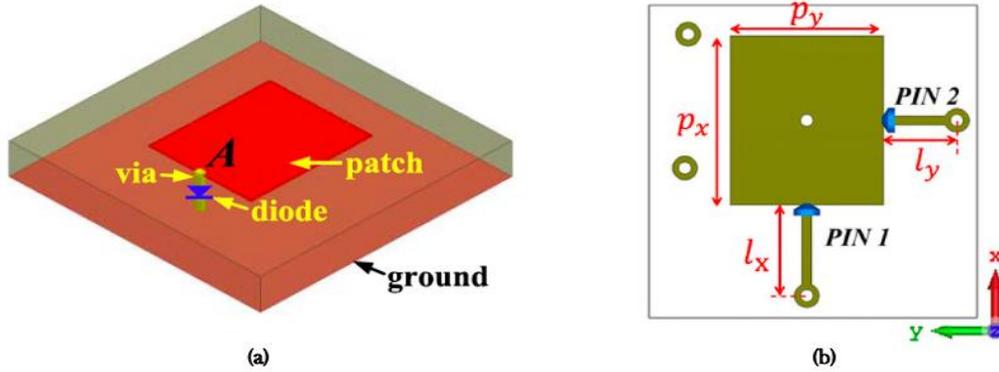


Figura 1.16. Celdas unitarias para AR de doble haz con reconfiguración electrónica empleando diodos PIN: (a) Celda unitaria con un solo diodo PIN sin escaneo independiente [49] (b) Celda unitaria con dos diodos PIN con escaneo independiente [50]

La celda unitaria en [50] es bastante similar a la descrita anteriormente en cuanto a geometría se refiere; sin embargo, esta destaca debido a su capacidad de escaneo, pues este se lleva a cabo de manera independiente en cada una de las bandas de operación, cuyas frecuencias centrales se encuentran en 12.5 [GHz] y 14.25 [GHz]. Este arreglo logra su operación de doble haz a partir de emplear una polarización distinta para cada frecuencia, siendo estas ortogonales entre sí: lineal horizontal en la banda inferior y lineal vertical en la superior; debido a esto, requirieron de dos diodos PIN, uno correspondiente a cada frecuencia, para efectuar el desplazamiento en fase (Figura 1.16 (b)). Un arreglo de 256 elementos produjo ganancias máximas de 22.3 [dB] y 22.5 [dB], con pérdidas de hasta 1 [dB] en la celda unitaria. El escaneo se llevó a cabo hasta $\theta_0 = 60^\circ$.

De acuerdo con la información recabada, sólo una propuesta de arreglo con reconfiguración electrónica recurre al principio de rotación del elemento (o de Espirafase). Si bien existen varias publicaciones que presentan arreglos con elementos reconfigurables tipo Espirafase [45][51][52], el diseño descrito en [53] es el único arreglo reflectivo de doble banda que emplea esta técnica de desplazamiento en fase. El estudio de propuestas que recurren a la técnica de rotación del elemento resulta de particular importancia para el presente trabajo, esto debido a que son el principal referente para el análisis del diseño que se describe en los capítulos posteriores.

El arreglo de [53], introducido como una “demostración de concepto”, consta de anillos ranurados, los cuales operan en las bandas K (24.4 [GHz]) y Ka (35.5 [GHz]) y emplean seis dispositivos MEMS como conmutadores, logrando con estos una resolución en fase de 120° (tres estados disponibles). En cuanto a las características de la celda unitaria, ambas bandas de operación

presentan buena supresión de polarización cruzada, cualidad que corresponde a un desplazador de fase eficiente, como se explicará en el capítulo a continuación; así mismo, el desplazamiento en fase exhibe el comportamiento esperado en cuanto a valor e independencia (Figura 1.17).

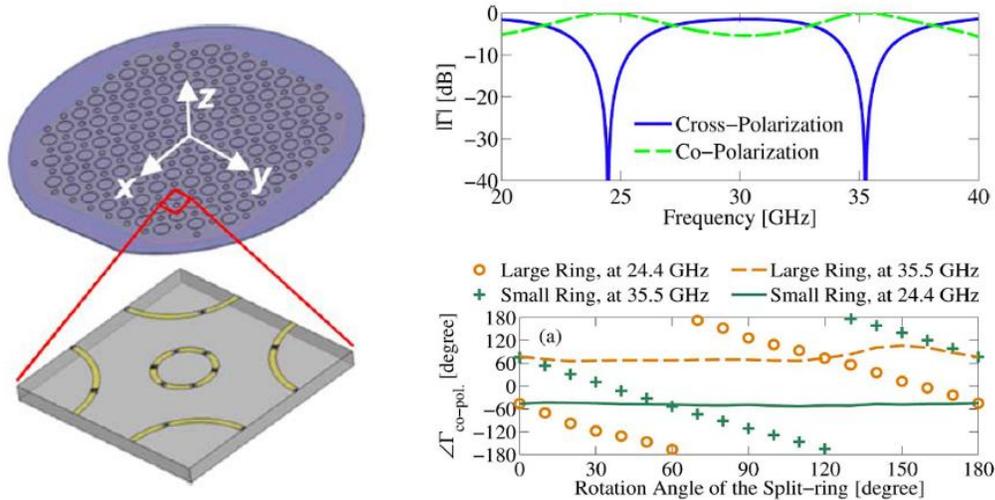


Figura 1.17. Propuesta de arreglo de doble banda reconfigurable electrónicamente por medio de MEMS [53]

Con relación a la capacidad de escaneo del arreglo, los autores se limitan a un desvío del haz en dirección $\theta_0 = 35^\circ$ y 24° , para las bandas inferior y superior respectivamente, haciendo énfasis en la aparición de lóbulos parásitos para la banda Ka, en donde no se cumple la condición (1.4) (véase Figura 1.18). El arreglo implementado para el escaneo emplea estados de cortocircuito y circuito abierto en los elementos de la celda, de modo que la demostración se realizó en condiciones ideales. Además de lo anterior, poco se explica en relación a la eficiencia del arreglo al momento de efectuarse el escaneo, omitiendo aspectos importantes como las pérdidas de inserción de los MEMS (que se asumen como bajas) o aquellas producto de la cuantización de fase.

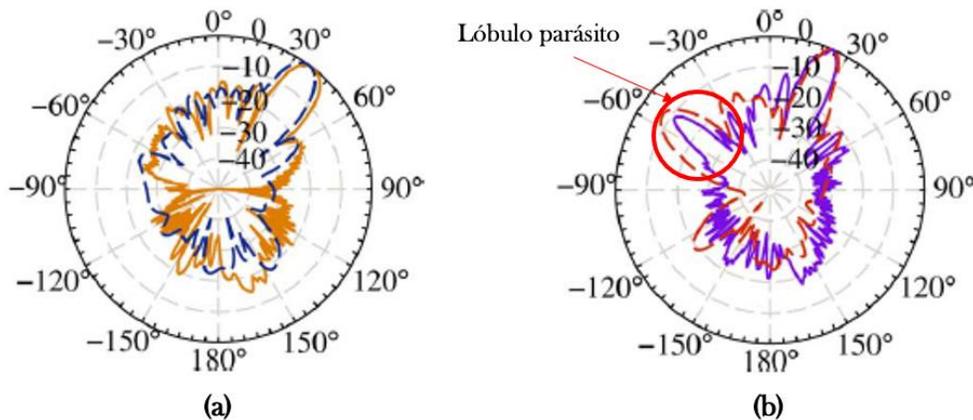


Figura 1.18 Patrón de radiación de un arreglo reflectivo con operación en bandas K/Ka (a) $f = 24.4$ [GHz] (b) $f = 35.5$ [GHz] [53]

1.5. Retos de los arreglos reflectivos reconfigurables de doble banda

Efectuada la revisión del estado del arte, se identificaron las áreas de oportunidad relacionadas con este tipo de arreglos reflectivos: la interacción mutua entre elementos, las pérdidas en el arreglo, la cantidad de dispositivos para la reconfiguración electrónica y la red de polarización y control de los mismos. Dados los alcances de este trabajo, no se profundizará en la evidente complejidad del sistema de control, además de otras problemáticas presentes en cualquier arreglo reflectivo, como lo es la posición del alimentador y las pérdidas relacionadas con esto.

Se observa entonces que cada diseño procura una compensación entre las pérdidas debidas al dispositivo empleado, y aquellas producto de la discretización de fase: los arreglos que emplean diodos varactor sufren de grandes pérdidas de inserción, mientras que las pérdidas por cuantización son despreciables, debido a su resolución en el desplazamiento de fase. En contraste, el uso de conmutadores permite baja disipación de potencia, de modo que las principales pérdidas son consecuencia de la resolución del desplazador, habitualmente de 1 bit. Por tanto, un diseño novedoso procurará rescatar las cualidades de ambos tipos de propuestas: pocas pérdidas de inserción y de cuantización.

Si bien la propuesta descrita en [53] es un primer intento de lograr un arreglo con las características enunciadas (tres estados disponibles empleando dispositivos MEMS), una de sus principales deficiencias radica en la cantidad de MEMS requeridos para lograr una resolución en fase de 120° , siendo seis en este caso, sumando un total de doce dispositivos MEMS en la celda unitaria. Esto tiene fuertes implicaciones en los costos y complejidad de implementación del arreglo, pues recordemos que estos dispositivos constan de decenas de celdas unitarias.

Así pues, aunado a los propiedades descritas, se añade la capacidad de lograr la mayor cantidad de estados disponibles en el desplazador, con el menor número de conmutadores posibles. De igual manera, debido a la necesidad de escaneo independiente para cada frecuencia del arreglo, es necesario un buen aislamiento en cada banda de operación como el que exhibe la propuesta [53], de modo que un análisis como el efectuado en [50] sería apropiado para poder corroborar esta independencia de operación.

1.6. Conclusiones

- Dado el contexto actual de las telecomunicaciones, el estudio dedicado a antenas de alta ganancia con capacidad de escaneo y operación multibanda, resulta de gran relevancia. Lo anterior debido a que estos dispositivos son una parte fundamental en aquellas alternativas que pretenden llegar a sustituir a las comunicaciones terrestres, como lo son los servicios provistos por satélites de baja órbita.
- Los arreglos reflectivos de reconfiguración electrónica se posicionan como una tecnología habilitadora de las comunicaciones satelitales, dado su bajo perfil, masa, facilidad de construcción y despliegue, así como su capacidad de escaneo.
- El estudio sobre arreglos reflectivos ha sido bastante extenso a lo largo de los años, tanto en lo teórico como en las propuestas prácticas. De la inmensa cantidad de información existente, se resalta la geometría de los elementos de la celda unitaria, la técnica de desplazamiento de fase y la tecnología de reconfiguración, como los aspectos de mayor interés para el diseño de un AR reconfigurable.
- El diseño de AR reconfigurables de doble haz aún se encuentra en una etapa muy temprana de desarrollo, lo cual puede confirmarse en la reducida cantidad de propuestas en la literatura, además de los retos y áreas de oportunidad que presentan los diseños actuales.
- Un diseño óptimo de AR de doble banda con reconfiguración electrónica debe contar con características tales como bajas pérdidas en los elementos (logrado a partir del uso de conmutadores) y buena resolución en fase, empleando la menor cantidad de conmutadores posibles; además, las bandas de operación deben de presentar un buen aislamiento para asegurar la independencia de escaneo en las frecuencias del arreglo.

1.7. Referencias

1. I. F. Akyildiz y A. Kak, "The Internet of Space Things/CubeSats," en *IEEE Network*, vol. 33, núm. 5, pp. 212-218, Sept.-Oct. 2019, doi: 10.1109/MNET.2019.1800445.
2. J. Kua, S. W. Loke, C. Arora, N. Fernando, and C. Ranaweera, "Internet of Things in Space: A Review of Opportunities and Challenges from Satellite-Aided Computing to Digitally-Enhanced Space Living," en *Sensors*, vol. 21, núm. 23, p. 8117, Dic. 2021, doi: 10.3390/s21238117.
3. J. A. Manner, "CMR-19 - Una oportunidad para reducir la brecha digital de la 5G", *ITU News Magazine*, núm. 2, pp. 19-22, 2019.
4. J. Wang, V. Manohar y Y. Rahmat-Samii, "Enabling the Internet of Things With CubeSats: A review of representative beamsteerable antenna concepts," en *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 63, núm. 6, pp. 14-28, Dic. 2021, doi: 10.1109/MAP.2020.3003205.
5. J. Wang, V. Manohar and Y. Rahmat-Samii, "K-Band Circularly Polarized Beam Steerable Reflectarray Enabling Internet of Space: Conceptualization and Validation," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, núm. 8, pp. 6703-6717, Ago. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161276.
6. J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*. Hoboken, NJ, USA:Wiley, 2007.
7. J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, núm. 5, pp. 650-656, Mayo 1998, doi: 10.1109/8.668907.
8. Payam Nayeri Fan Yang; Atef Z. Elsherbeni, *Reflectarray Antennas: Theory, Designs, and Applications*, IEEE, 2018.
9. L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier y P. Pouliguen, "Circularly-Polarized Reconfigurable Transmitarray in Ka-Band With Beam Scanning and Polarization Switching Capabilities," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, núm. 2, pp. 529-540, Feb. 2017, doi: 10.1109/TAP.2016.2633067.
10. X. Yang et al., "A broadband high-efficiency reconfigurable reflectarray antenna using mechanically rotational elements," en *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, núm. 8, pp. 3959-3966, 2017. doi: 10.1109/TAP.2017.2708079.
11. L. Wen et al., "A Dual-Polarized Aperture-Sharing Phased-Array Antenna for 5G (3.5, 26) GHz Communication," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, doi: 10.1109/TAP.2023.3245183.
12. K. Y. Kapusuz, Ö. A. Civi and A. G. Yarovoy, "A dual-band wide-angle scanning phased array antenna in K/Ka bands for satellite-on-the-move applications," 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, France, 2017, pp. 1898-1902, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928682.

13. Z. Fu, X. Zou, Y. Liao, G. Lai, Y. Li and K. L. Chung, "A Brief Review and Comparison Between Transmitarray Antennas, Reflectarray Antennas and Reconfigurable Intelligent Surfaces," 2022 IEEE Conference on Telecommunications, Optics and Computer Science (TOCS), Dalian, China, 2022, pp. 1192-1196, doi: 10.1109/TOCS56154.2022.10016145.
14. R. L. Farias, C. Peixeiro and M. V. T. Heckler, "Performance Assessment of a Reconfigurable Circularly Polarized Reflectarray at K-Band," 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Copenhagen, Denmark, 2020, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9136000.
15. R. Sorrentino, R. V. Gatti and L. Marcaccioli, "Recent advances on millimetre wave reconfigurable reflectarrays," 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, Germany, 2009, pp. 2527-2531.
16. A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez y N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, núm. 1, pp. 142-153, Ene. 2004, doi: 10.1109/TAP.2003.820976.
17. A., Bhattacharyya, *Phased Array Antennas: Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems*, John Wiley & Sons, Inc., 2006.
18. E. Baladi, M. Y. Xu, N. Faria, J. Nicholls y S. V. Hum, "Dual-Band Circularly Polarized Fully Reconfigurable Reflectarray Antenna for Satellite Applications in the Ku-Band," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, núm. 12, pp. 8387-8396, Dic. 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3090577.
19. D. Pozar, *Microwave Engineering, Segunda Edición*, John Wiley & Sons, Inc., 2011.
20. Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design, Tercera Edición*, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
21. R. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook, Segunda Edición*, Artech, 2005.
22. S. V. Hum, M. Okoniewski and R. J. Davies, "Modeling and Design of Electronically Tunable Reflectarrays," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, núm. 8, pp. 2200-2210, Ago. 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.902002.
23. F. . -C. E. Tsai and M. E. Bialkowski, "Designing a 161-element Ku-band microstrip reflectarray of variable size patches using an equivalent unit cell waveguide approach," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, núm. 10, pp. 2953-2962, Oct. 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.818001.
24. H. R. Phelan. "Spiraphase - A new, low cost, lightweight phased array." *Microwave J.* vol. 19, pp. 41-44, Dic. 1976.
25. P. Xu, L. Li, R. Li and H. Liu, "Dual-Circularly Polarized Spin-Decoupled Reflectarray With FSS-Back for Independent Operating at Ku-/Ka-Bands," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, núm. 10, pp. 7041-7046, Oct. 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3076518.

26. G. -T. Chen, Y. -C. Jiao, G. Zhao and C. -W. Luo, "A Single-Layer Wideband Circularly Polarized Reflectarray with Linearly Polarized Feed," 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Xi'an, China, 2019, pp. 1-3.
27. J. Wang and Y. Rahmat-Samii, "A 3-State Broadband Circularly-Polarized Unit Cell Enabling Steerable Reflectarrays for CubeSats," 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI), Singapore, Singapore, 2021, pp. 561-562, doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9703774.
28. C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang and Kai Chang, "A C/ka dual frequency dual Layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, núm. 11, pp. 2871-2876, Nov. 2004, doi: 10.1109/TAP.2004.835144.
29. R. Deng, Y. Mao, S. Xu and F. Yang, "A Single-Layer Dual-Band Circularly Polarized Reflectarray With High Aperture Efficiency," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, núm. 7, pp. 3317-3320, July 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2429684.
30. S. Yang, Z. Yan, M. Cai and X. Li, "Low-Profile Dual-Band Circularly Polarized Antenna Combining Transmitarray and Reflectarray for Satellite Communications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, núm. 7, pp. 5983-5988, Julio 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3140501.
31. J. A. Ortiz-Fuentes, J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Dual-Frequency Reflectarray Based on Split-Ring Slots," en *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 952-955, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2615049.
32. M. Abdollahvand, K. Forooraghi, J. A. Encinar, Z. Atlasbaf and E. Martinez-de-Rioja, "A 20/30 GHz Reflectarray Backed by FSS for Shared Aperture Ku/Ka-Band Satellite Communication Antennas," en *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, núm. 4, pp. 566-570, April 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.2972024.
33. T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim and O. Breinbjerg, "Design, Manufacturing, and Testing of a 20/30-GHz Dual-Band Circularly Polarized Reflectarray Antenna," en *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1480-1483, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2288995.
34. Y. Chen, L. Chen, H. Wang, X. -T. Gu and X. -W. Shi, "Dual-Band Crossed-Dipole Reflectarray With Dual-Band Frequency Selective Surface," en *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1157-1160, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2280891.
35. C. Arana, "Arreglo reflectivo multihaz con elementos miniaturizados para banda Ka" *Tesis de Maestría*, UNAM, 2021.
36. J. Zhao et al., "A Low-Mutual Coupling Dual-Band Dual-Reflectarray Antenna With the Potentiality of Arbitrary Polarizations," en *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 3224-3227, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2771205.

37. G. -B. Wu, S. -W. Qu and S. Yang, "Wide-Angle Beam-Scanning Reflectarray With Mechanical Steering," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 1, pp. 172-181, Ene. 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2775282.
38. X. Yang et al., "A Broadband High-Efficiency Reconfigurable Reflectarray Antenna Using Mechanically Rotational Elements," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, núm. 8, pp. 3959-3966, Ago. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2708079.
39. S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, núm. 1, pp. 183-198, Ene. 2014, doi: 10.1109/TAP.2013.2287296.
40. A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Zamudio and D. Fuentes-Zuniga, "On cross-polarization in spiraphase-type reflectarrays with elements based on ring slot with loaded stubs," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Roma, Italia, 2011, pp. 1497-1500.
41. S. V. Hum, M. Okoniewski and R. J. Davies, "Modeling and Design of Electronically Tunable Reflectarrays," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, núm. 8, pp. 2200-2210, Ago. 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.902002.
42. O. Bayraktar, O. A. Civi and T. Akin, "Beam Switching Reflectarray Monolithically Integrated With RF MEMS Switches," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, núm. 2, pp. 854-862, Feb. 2012, doi: 10.1109/TAP.2011.2173099.
43. H. Yang et al., "A Study of Phase Quantization Effects for Reconfigurable Reflectarray Antennas," en *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 302-305, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2574118.
44. S. V. Hum, G. McFeetors and M. Okoniewski, "Integrated MEMS Reflectarray Elements," 2006 First European Conference on Antennas and Propagation, Nice, Francia, 2006, pp. 1-6, doi: 10.1109/EUCAP.2006.4584619.
45. J. Wang and Y. Rahmat-Samii, "A 3-State Broadband Circularly-Polarized Unit Cell Enabling Steerable Reflectarrays for CubeSats," 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI), Singapur, Singapur, 2021, pp. 561-562, doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9703774.
46. F. Diaby, A. Clemente, R. Sauleau, K. T. Pham and L. Dussopt, "2 Bit Reconfigurable Unit-Cell and Electronically Steerable Transmitarray at Ka-Band," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, núm. 6, pp. 5003-5008, Junio 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2955655.
47. H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii and W. A. Imbriale, "RF MEMS Actuated Reconfigurable Reflectarray Patch-Slot Element," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, núm. 12, pp. 3689-3699, Dic. 2008, doi: 10.1109/TAP.2008.2007388.
48. A. Tayebi, J. Tang, P. R. Paladhi, L. Udpa, S. S. Udpa, and E. J. Rothwell, "Dynamic beam shaping using a dual-band electronically tunable reflectarray antenna," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, núm. 10, pp. 4534-4539, Oct. 2015.

49. H. Yang et al., "A 1600-Element Dual-Frequency Electronically Reconfigurable Reflectarray at X/Ku-Band," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, núm. 6, pp. 3024-3032, Junio 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2694703.
50. H. Xu, S. Xu, F. Yang and M. Li, "Design and Experiment of a Dual-Band 1 Bit Reconfigurable Reflectarray Antenna With Independent Large-Angle Beam Scanning Capability," en *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, núm. 11, pp. 1896-1900, Nov. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3011578.
51. J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Reconfigurable Reflectarrays Based on Optimized Spiraphase-Type Elements," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, núm. 4, pp. 1821-1830, Abril 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2186231.
52. J. Wang, V. Manohar and Y. Rahmat-Samii, "K-Band Circularly Polarized Beam Steerable Reflectarray Enabling Internet of Space: Conceptualization and Validation," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, núm. 8, pp. 6703-6717, Ago. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161276
53. C. Guclu, J. Perruisseau-Carrier and O. Civi, "Proof of Concept of a Dual-Band Circularly-Polarized RF MEMS Beam-Switching Reflectarray," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, núm. 11, pp. 5451-5455, Nov. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2207690.

2. ARREGLO REFLECTIVO TIPO ESPIRAFASE

2.1. Introducción

Previamente se revisaron diversas propuestas de arreglos reflectivos de doble banda, siendo particularmente de nuestro interés aquellos de naturaleza reconfigurable.

De los diferentes diseños, resulta de gran relevancia para este trabajo aquel propuesto por Phelan [1] conocido como Espirafase. Siendo una de las primeras propuestas de arreglo reflectivo con reconfiguración electrónica [2], destacó en su momento por prescindir de líneas de transmisión, integrando diodos PIN como habilitadores del desplazamiento en fase generado por los elementos reflectivos del arreglo. El uso de diodos se justifica debido a su alta velocidad de conmutación y su baja sensibilidad a la temperatura.

A continuación, se hará una revisión del principio de funcionamiento de este tipo de arreglo, modelo matemático y parámetros de interés.

2.2. Principio de funcionamiento

Un ejemplo de elemento reflectivo que emplea el principio de Espirafase se ilustra en la Figura 2.1. Este elemento consta de cuatro brazos con geometría de espiral, los cuales lo proveen de una periodicidad de 90° ; cabe mencionar que la propuesta de Phelan también consideraba dipolos como elementos reflectivos.

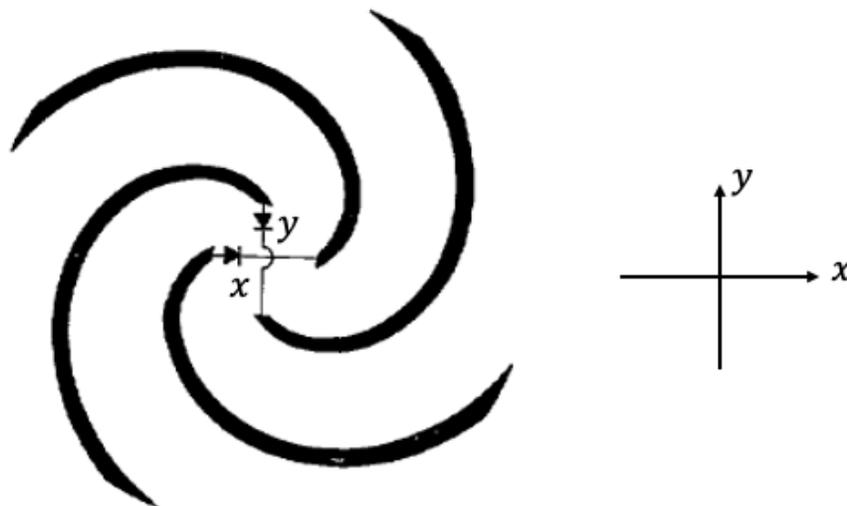


Figura 2.1. Elemento espirafase de cuatro brazos [3]

Esta técnica permite una compensación de fase a partir de conmutar la impedancia de entrada en cada par de brazos, este cambio en la impedancia se logra a partir de la polarización de los diodos, los cuales permiten un total de 2 estados: alta y baja impedancia. Así pues, es posible reflejar la onda incidente ya sea polarizando el diodo x en inversa y el diodo y en directa o viceversa; esta conmutación en los diodos genera una rotación electrónica del elemento, de modo que el mínimo desplazamiento en fase ψ para este tipo de arreglos será de 2γ , en donde γ es la periodicidad del elemento.

El modelo matemático de esta técnica se describe puntualmente en [4]:

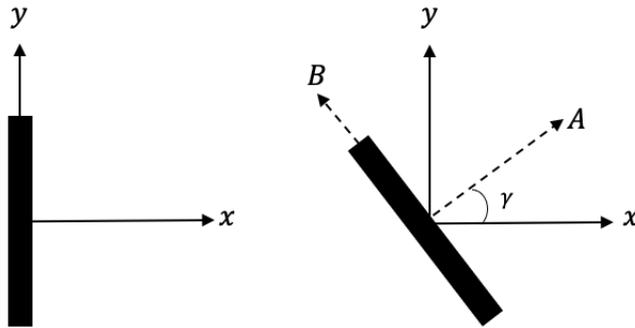


Figura 2.2. Rotación de un dipolo a un ángulo γ [Elaboración propia]

Para un elemento reflectivo como el ilustrado en la Figura 2.2, ubicado en el plano $z = 0$, con un ángulo arbitrario de rotación γ ; al incidir sobre él una onda electromagnética de polarización circular derecha (PCD), dada por la expresión:

$$\vec{E}_i = E_0(\hat{a}_x + j\hat{a}_y)e^{+jkz} \dots (2.1)$$

Se tendrá una onda reflejada en dirección normal al arreglo, descrita por:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_A - \Gamma_B)(\hat{a}_x - j\hat{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_0(\Gamma_A + \Gamma_B)(\hat{a}_x + j\hat{a}_y)e^{-jkz} \dots (2.2)$$

En donde Γ_A y Γ_B son los coeficientes de reflexión correspondientes a las componentes ortogonales de polarización lineal, asociadas al sistema de referencia AB, y $e^{2j\gamma}$ el desplazamiento de fase, producto de la rotación del elemento reflectivo. De la expresión (2.2) podemos identificar a la denominada onda controlada, que corresponde al primer sumando y que incluye el desplazamiento

en fase de 2γ ; además, esta onda controlada cuenta con la misma polarización que \vec{E}_i . Por otro lado, el segundo sumando recibe el nombre de onda no controlada, la cual cuenta con polarización ortogonal al de la onda incidente y cuya fase es independiente del ángulo de rotación del elemento reflectivo.

El desplazador resulta 100% efectivo [4] si se cumple la condición:

$$\Gamma_A = -\Gamma_B \dots (2.3)$$

Lo cual se traduce en una supresión total de la onda no controlada, de acuerdo con la expresión (2.2); en la práctica, esta supresión se considera aceptable cuando se encuentra por debajo de los -20 [dB] [5]. Así mismo, el signo menos en la igualdad alude a una diferencia de fase de 180° entre los coeficientes de reflexión de las componentes vertical y horizontal. El desplazamiento de 2γ en la onda incidente al cumplirse la condición (2.3), corresponde al principio de Fox de desplazamiento de fase [6].

Para lograr la igualdad (2.3) se requiere igual magnitud en los coeficientes de reflexión de las componentes horizontal y vertical de la onda electromagnética, es decir, mismas pérdidas en ambas componentes; esta condición se logra a partir de la manipulación de la impedancia del elemento correspondiente a la celda unitaria, en este caso las espiras. Por otro lado, el signo menos en la igualdad (la diferencia de fase de 180°) puede lograrse a partir de la manipulación de la geometría del elemento reflectivo [7] o añadiendo stubs en el mismo [8], de modo que cada una de las líneas interactúe de manera independiente con cada una de las componentes ortogonales.

Otra alternativa para producir la diferencia de fase es la presentada en [4], en donde se coloca el plano de tierra a una distancia aproximadamente igual a $0.25\lambda_0$. Esto funciona debido a que un elemento como el de la Figura 2.2 reflejará sólo la componente paralela al eje B, mientras es invisible para aquella componente paralela al eje A; de modo que la componente que logra transmitirse viajará una distancia igual a $0.25\lambda_0$ antes de ser reflejada por la pantalla metálica, habiendo recorrido un total de $0.5\lambda_0$ al ubicarnos en el plano $z = 0$. Modelando lo anterior a partir de líneas de transmisión:

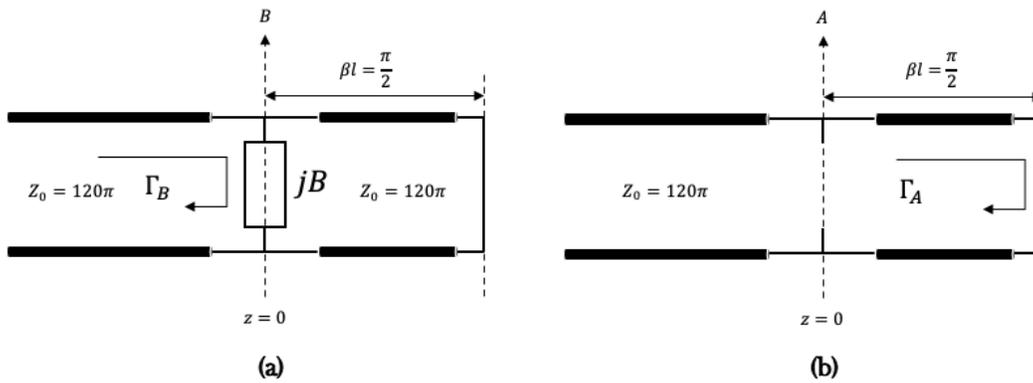


Figura 2.3. Modelo de línea de transmisión del elemento reflectivo: (a) Componente vertical, (b) Componente horizontal [Elaboración propia]

En donde B es la susceptancia debida a la presencia del elemento reflectivo. Para el caso del elemento con diodos PIN, esta susceptancia corresponde al par de brazos cuyo diodo se encuentra en estado de baja impedancia, prácticamente un cortocircuito.

2.3. Análisis para un dipolo de $0.5\lambda_0$ como elemento Espirafase

Con el fin de corroborar el cumplimiento del principio de Fox y el funcionamiento de este tipo de dispositivos, se realizó la simulación de un arreglo cuyo elemento reflectivo consta de un dipolo de $0.5\lambda_0$, con frecuencia de operación $f_{op} = 36.5 [GHz]$, el cual representa el par de brazos cortocircuitados (diodo en polarización directa). Esta simulación y todas las efectuadas para la elaboración de este trabajo, se llevaron a cabo en un software especializado en el diseño y análisis de componentes electromagnéticos; los parámetros S del arreglo se calcularon bajo la condición de frontera (*Boundaries*) de Celda Unitaria (*Unit Cell*), que permite modelar el arreglo como un arreglo periódico infinito, para este caso, con periodo igual a $0.5\lambda_0$.

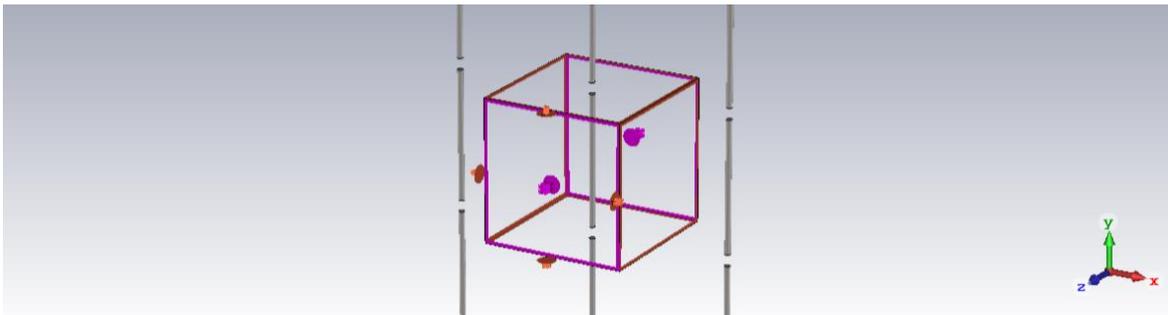


Figura 2.4. Arreglo periódico infinito de dipolos [Elaboración propia]

Como puede observarse en la Figura 2.4, el arreglo aún no cuenta con el plano de tierra, esto con el fin de verificar la completa reflexión de la componente vertical Γ_B y la transmisión de la componente horizontal Γ_A . Así pues, se excitó el arreglo de dipolos empleando un puerto Floquet, el cual hace incidir en dirección normal a los elementos dos ondas de polarización lineal: una horizontal y otra vertical, los resultados se presentan en la Figura 2.5.

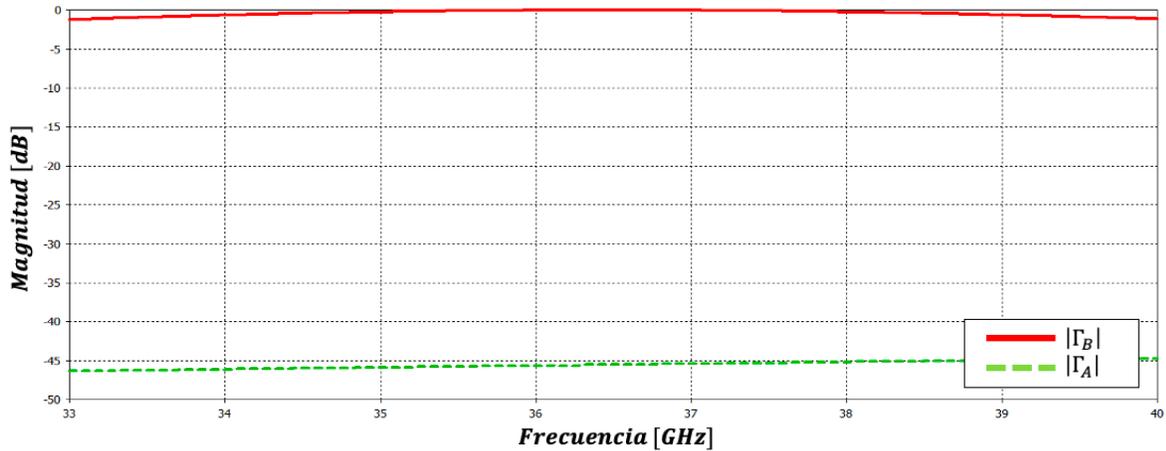


Figura 2.5. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de una onda de polarización lineal horizontal (Γ_A) y lineal vertical (Γ_B) [Elaboración propia]

Como se puede observar, el coeficiente de reflexión es máximo para la componente vertical, paralela al dipolo, mientras que la componente horizontal se transmite completamente, lo cual implica un coeficiente de reflexión nulo. Posteriormente, se añadió la pantalla metálica aproximadamente a $0.25\lambda_0$ del plano de dipolos (Figura 2.6), buscando cumplir la igualdad (2.3). Para este caso, el dieléctrico entre la pantalla y los elementos es el vacío, que cuenta con $\epsilon_r = 1$.

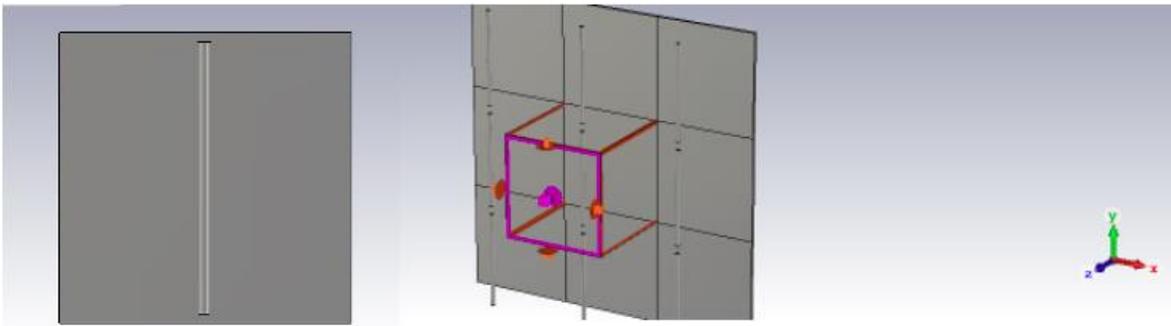


Figura 2.6. Arreglo dipolos de rejilla rectangular con pantalla ubicada a $\lambda_0/4$ [Elaboración propia]

De acuerdo con las curvas de la Figura 2.7, se confirma el cumplimiento de la condición (2.3), en donde las magnitudes de Γ_A y Γ_B son iguales y cuya fase presenta una diferencia de 180.05° .

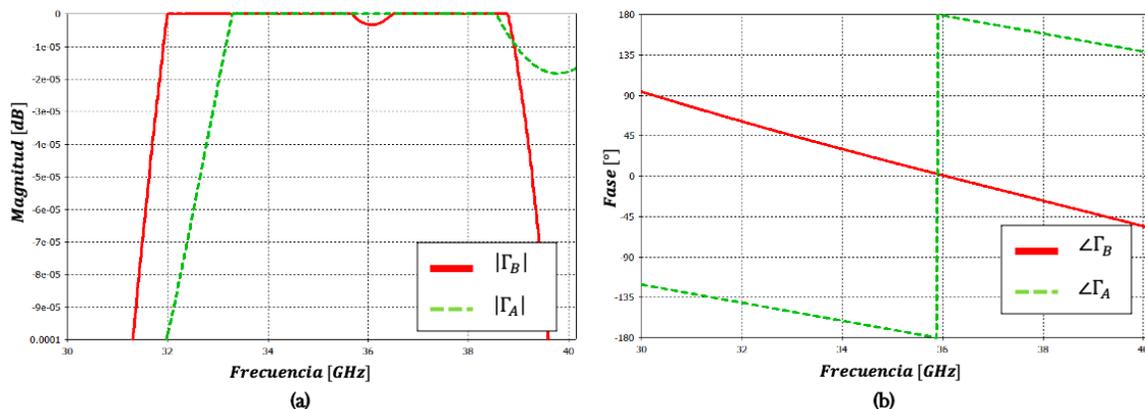


Figura 2.7. Magnitudes y fases de los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B [Elaboración propia]

Se hizo incidir entonces una onda de polarización circular, tanto derecha (PCD) como izquierda (PCI), sobre el arreglo de dipolos; ahora las curvas obtenidas representan los coeficientes de reflexión Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} , los cuales corresponden a la onda controlada y no controlada, respectivamente. Los resultados mostrados en la Figura 2.8 corresponden a la onda PCD, cabe mencionar que se obtuvieron curvas muy similares para la onda de polarización circular izquierda.

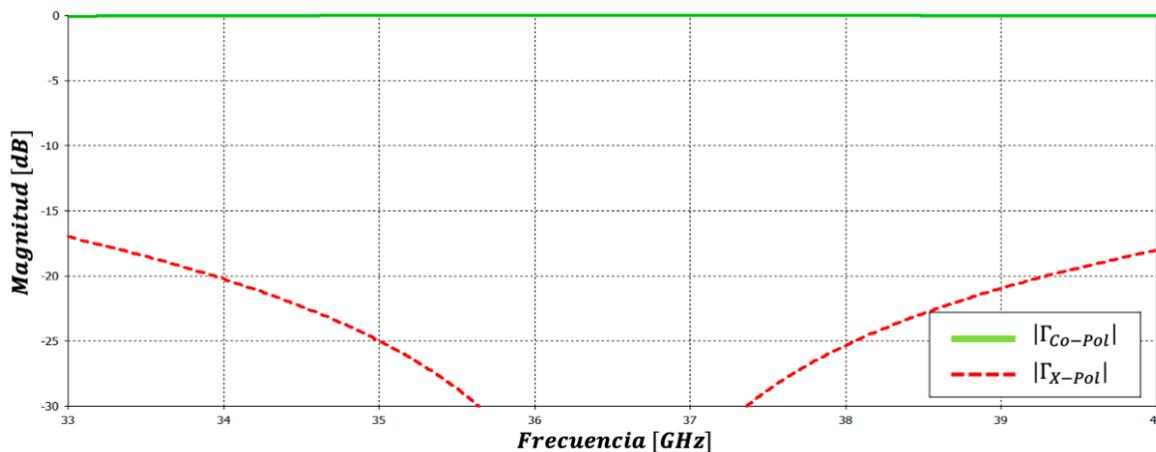


Figura 2.8. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de la onda controlada (Γ_{Co-Pol}) y no controlada (Γ_{X-Pol}) [Elaboración propia]

En la Figura 2.8 se ilustran las curvas de interés para el análisis de un elemento tipo Espirafase. Se presenta la situación ideal en donde $|\Gamma_{Co-Pol}| = 0 [dB]$ y $|\Gamma_{X-Pol}| \leq -20 [dB]$, es decir, un coeficiente de reflexión máximo para la onda de co-polarización y un bajo nivel de polarización cruzada (X-Pol), lo cual corresponde a una supresión total de la onda no controlada.

Analizadas las magnitudes $|\Gamma_{Co-Pol}|$ y $|\Gamma_{X-Pol}|$, ahora corresponde estudiar el comportamiento del arreglo dada la rotación del elemento, es decir, verificar que continúe la supresión de la onda no controlada y que se lleve a cabo el cumplimiento del principio de Fox, el cual establece un desplazamiento de $\psi = 2\gamma$ para un ángulo de rotación γ . Es así como se efectuaron las simulaciones para un intervalo de rotación $[0^\circ, 135^\circ]$, con pasos de 45° y en sentido contrario a las manecillas del reloj. Los resultados para cada una de las posiciones se muestran en la Figura 2.9.

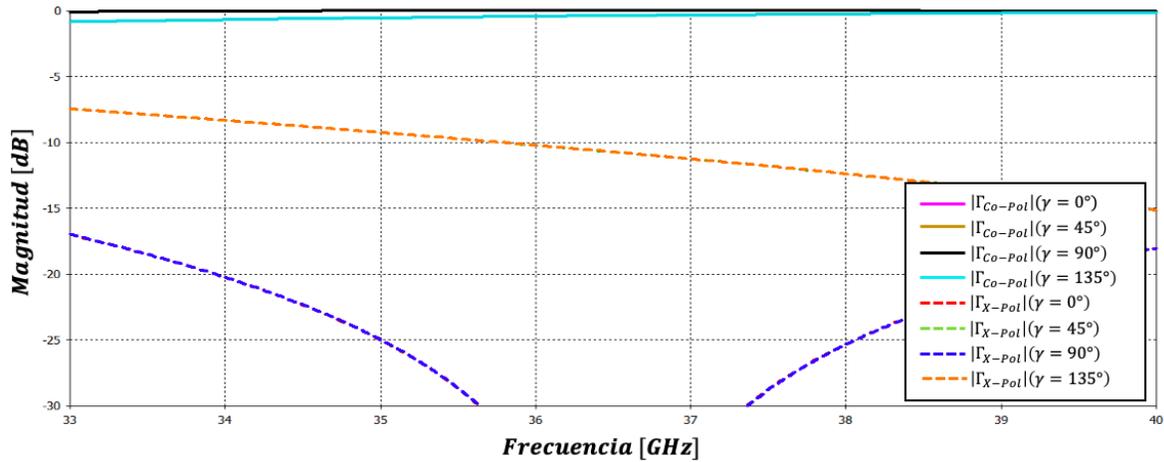


Figura 2.9. Magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} para distintos ángulos de rotación [Elaboración propia]

En lo referente a la magnitud de los coeficientes de reflexión, se observan cambios bruscos, especialmente en $|\Gamma_{X-Pol}|$ para los ángulos de rotación de 45° y 135° , valores en donde ya no se cumple la supresión de -20 [dB] de la onda no controlada para la frecuencia de 36.5 [GHz]; por lo que el comportamiento de estos parámetros se encuentra en función del ángulo de rotación. Por otro lado, en la gráfica de la Figura 2.10 y en la Tabla 2.1, observamos que el desplazamiento en fase producido por el dipolo no cumple con exactitud la relación $\psi = 2\gamma$. Cabe mencionar, además, que el desplazamiento en fase es positivo para el caso de la onda PCD y negativo para la PCI (véase Figura 2.11 y Tabla 2.2).

A partir de estos resultados, se corrobora además que la técnica de Espirafase es independiente de la frecuencia de operación, característica benéfica debido a que la técnica no compromete el ancho de banda del arreglo reflectivo. Por tanto, el ancho de banda depende únicamente del elemento y su capacidad de cumplir la condición (2.3) para un amplio rango de frecuencias.

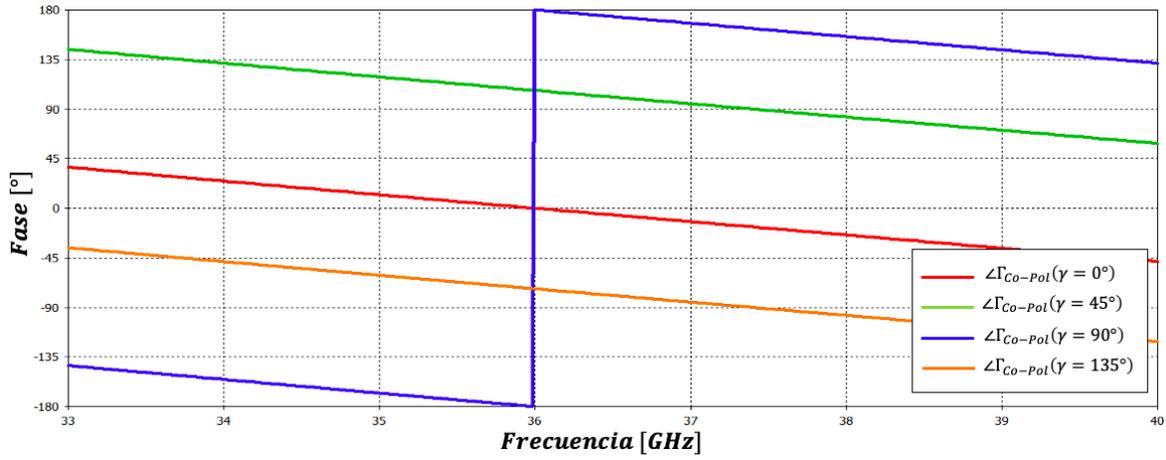


Figura 2.10. $\Delta\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación γ [Elaboración propia]

Tabla 2.1. Desplazamiento en fase de una onda PCD

$\Delta\gamma$ [°]	$\Delta\Gamma_{Co-Pol}$ [°]	$\psi_{PCD(Sim)}$ [°]	$\psi_{PCD(Teo)}$ [°]	Error [°]
0	-6.19	0	0	0
45	100.75	106.94	90	16.94
90	173.81	180	180	0
135	-79.24	286.95	270	16.95

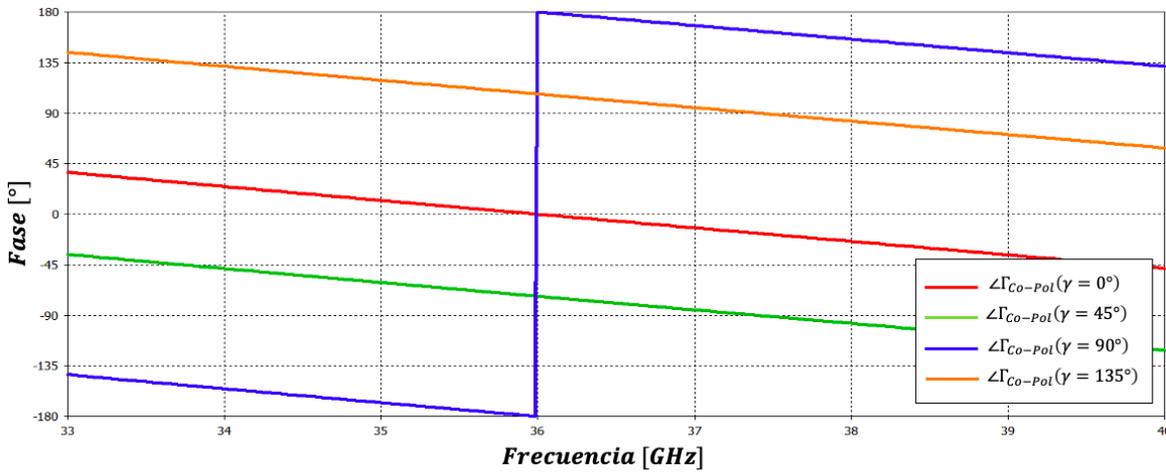


Figura 2.11. $\Delta\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCI para distintos ángulos de rotación γ [Elaboración propia]

Tabla 2.2. Desplazamiento en fase de una onda PCI

$\Delta\gamma$ [°]	$\Delta\Gamma_{Co-Pol}$ [°]	$\psi_{RHCP(Sim)}$ [°]	$\psi_{RHCP(Teo)}$ [°]	Error [°]
0	-6.19	0	0	0
45	-79.24	-73.05	-90	-16.95
90	173.81	-180	-180	0
135	100.75	-253.06	-270	-16.94

Así pues, un criterio para definir el ancho de banda de un arreglo tipo Espirafase consiste en el rango de frecuencias en donde la onda no controlada cuenta con una supresión igual o mayor a -20 [dB]. El hecho de que esta condición no se cumpla en la frecuencia central para ciertos ángulos de rotación γ imposibilita la definición de un ancho de banda, así como el óptimo funcionamiento del arreglo.

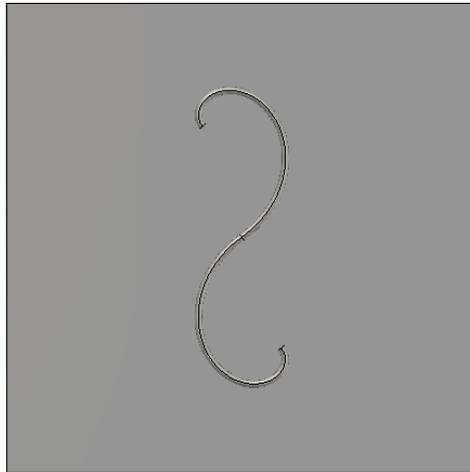


Figura 2.12. Celda unitaria con brazos de espiral de Arquímedes [Elaboración propia]

La sustitución del dipolo por un elemento curvo como el de la Figura 2.12 presenta mejores resultados en relación con el desplazamiento de la curva $|\Gamma_{X-pol}|$, como se puede apreciar en la Figura 2.13. La geometría de los dos brazos que constituyen a este elemento recibe el nombre de espiral de Arquímedes.

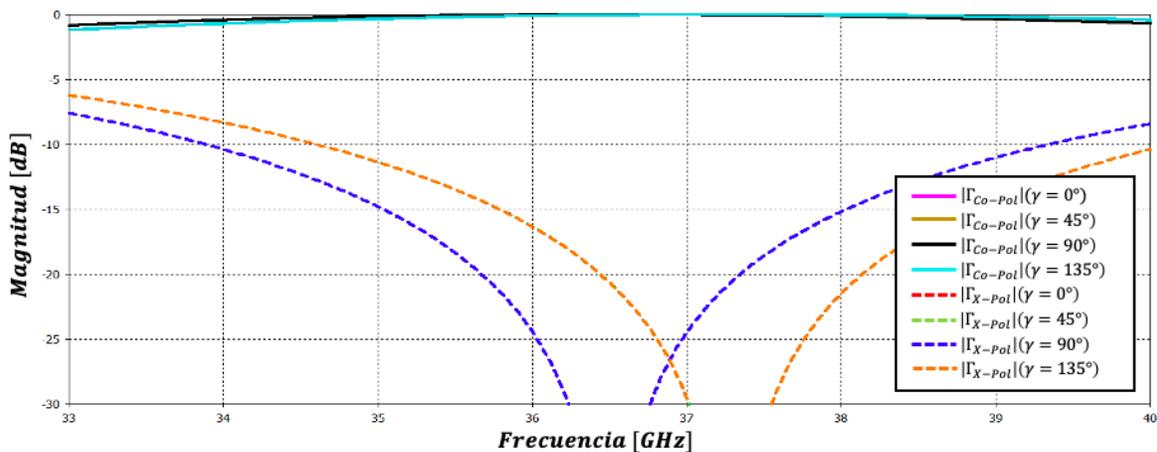


Figura 2.13. Magnitudes de Γ_{Co-pol} y Γ_{X-pol} para distintos ángulos de rotación del elemento curvo [Elaboración propia]

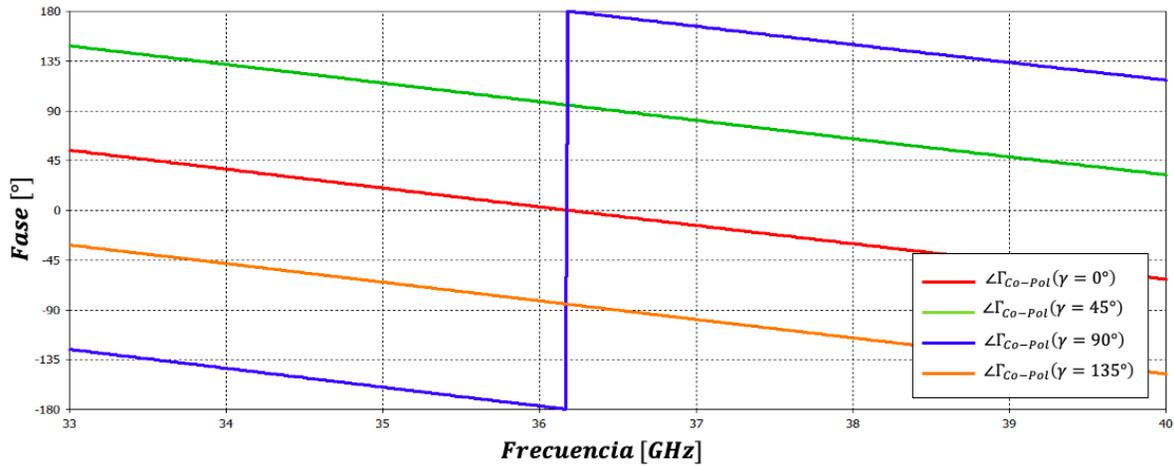


Figura 2.14. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación γ para un elemento curvo [Elaboración propia]

Tabla 2.3. Desplazamiento en fase de una onda PCD dado un elemento curvo

$\Delta\gamma$ [°]	$\angle\Gamma_{Co-Pol}$ [°]	$\psi_{RHCP(Sim)}$ [°]	$\psi_{RHCP(Teo)}$ [°]	Error [°]
0	-5.43	0	0	0
45	89.63	95.06	90	5.06
90	174.56	179.99	180	0.01
135	-90.36	275.07	270	5.07

Así pues, se corrobora que, para un elemento con geometría curva, las variaciones en la magnitud de Γ_{X-Pol} disminuyen, logrando así mantener la onda no controlada por debajo de los -20 [dB] en la frecuencia central; además, los desplazamientos en fase son más próximos a los valores esperados de $\psi = 2\gamma$, de acuerdo con la Figura 2.14 y la Tabla 2.3. Es debido a estas ventajas que puede justificarse el uso de elementos resonantes con esta geometría en las propuestas más recientes de arreglos tipo Espirafase [9]-[11].

2.4. Conclusiones

- La técnica de Espirafase se presenta como una alternativa de desplazador para arreglos reflectivos de reconfiguración electrónica. El presente capítulo nos permite comprender el principio de operación de esta técnica: la generación de un desplazamiento en fase a partir de la rotación, mecánica o electrónica, de un elemento reflectivo. Para un mayor entendimiento, se llevó a cabo el análisis del modelo matemático, así como de los resultados arrojados por simulaciones en software especializado.

- El buen desempeño de un desplazador tipo Espirafase se determina a partir de las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} . Valores adecuados de estos parámetros implican una supresión igual o superior a $-20[dB]$ de la onda no controlada y una magnitud de la onda controlada lo más próxima a $0[dB]$.
- Se verificó que el desplazamiento en fase de esta técnica es independiente de la frecuencia de operación, uno de los puntos fuertes de los arreglos tipo Espirafase.
- El uso de elementos curvos como desplazadores de fase, permite una disminución en las variaciones de los parámetros $|\Gamma_{Co-Pol}|$ y $|\Gamma_{X-Pol}|$ al momento de llevar a cabo la rotación del elemento. Así mismo, el desplazamiento en fase cuenta con menos errores para este tipo de elementos.

2.5. Referencias

1. H. R. Phelan. "Spiraphase - A new, low cost, lightweight phased array." *Microwave J.* vol. 19, pp. 41-44, Dic. 1976.
2. J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*. Hoboken, NJ, USA:Wiley, 2007.
3. J. Wang, "Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, núm. 1, pp. 156-159, Ene. 1983, doi: 10.1109/TAP.1983.1143014.
4. A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez and N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, núm. 1, pp. 142-153, Ene. 2004, doi: 10.1109/TAP.2003.820976.
5. Payam Nayeri Fan Yang; Atef Z. Elsherbeni, *Reflectarray Antennas: Theory, Designs, and Applications*, IEEE, 2018.
6. A. G. Fox, "An Adjustable Wave-Guide Phase Changer," en *Proceedings of the IRE*, vol. 35, núm. 12, pp. 1489-1498, Dic. 1947, doi: 10.1109/JRPROC.1947.234574.
7. A., Bhattacharyya, *Phased Array Antennas: Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems*, John Wiley & Sons, Inc., 2006.

8. J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, núm. 5, pp. 650-656, May 1998, doi: 10.1109/8.668907.
9. J. Wang, V. Manohar and Y. Rahmat-Samii, "K-Band Circularly Polarized Beam Steerable Reflectarray Enabling Internet of Space: Conceptualization and Validation," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, núm. 8, pp. 6703-6717, Ago. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161276.
10. J. Wang and Y. Rahmat-Samii, "A 3-State Broadband Circularly-Polarized Unit Cell Enabling Steerable Reflectarrays for CubeSats," 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI), Singapur, Singapur, 2021, pp. 561-562, doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9703774.
11. J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, núm. 10, pp. 4342-4351, Oct. 2015, doi: 10.1109/TAP.

3. ARREGLO REFLECTIVO CON OPERACIÓN A 24 [GHz]

3.1. Introducción

En el capítulo precedente se verificó que un elemento reflectivo con geometría curva provee mejores valores correspondientes a los parámetros de interés $|\Gamma_{Co-Pol}|$ y $|\Gamma_{X-Pol}|$, así como un desplazamiento en fase más preciso. Este tipo de elemento, como el ilustrado en la Figura 2.12, parte de curvar la geometría del dipolo de $0.5\lambda_0$, lo cual permite un mayor aprovechamiento del espacio dentro de la celda; esto lo hace un buen candidato como elemento reflectivo para un arreglo con operación de doble banda.

Como primer paso previo al diseño y construcción del arreglo de doble haz, fue necesario verificar el óptimo funcionamiento del elemento reflectivo que llegaría a constituir el arreglo. Así pues, a continuación, se describe el procedimiento de construcción y caracterización de la celda unitaria que conforma un arreglo reflectivo con operación en $f_{op} = 24$ [GHz], frecuencia correspondiente a la banda inferior del AR reconfigurable de doble haz.

El elemento Espirafase de la celda unitaria, como se puede observar en la Figura 3.1, consta de ocho brazos con periodicidad de 45° , lo cual corresponde a un desplazador de fase de 2 bits, es decir, cuatro posiciones de rotación electrónica: $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ y 135° , de modo que la onda reflejada puede contar con un desplazamiento en fase de $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ y 270° . La reconfiguración electrónica se logra a partir de diodos PIN.

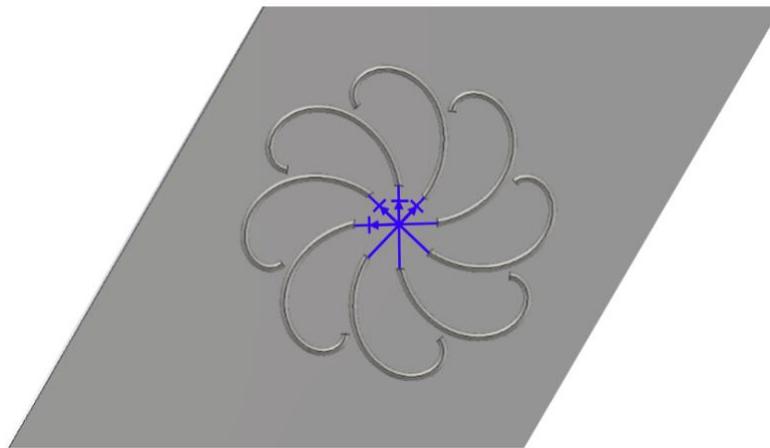


Figura 3.1. Geometría de elemento de la celda unitaria [Elaboración propia]

3.2. Celda unitaria para $f_{op} = 24 [GHz]$

En lo relacionado al análisis de la celda unitaria, el procedimiento que se llevó a cabo consistió en tres etapas: simulación del caso ideal, verificación del funcionamiento del elemento con diodos PIN y, finalmente, la optimización del elemento.

3.2.1. Celda unitaria con elemento cortocircuitado

Como ya se mencionó anteriormente, la rotación electrónica del elemento reflectivo se logra polarizando uno de los diodos de manera directa y los demás en inversa, lo cual, en un caso ideal, corresponde a tener un par de brazos cortocircuitados y los tres pares restantes en circuito abierto, justo como se ilustra en la Figura 3.2, en donde el material del elemento se simuló como conductor eléctrico perfecto (PEC, por sus siglas en inglés).

La geometría de los dipolos curvados se modeló como una espiral de Arquímedes, cuya ecuación paramétrica está dada por:

$$\begin{cases} x(t) = g \cdot t \cdot \cos t \\ y(t) = g \cdot t \cdot \sin t \end{cases} \dots (3.1)$$

En donde $t \in [0, 3.5]$ y g se calculó tal que se cumpla la igualdad:

$$l = \int_0^{3.5} \sqrt{|x(t)|^2 + |y(t)|^2} dt = 0.25\lambda_0 \dots (3.2)$$

De modo que cada brazo medirá $0.25\lambda_0$, existiendo una longitud total de $0.5\lambda_0$ para el caso de un par de brazos cortocircuitados.

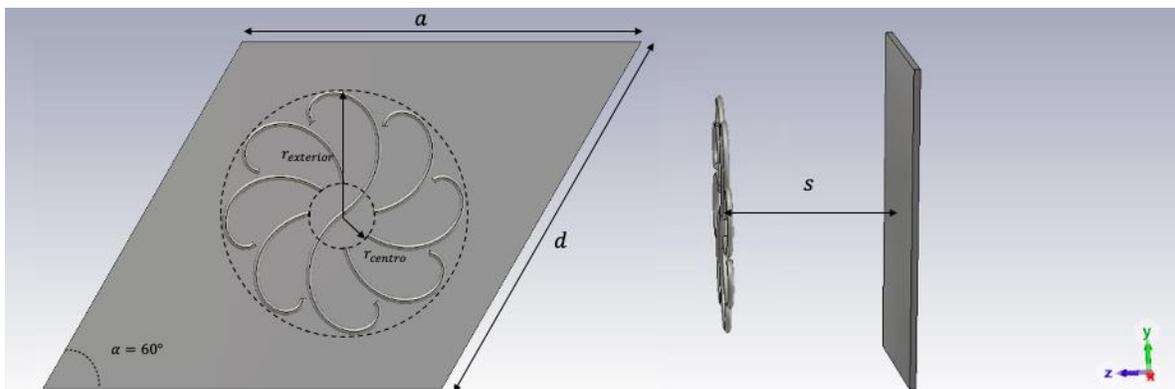


Figura 3.2. Celda unitaria con elemento reflectivo en condiciones ideales [Elaboración propia]

Partiendo de estos cálculos, se realizó una optimización del elemento con el fin de obtener los resultados deseados para la onda controlada y la no controlada. Así pues, para un valor $g = 0.42$, se generaron ocho brazos de longitud $l = 2.57 [mm]$ (aproximadamente $0.206\lambda_0$), de espesor $r = 0.1 [mm]$. Así pues, el par de brazos cortocircuitados tiene una longitud total de $5.14 [mm]$ ($0.411\lambda_0$). A los tres pares de brazos restantes se les efectuó un corte, el cual describe una circunferencia de radio $r_{centro} = 0.5 [mm]$. Los ocho brazos en la celda se encuentran delimitados por una circunferencia de radio $r_{exterior} = 1.9 [mm]$ (véase Figura 3.2). Nótese que la variable $r_{exterior}$ se encuentra directamente en función de la longitud de los brazos.

La pantalla metálica de grosor $t = 0.1 [mm]$, se ubicó a una distancia $s = 2.812 [mm]$ ($0.225\lambda_0$) partiendo del plano de los elementos; esta, a su vez, cuenta con una geometría correspondiente a un romboide, con base a y lado d de longitudes igual a $6.25 [mm]$. El arreglo reflectivo se diseñó sobre una malla triangular equilátera ($\alpha = 60^\circ$) con periodos $S_x = S_\eta = 0.5\lambda_0$ (Figura 3.3).

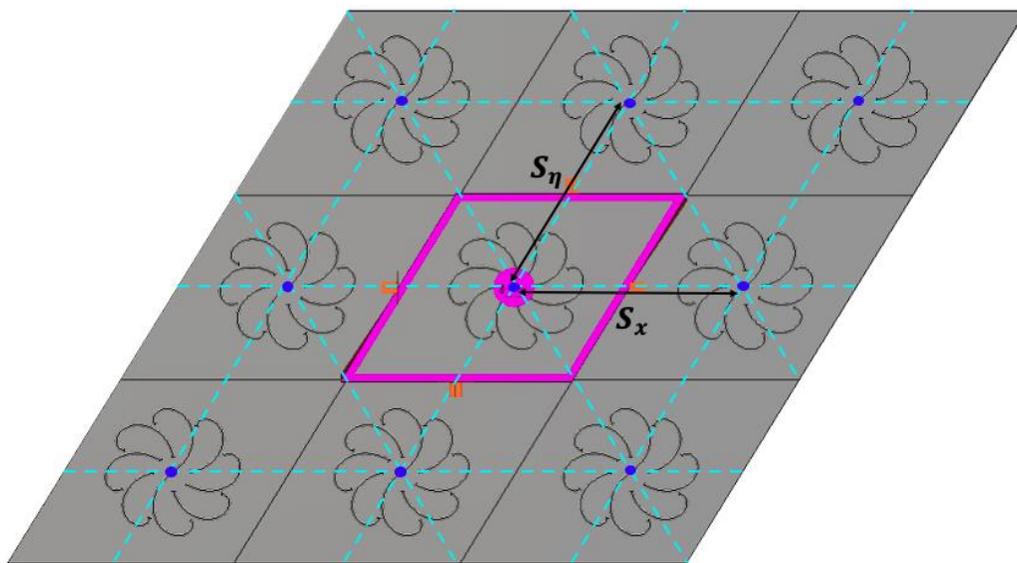


Figura 3.3. Malla del arreglo [Elaboración propia]

En la Tabla 3.1 se recopilan los parámetros de interés de la celda unitaria.

Tabla 3.1. Medidas para la construcción de la celda unitaria

Longitud brazo (l) [mm]	Separación pantalla (s) [mm]	Espesor brazos (r) [mm]	Grosor pantalla (t) [mm]	a [mm]	d [mm]	$r_{exterior}$ [mm]	r_{centro} [mm]
2.57	2.81	0.1	0.1	6.25	6.25	1.9	0.5

Así pues, se verificó el comportamiento del elemento para una incidencia de ondas de polarización lineal.

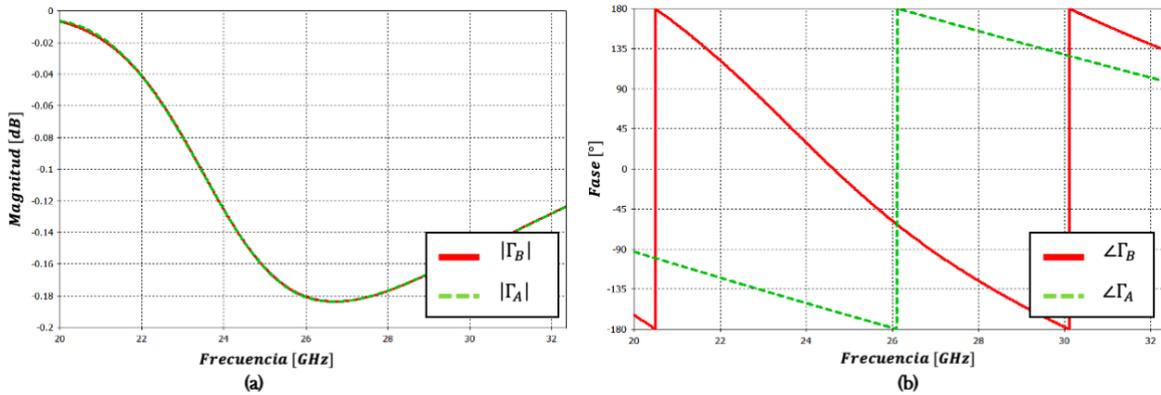


Figura 3.4. Magnitudes y fases de los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B en condiciones ideales [Elaboración propia]

En la Figura 3.4 se observa que ambas magnitudes son aproximadamente iguales (alrededor de $-0.125 [dB]$) mientras que la fase entre las componentes es de 180.1° , cumpliéndose, por tanto, la igualdad $\Gamma_A = -\Gamma_B$. Cabe resaltar que esta diferencia de fase ocurre sólo en un pequeño rango de frecuencias, por lo que es de esperarse un reducido ancho de banda.

Sabiendo entonces que nuestro elemento cumple con la condición (2.3), se augura un óptimo funcionamiento por parte de este. Modificando la polarización de la onda incidente a circular derecha, se obtuvieron los resultados de la Figura 3.5.

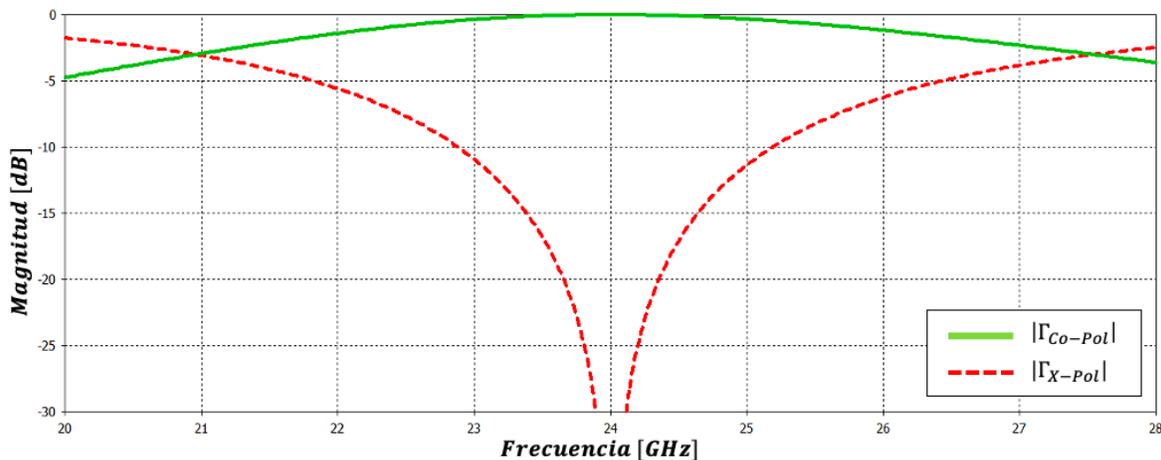


Figura 3.5. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de la onda controlada (Γ_{Co-Pol}) y no controlada (Γ_{X-Pol}) en condiciones ideales [Elaboración propia]

Verificamos una buena supresión de la onda no controlada en la frecuencia de interés y una completa reflexión de la onda controlada. La magnitud $|\Gamma_{Co-Pol}| = 0 [dB]$ refleja pérdidas nulas en

el elemento, comportamiento esperado para un caso ideal en el que los diodos PIN se modelan como cortocircuitos y circuitos abiertos.

Con el fin de corroborar el cumplimiento del principio de Fox y el correcto funcionamiento del dispositivo como desplazador de fase, se llevó a cabo la rotación del elemento en sentido contrario a las manecillas del reloj, partiendo de 0° hasta 135° , con pasos de 45° (véase Figura 3.6); estas posiciones corresponden a los cuatro estados del desplazador de 2 bits.

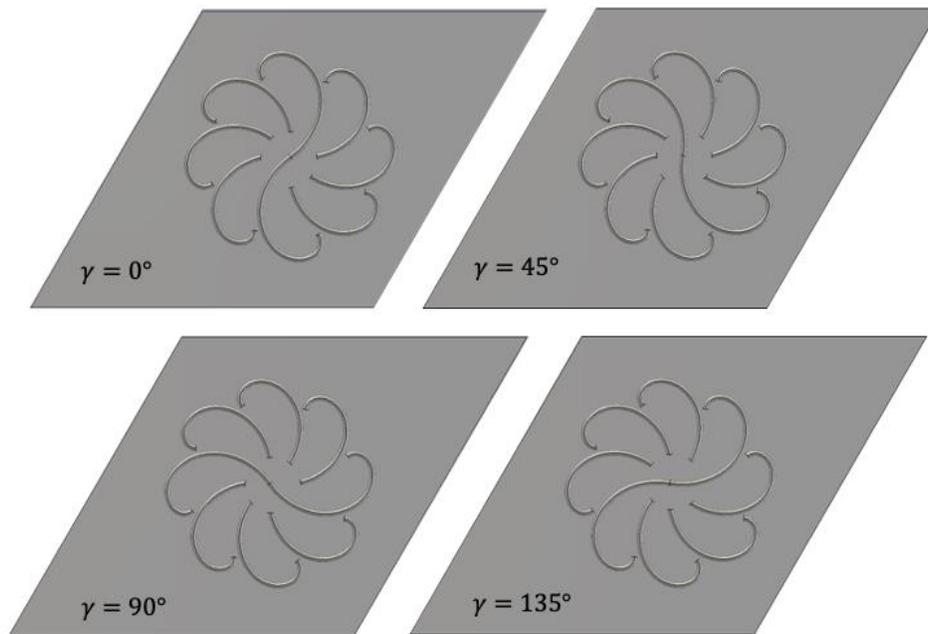


Figura 3.6. Rotación del elemento reflectivo [Elaboración propia]

Los resultados obtenidos, se muestran en las Figuras 3.7 y 3.8:

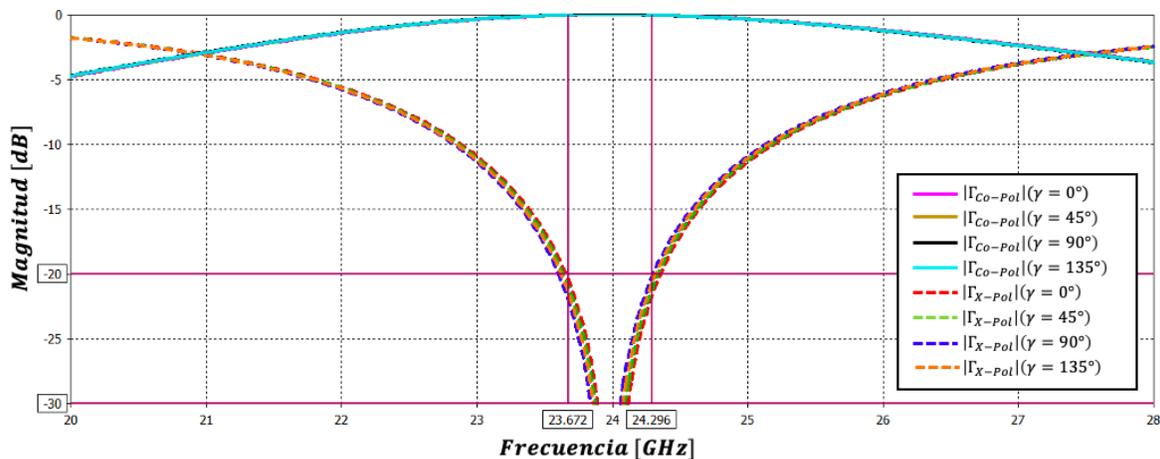


Figura 3.7. Magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} en condiciones ideales para diferentes ángulos de rotación γ [Elaboración propia]

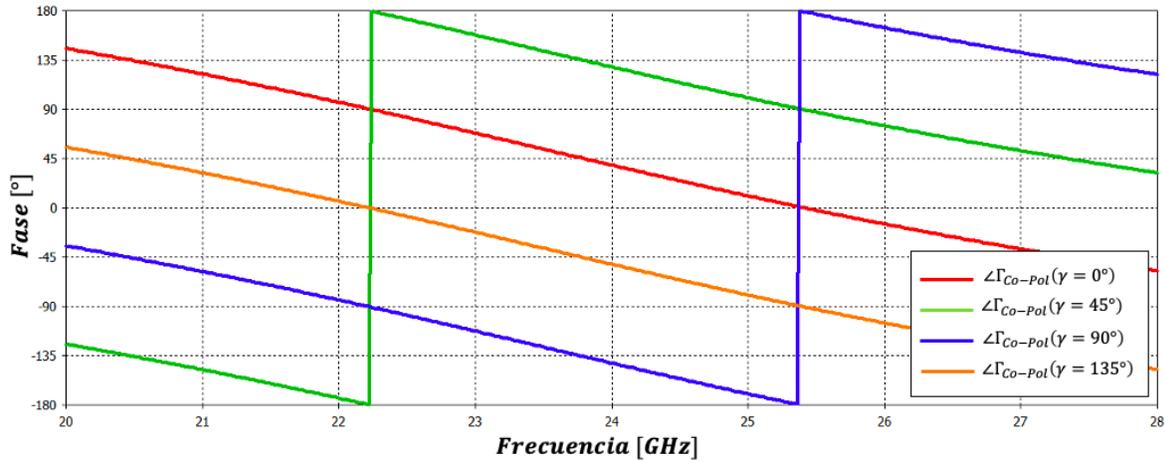


Figura 3.8. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación γ en condiciones ideales [Elaboración propia]

Tabla 3.2. Desplazamiento en fase de una onda PCD en condiciones ideales

$\Delta\gamma$ [°]	$\angle\Gamma_{Co-Pol}$ [°]	$\psi_{PCD(Sim)}$ [°]	$\psi_{PCD(Teo)}$ [°]	Error [°]
0	39.01	0	0	0
45	128.66	89.65	90	0.34
90	-141.89	179.08	180	0.91
135	-51.54	269.43	270	0.56

Del gráfico de la Figura 3.7, observamos que no existe un cambio sustancial en la respuesta al momento de rotar el elemento: se tiene una considerable supresión de la onda no controlada (siempre por debajo de los -20 [dB]) y pérdidas despreciables en el elemento. Así mismo, el ancho de banda del elemento para el cual se cumple la condición $|\Gamma_{X-Pol}| \leq -20$ [dB] en todas las posiciones de rotación, cuenta con la típica característica de ser muy limitada; acotada por las frecuencias $f_{min} = 23.672$ [GHz] y $f_{max} = 24.296$ [GHz], se tiene apenas 2.6% de ancho de banda.

Se corroboró la propiedad de desplazamiento de fase para la onda controlada, observando una compensación de aproximadamente $\psi = +2\gamma$, verificando exitosamente el cumplimiento del principio de Fox para el elemento reflectivo. Los resultados presentados en la Tabla 3.2 corresponden a una onda incidente PCD, recordando que las curvas generadas por una onda de polarización circular izquierda son muy similares, difiriendo únicamente en que el desplazamiento en fase es de -2γ .

Es así como se verificó el correcto funcionamiento de las espirales de Arquímedes como elementos tipo Espirafase; de modo que el siguiente paso consistió en la simulación del arreglo añadiendo diodos PIN.

3.2.2. Celda unitaria con diodos PIN integrados

Como se ilustra en la Figura 3.1, los diodos PIN se conectaron uno entre cada par de brazos, sumando cuatro en total para los 2 bits del desplazador de fase. Estos dispositivos se modelaron como una resistencia $R_c = 4.5 [\Omega]$ en su estado de baja impedancia o de polarización directa, mientras que el estado de polarización inversa o de alta impedancia se modeló como un circuito RC en paralelo, con valores de resistencia $R_a = 20 [k\Omega]$ y capacitancia $C_a = 0.017 [pF]$. Este modelo de diodo PIN ya ha sido empleado previamente en el diseño de este tipo de arreglos [1].

En la Figura 3.9 se presenta la geometría de la celda unitaria en cuyo elemento reflectivo se han insertado los dispositivos para la reconfiguración electrónica, estando resaltado aquel diodo en polarización directa y que corresponde a $\gamma = 0^\circ$. Los valores de cada uno de los parámetros son el resultado de una primera optimización del elemento, en donde se ajustaron los valores relacionados a la longitud de los brazos, la distancia entre estos y el radio de los conductores. La longitud l de cada espiral (partiendo del centro del desplazador) se obtuvo a partir de $g = 0.34$.

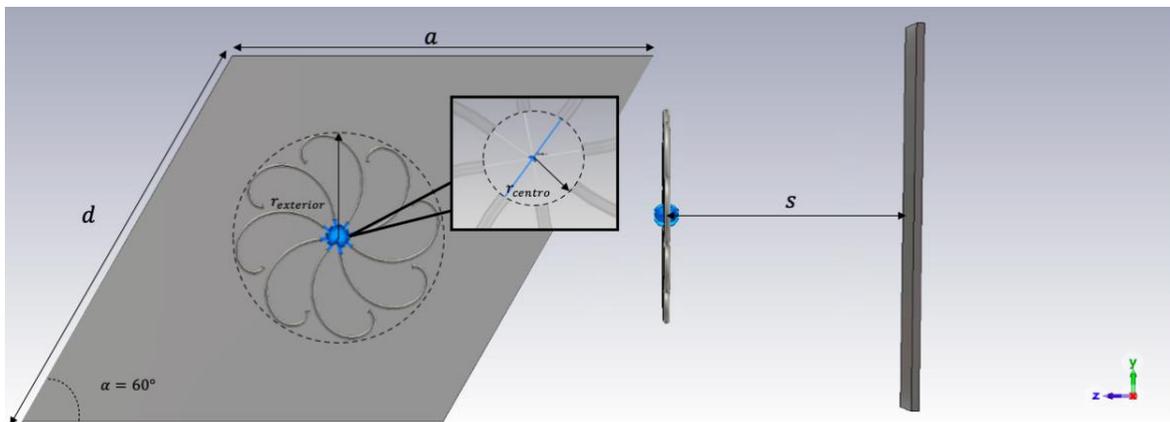


Figura 3.9. Celda unitaria con diodos PIN integrados [Elaboración propia]

Tabla 3.3. Medidas para la construcción de la celda unitaria con diodos PIN integrados

Longitud brazo (l) [mm]	Separación pantalla (s) [mm]	Espesor brazos (r) [mm]	Grosor pantalla (t) [mm]	a [mm]	d [mm]	$r_{exterior}$ [mm]	r_{centro} [mm]
2.08	3.44	0.08	0.1	6.25	6.25	1.53	0.25

Para una onda incidente de polarización lineal, tanto vertical como horizontal, una celda unitaria con los parámetros definidos en la Tabla 3.3 produce la respuesta ilustrada en la Figura 3.10.

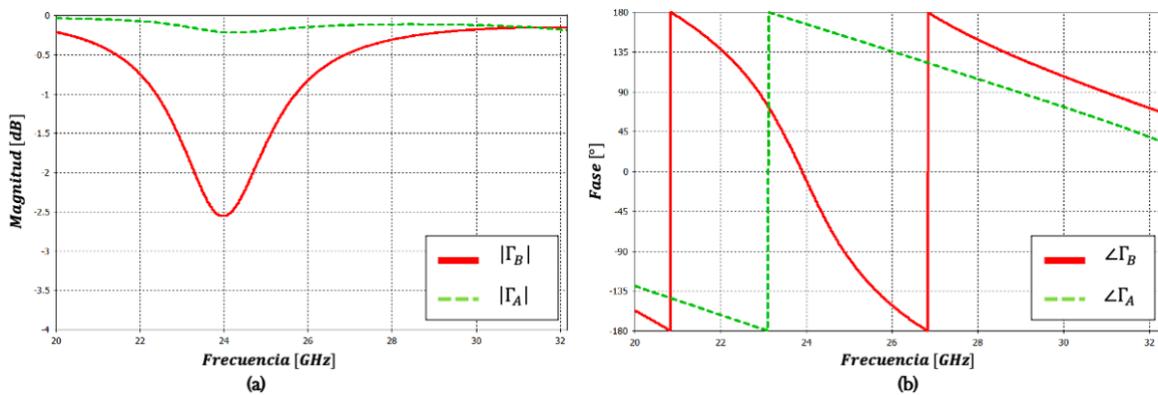


Figura 3.30. Magnitudes y fases de los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B en presencia de diodos PIN [Elaboración propia]

Como puede observarse, la diferencia de fase tiene un valor aceptable, alrededor de 176° , sin embargo, el valor de las magnitudes dista mucho de ser la misma, existiendo una diferencia de $2.34 [dB]$ entre las pérdidas en las componentes vertical y horizontal.

Es debido a lo anterior que se justifica el comportamiento del elemento dada una onda incidente de polarización circular: como puede observarse en la Figura 3.11, el nivel de supresión de la polarización cruzada no cumple con el valor requerido de $-20 [dB]$; además, la onda controlada presenta pérdidas de $1.113 [dB]$ debido a la inserción de los diodos, valor demasiado alto para el valor mínimo posible de $0.44 [dB]$ en un desplazador de 2 bits [2]. Así mismo, es relevante señalar que la presencia de los diodos desplaza a frecuencias más bajas la segunda frecuencia de operación del elemento reflectivo, cerca de los $36 [GHz]$. De este modo, se observa que un elemento reflectivo de este tipo, con diodos PIN insertados, presenta dos frecuencias de operación.

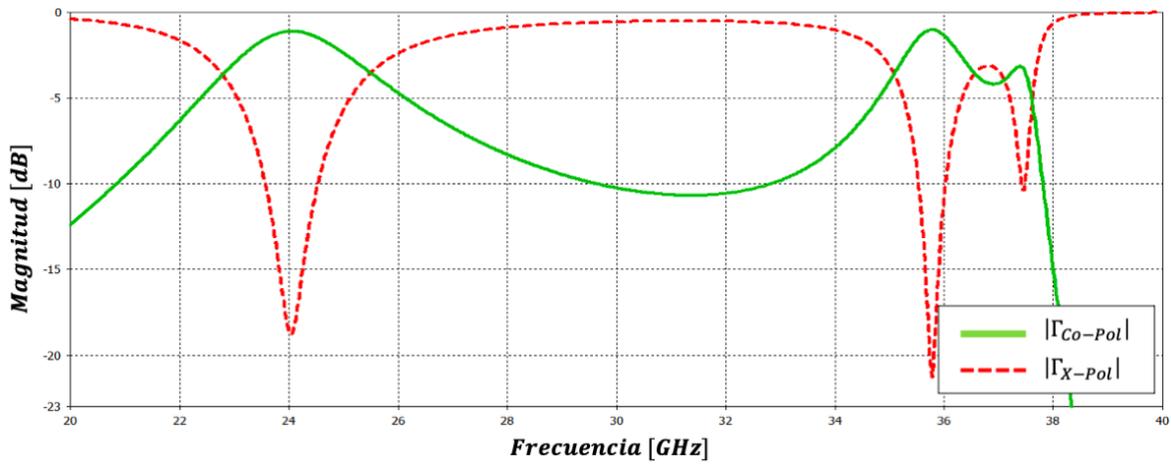


Figura 3.11. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de la onda controlada (Γ_{Co-Pol}) y no controlada (Γ_{X-Pol}) en presencia de diodos PIN [Elaboración propia]

Modificando la polarización de los diodos, se obtiene la rotación electrónica del elemento. Los resultados correspondientes a las magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} , así como sus respectivas fases, se ilustran en la Figura 3.12.

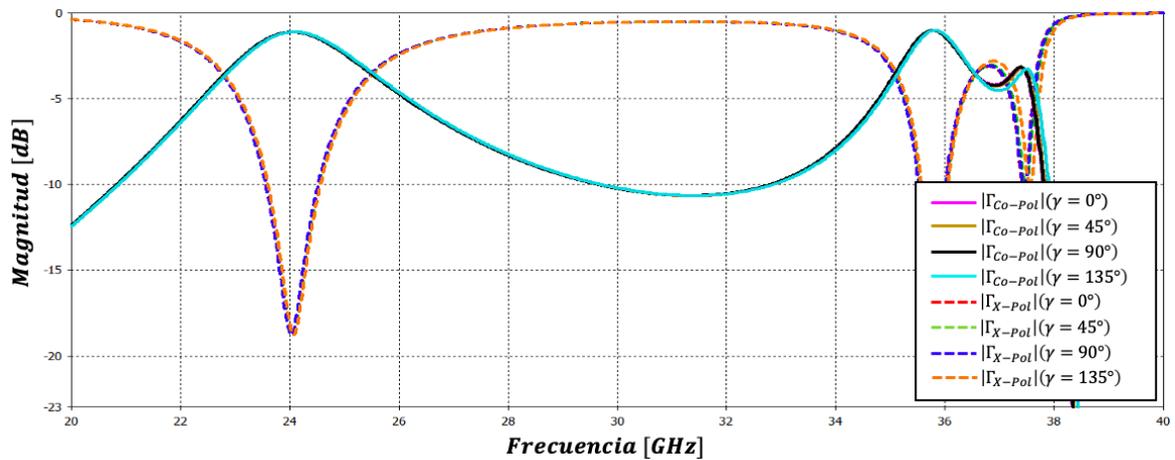


Figura 3.12. Magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} en presencia de diodos PIN para diferentes ángulos de rotación γ [Elaboración propia]

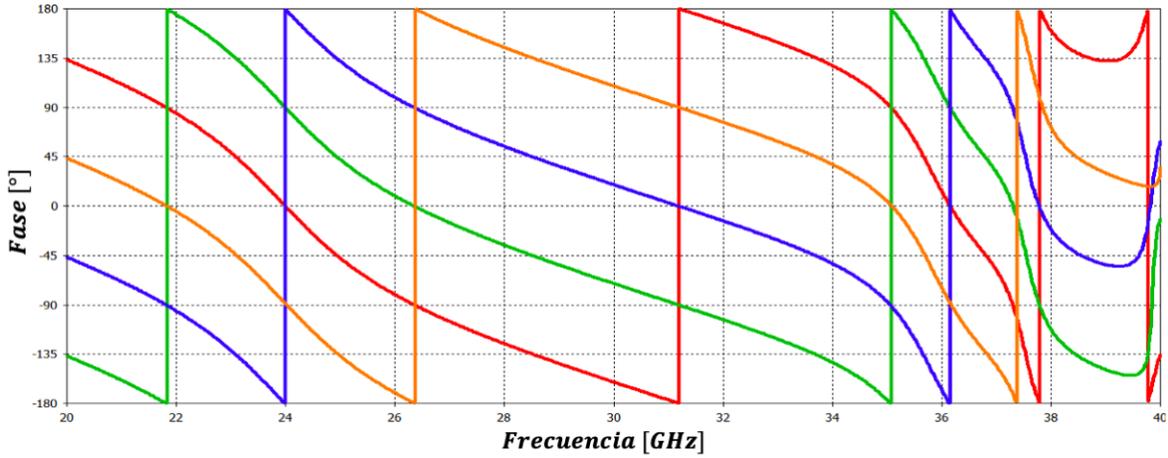


Figura 3.13. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación γ en presencia de diodos PIN [Elaboración propia]

Tabla 3.4. Desplazamiento en fase de una onda PCD en presencia de diodos PIN

$\Delta\gamma$ [°]	$\angle\Gamma_{Co-Pol}$ [°]	$\psi_{PCD(Sim)}$ [°]	$\psi_{PCD(Teo)}$ [°]	Error [°]
0	-0.22	0	0	0
45	89.82	90.04	90	0.04
90	179.36	179.58	180	0.42
135	-89.01	271.21	270	1.21

Se observa nula variación en las magnitudes de interés conforme se lleva a cabo la rotación electrónica. En lo relacionado al desplazamiento en fase, de acuerdo con la Figura 3.13 y la Tabla 3.4, se verifica el cumplimiento del principio de Fox en la frecuencia de interés, sin embargo, este desplazamiento en fase ya no permanece uniforme, sino que presenta variaciones en la forma de las curvas en la banda próxima a los 36 [GHz].

Esta primera aproximación distó mucho de presentar un buen desempeño, pues además de la pobre supresión en la onda no controlada, los tiempos de simulación para este elemento son muy lentos en comparación con los resultados que se obtuvieron posteriormente.

Como se puede ver en la Figura 3.14, la simulación para una onda incidente PCD requirió veinte pasos de refinamiento de rejilla para lograr un error $\Delta \approx 0.028$, este valor corresponde a la diferencia entre los resultados correspondientes a los parámetros S obtenidos en el paso n , con aquellos calculados en el paso $n - 1$; a menor error, mayor precisión tendrán los resultados obtenidos. Además, el tiempo máximo registrado en los pasos de este proceso de refinamiento fue de 207 [s]. Lo anterior para un equipo de cómputo con las características descritas en la introducción del presente escrito.

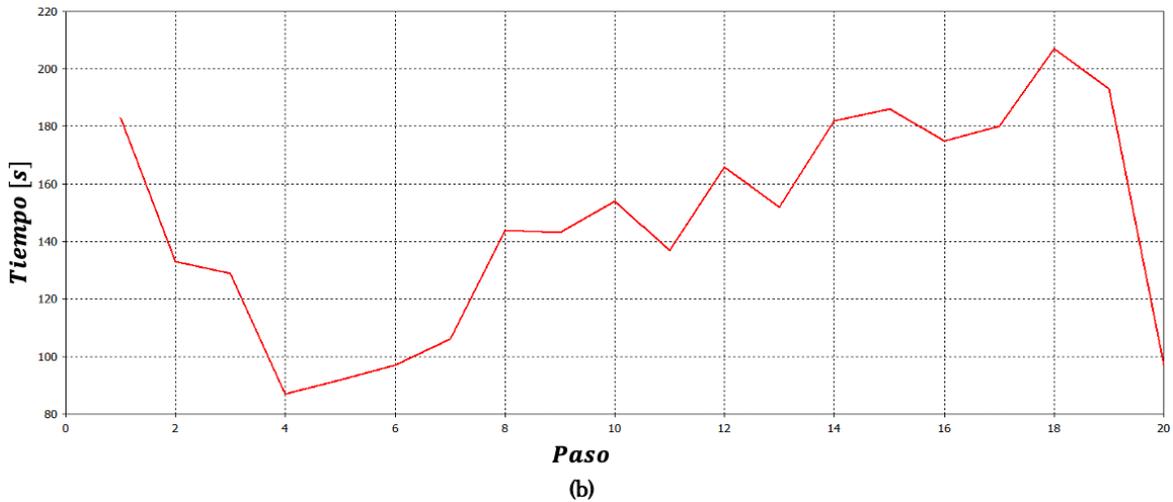
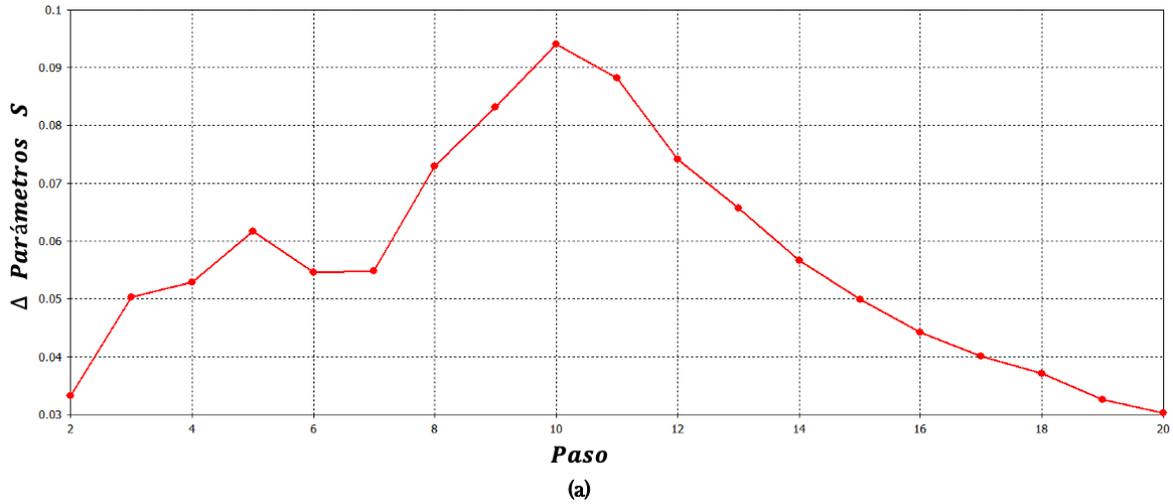


Figura 3.14. Desempeño de la simulación: (a) Error de cálculo Δ (b) Tiempo de simulación por paso [Elaboración propia]

Así pues, el elemento requirió de una segunda optimización con el fin de solucionar ambos problemas: baja supresión de la polarización cruzada y la complejidad de la simulación, que conlleva extensos tiempos de simulación y lenta convergencia en los resultados.

3.2.3. Proceso de optimización de la celda unitaria

En lo relacionado a la pobre supresión de la onda no controlada, se observó que una disminución en el periodo de la celda equilibra la disipación de potencia en las componentes vertical y horizontal, es decir, permite que $|\Gamma_A| \approx |\Gamma_B|$. Es de este modo que el nuevo periodo de la celda se estableció de $0.425 \lambda_0$.

Por otro lado, la problemática de los tiempos de simulación y convergencia en los cálculos se solucionó por medio de dos acciones: en primer lugar, se realizó un corte longitudinal a los ocho brazos, lo cual simplifica la estructura del elemento reflectivo y, por tanto, el proceso de refinamiento de malla.

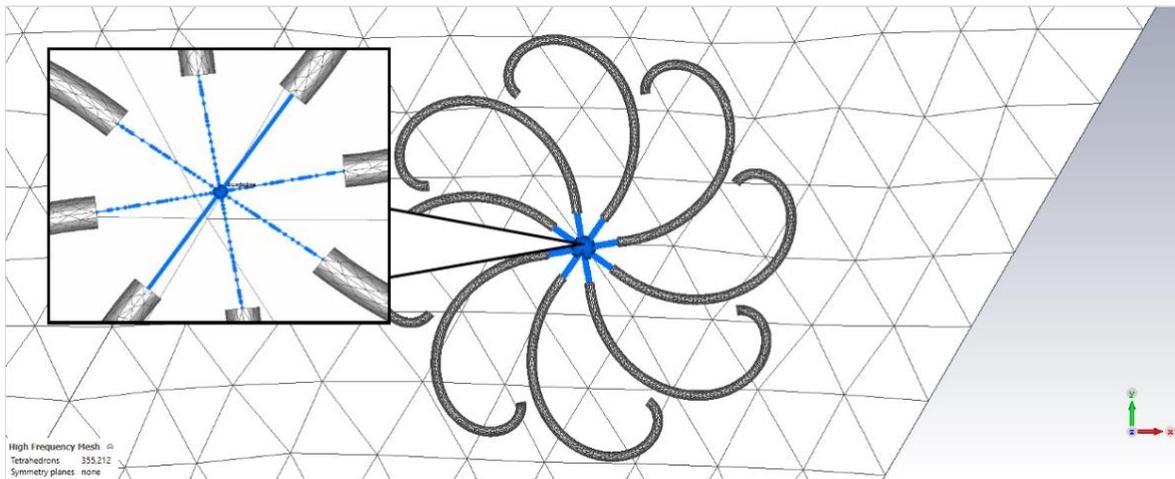


Figura 3.15. Vista de malla de la estructura simulada [Elaboración propia]

En segundo lugar, se procedió a tratar con los elementos concentrados que representan los diodos PIN, y es que el software en cuestión los modela de una manera muy particular: al momento de llevarse a cabo el refinamiento para el cálculo de los parámetros S , la rejilla o malla que discretiza la estructura de interés disminuye sus dimensiones. Esto tiene fuertes implicaciones, pues el radio de las líneas de conductor de los elementos concentrados tiene dimensión igual al de los tetraedros que constituyen la rejilla (véase Figura 3.15); así pues, al hacerse esta más fina, el radio de los conductores disminuye indiscriminadamente, añadiendo una inductancia no despreciable que perjudica el cálculo y convergencia de los parámetros S .

La solución a esto consistió entonces en añadir segmentos de PEC de $0.05 [mm]$ de espesor, los cuales representan los conductores de los diodos, disminuyendo en la medida de lo posible la longitud de los elementos concentrados (segmento azul).

La nueva estructura y medidas de los parámetros, que corresponden a la celda unitaria, se presentan en la Figura 3.16 y en la Tabla 3.5.

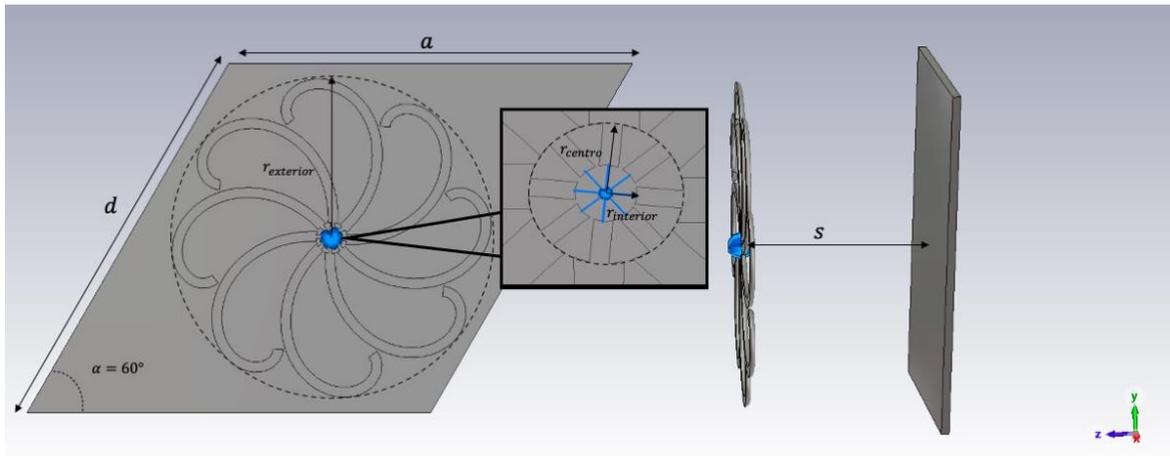


Figura 3.16. Celda unitaria optimizada [Elaboración propia]

Tabla 3.5. Medidas para la construcción de la celda unitaria optimizada

Longitud brazo (l) [mm]	Separación pantalla (s) [mm]	Espesor brazos (r) [mm]	Grosor pantalla (t) [mm]	a [mm]	d [mm]	$r_{exterior}$ [mm]	r_{centro} [mm]	$r_{interior}$ [mm]
2.79	2.4	0.13	0.1	5.31	5.31	2.07	0.2	0.08

Los resultados de esta optimización pueden verificarse, en primer lugar, con el comportamiento del elemento reflectivo dada una onda incidente de polarización lineal. Los gráficos de la Figura 3.17 exhiben mejores resultados en comparación con el primer diseño de la celda, particularmente en lo relacionado a las magnitudes de Γ_A y Γ_B , en donde ahora la diferencia es únicamente de 0.4 [dB], con una diferencia en fase de 177°.

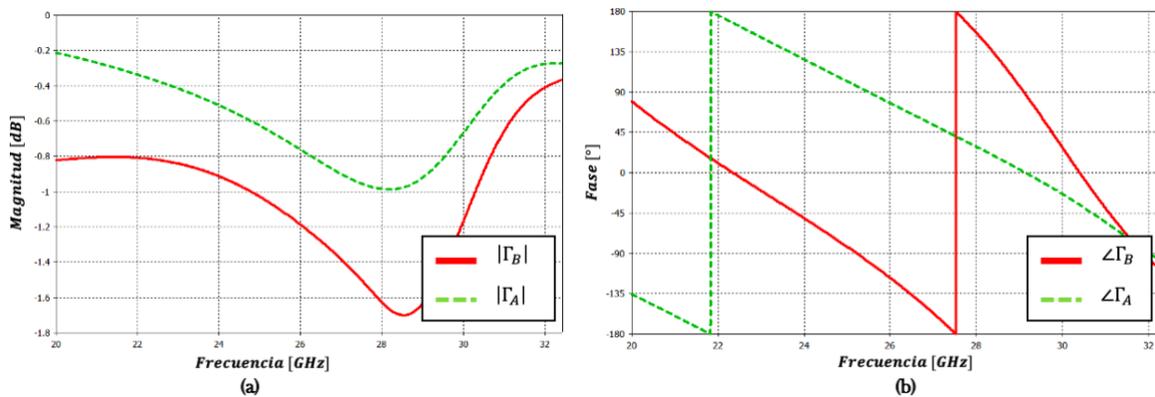


Figura 3.17. Magnitudes y fases de los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B para la celda optimizada [Elaboración propia]

Modificando la polarización de la onda incidente, las curvas correspondientes a la onda controlada y a la no controlada, se muestran en la Figura 3.18.

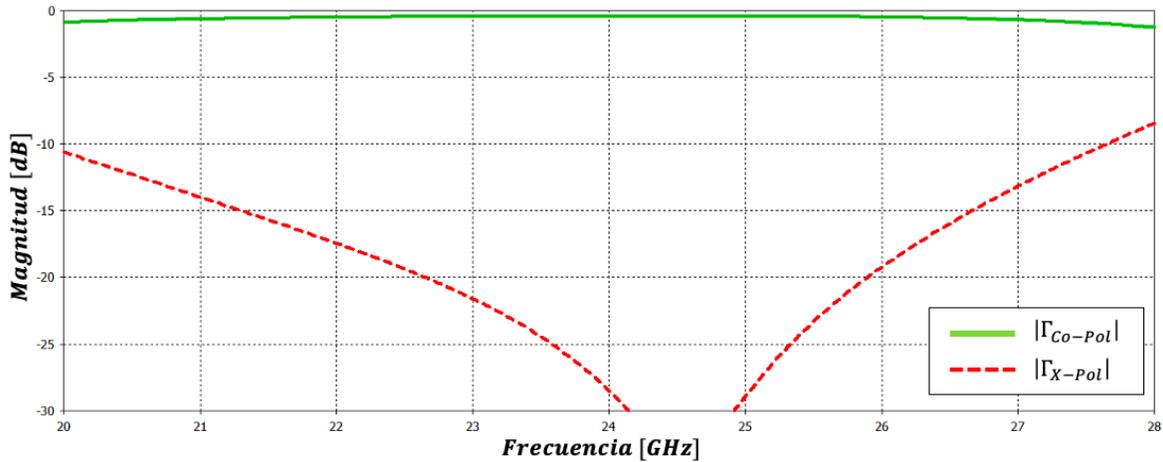


Figura 3.18. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de la onda controlada (Γ_{Co-Pol}) y no controlada (Γ_{X-Pol}) para la celda optimizada [Elaboración propia]

En efecto, al realizar esta optimización, ahora se cuenta con una supresión por debajo de los -20 [dB] de la onda no controlada en $f_{op} = 24$ [GHz] y pérdidas de inserción en el elemento de 0.42 [dB].

Otra característica importante de los resultados obtenidos es la ausencia de la segunda frecuencia de operación registrada previamente en la banda próxima a los 36.5 [GHz], este comportamiento permaneció como una constante a lo largo de todos los diseños simulados: un incremento en la supresión de la onda no controlada en la frecuencia de interés, a partir de una reducción en el periodo de la celda, tiene por consecuencia la eliminación de la f_{op} adicional producto de la inserción de los diodos PIN.

Cabe mencionar que la curva no se encuentra centrada en $f_{op} = 24$ [GHz] debido a que, como se muestra en la Figura 3.19, el mínimo de $|\Gamma_{X-Pol}|$ sufre un desplazamiento conforme se realiza la rotación electrónica; así pues, el mover la curva ligeramente a la derecha para $\gamma = 0^\circ$ permite mantener niveles bajos de polarización cruzada aún con dichas variaciones. Es así que, de acuerdo con la Figura 3.19, el elemento optimizado permite un ancho de banda de operación del 10.8%, acotado por $f_{min} = 22.667$ [GHz] y $f_{max} = 25.263$ [GHz].

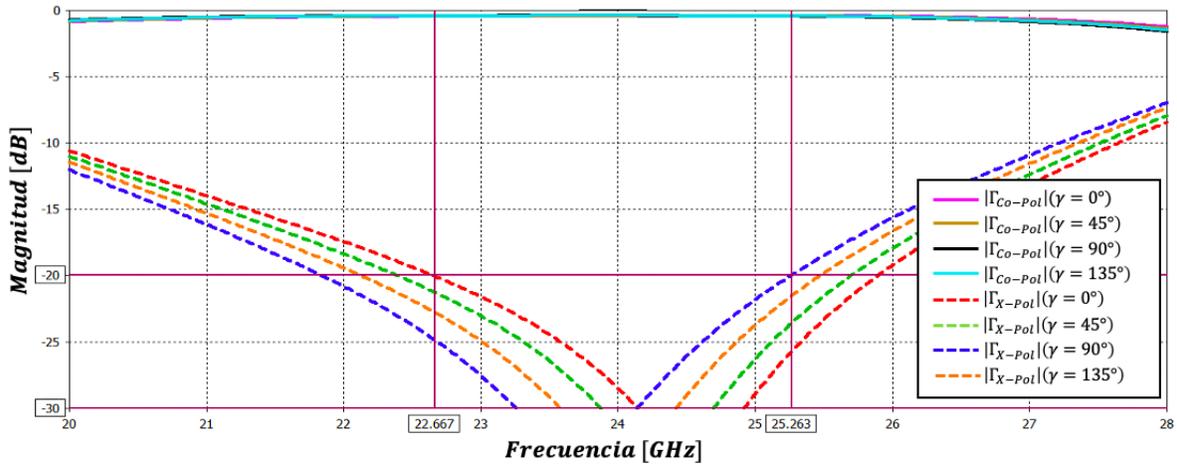


Figura 3.19. Magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} para diferentes ángulos de rotación γ en la celda optimizada [Elaboración propia]

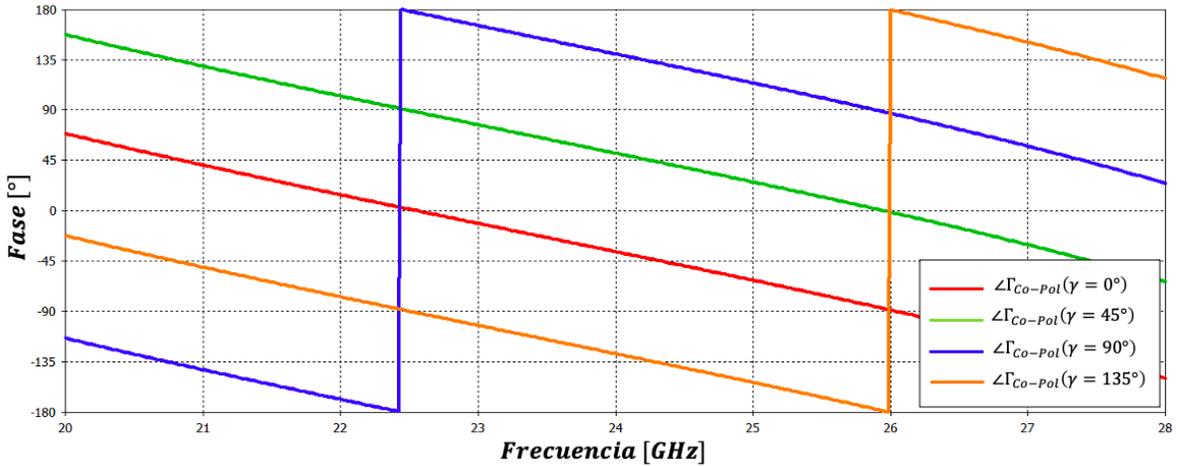


Figura 3.20. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación γ en la celda optimizada [Elaboración propia]

Tabla 3.6. Desplazamiento en fase de una onda PCD para la celda optimizada

$\Delta\gamma$ [°]	$\angle\Gamma_{Co-Pol}$ [°]	$\psi_{PCD(Sim)}$ [°]	$\psi_{PCD(Teo)}$ [°]	Error [°]
0	-36.63	0	0	0
45	51.43	88.06	90	1.94
90	140.15	176.78	180	3.22
135	-127.88	268.75	270	1.25

En lo que refiere al desplazamiento en fase proporcionado por el elemento optimizado, en la Figura 3.20 y en la Tabla 3.6 puede observarse un ligero incremento en los errores de fase, sin embargo, estos errores resultan despreciables al compararlos con $\psi_{PCD(Teo)}$.

Además de la mejora en los parámetros S , la optimización realizada mejoró los tiempos de simulación de la estructura, pues como puede observarse en la Figura 3.21, se requirieron solo diez pasos para lograr un error $\Delta < 0.01$, pasos cuya máxima duración registrada fue de 57 [s].

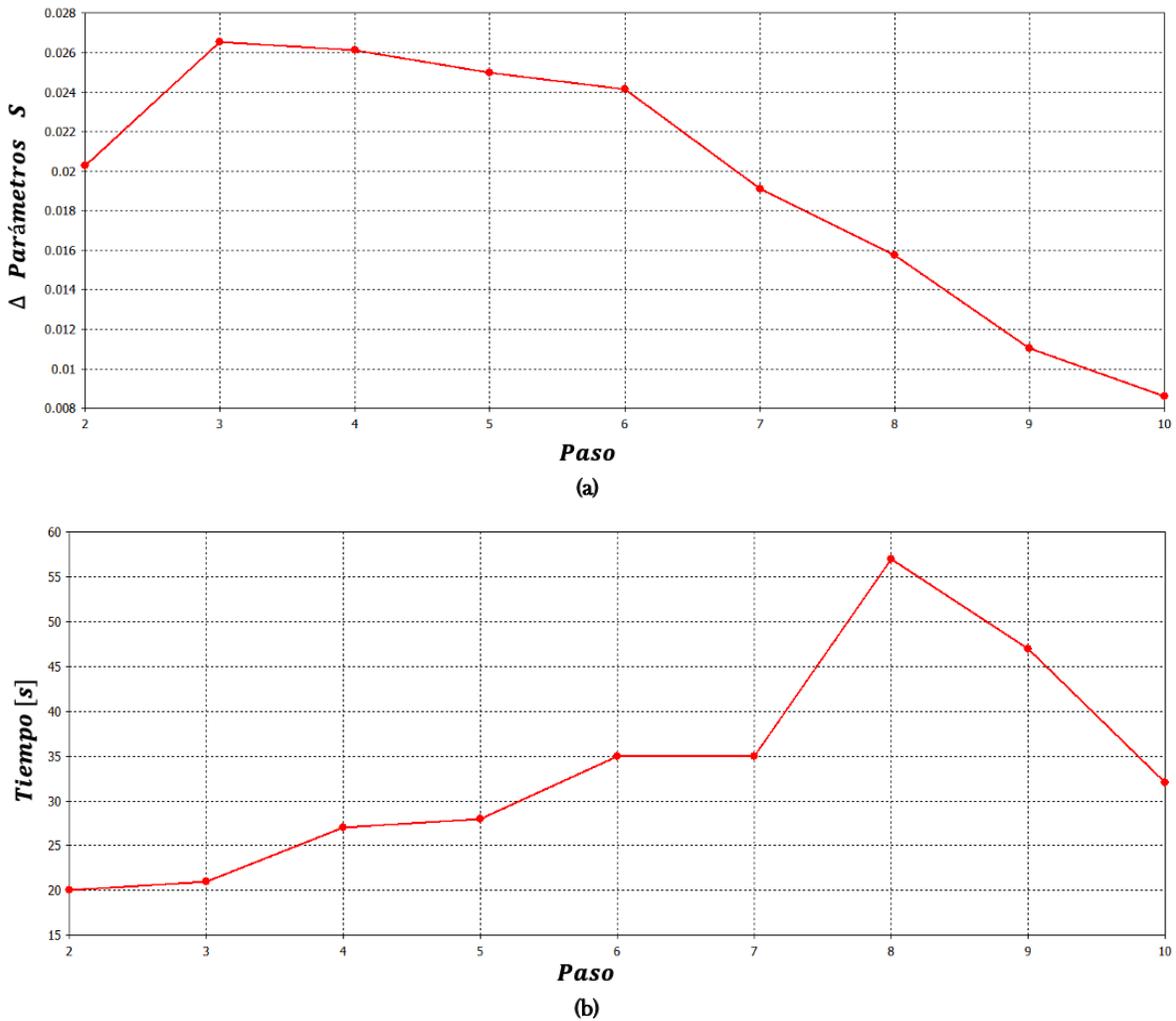


Figura 3.21. Desempeño de simulación de la celda optimizada: (a) Error de cálculo Δ (b) Tiempo de simulación por paso [Elaboración propia]

3.3. Modelo matemático para el escaneo de un arreglo tipo Espirafase

Como se mencionó en el primer capítulo, el escaneo de un arreglo reflectivo reconfigurable se lleva a cabo a partir de generar una pendiente de fase a lo largo de los ejes de coordenadas de la malla en que se encuentran distribuidos los elementos del arreglo. Dado que la fase de la onda reflejada se

encuentra en función del ángulo de rotación γ del elemento en cada celda unitaria, es posible relacionar los incrementos en fase ψ_{xn} y $\psi_{\eta m}$ con una diferencia $\Delta\gamma$ entre celdas adyacentes [3]:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\psi_{xn}}{2} = -k_0 a \sin(\theta_0) \cos(\varphi_0) \dots (3.3)$$

$$\Delta\gamma_\eta = \frac{\psi_{\eta m}}{2} = -k_0 d \sin(\theta_0) \cos(\varphi_0 - \alpha) \dots (3.4)$$

Recordando que la fase que provee esta técnica es de 2γ . Cabe mencionar que estas expresiones corresponden a una rejilla generalizada como la ilustrada en la Figura 1.4, en donde a y d son los periodos del arreglo a lo largo de los ejes x y η , respectivamente, y α el ángulo entre ambos ejes. Para el caso de $\alpha = 90^\circ$ se tendrá una malla rectangular, cuyos incrementos en fase corresponden a las expresiones (1.1) y (1.2).

Las diferencias de rotación $\Delta\gamma_x$ y $\Delta\gamma_\eta$ generan una pérdida en la periodicidad del arreglo, pues las celdas unitarias adyacentes se encontrarán en un estado distinto, asociado a determinado ángulo de rotación γ .

Esta pérdida de periodicidad tiene fuertes implicaciones en el análisis del arreglo, pues el modelo de arreglo periódico infinito ya no sería válido. Es así como en [4] se introduce el concepto de celda “pequeña” y celda “grande” (véase Figura 3.22): la celda pequeña corresponde a la celda unitaria manejada hasta ahora, aquella de periodo a y d a lo largo de los ejes de coordenadas; por otro lado, la celda grande alude al conjunto de N_x y N_η celdas pequeñas, tales que [3]:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi M_x}{N_x}, \quad M_x, N_x \in \mathbb{N} \dots (3.5)$$

$$\Delta\gamma_\eta = \frac{\pi M_\eta}{N_\eta}, \quad M_\eta, N_\eta \in \mathbb{N} \dots (3.6)$$

En donde M_x y M_η corresponden al número de desplazamientos de 2π que se producirán en cada una de las celdas grandes a lo largo de los ejes. Cuando la relación a M/N tiende a $1/2$, mayor será la pendiente de fase y, por tanto, el ángulo de escaneo.

Estas celdas grandes tendrán un periodo de $N_x a$ en el eje x y de $N_\eta d$ en el eje η , de modo que el arreglo vuelve a considerarse como periódico.

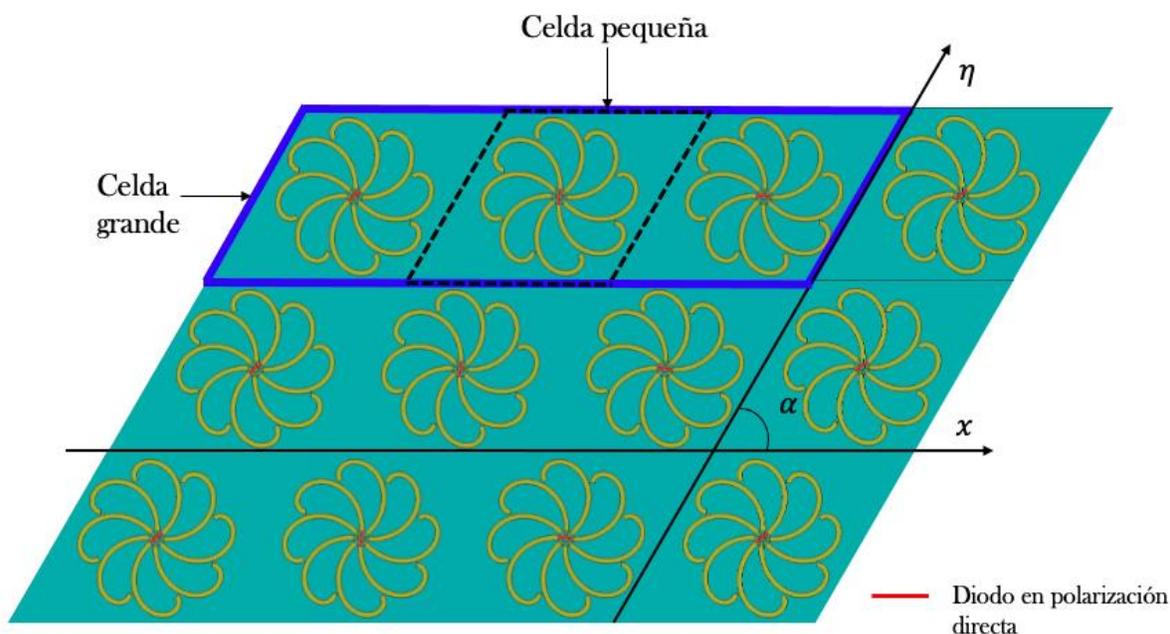


Figura 3.22. Celda pequeña y celda grande en un arreglo reflectivo [Elaboración propia]

Lo anterior permite emplear el Teorema de Floquet en el análisis del arreglo: para una onda incidente de polarización circular, la cual puede considerarse como un modo TE y uno TM, el campo \vec{E} reflejado por el arreglo puede representarse como un conjunto de ondas planas que se propagan en múltiples direcciones. La cantidad de modos Floquet que pueden propagarse dependerá de las dimensiones de la celda grande. Las expresiones (3.5) y (3.6) aseguran que dos de estos modos serán los que se propaguen en la dirección (θ_0, φ_0) deseada [4], uno TE y otro TM, los cuales constituyen una onda de polarización elíptica.

Así pues, la meta del arreglo reflectivo es transformar dos modos Floquet asociados a \vec{E}_i con incidencia normal sobre la abertura, en dos modos TE y TM los cuales constituyen a \vec{E}_r . Es debido a esto que el arreglo se considera un conversor multimodal de modos Floquet [1], cuya eficiencia de conversión L_c está dada por la expresión (3.7)[5].

$$L_c = \frac{Y_{1mn}|R_{1mn}|^2 + Y_{2mn}|R_{2mn}|^2}{2Y_1|A_1|^2} \dots (3.7)$$

En donde Y_{1mn} y Y_{2mn} son las admitancias de onda de los dos modos Floquet que se propagan hacia la dirección deseada, mientras que R_{1mn} y R_{2mn} son las magnitudes de esos modos; por otro lado, Y_1 y A_1 es la admitancia y magnitud del par de modos que constituyen la onda incidente de polarización circular. La expresión (3.7), conocida también como coeficiente de conversión, es una relación entre la potencia incidente y aquella que se refleja en la dirección establecida por los ángulos (θ_0, φ_0) en las ecuaciones (3.3) y (3.4).

Este factor forma parte de la eficiencia del arreglo, por lo que su valor influye en la ganancia de este; es así que uno de los retos en el diseño de estos arreglos es lograr una eficiencia de conversión que sea óptima. Las pérdidas presentes en la eficiencia de conversión dependen principalmente de las características del elemento reflectivo, la interacción mutua y el ángulo de escaneo; además, la disipación de potencia por parte del dispositivo electrónico empleado y la cuantización de fase juegan un rol importante en las pérdidas. Así mismo, debe recordarse que el campo reflejado no consiste solo en los dos modos de interés, sino en múltiples ondas planas que se propagan en diferentes direcciones y cuya magnitud debe procurarse que sea despreciable, pues corresponden a los lóbulos laterales del patrón de radiación [1][6].

3.4. Escaneo del arreglo reflectivo para $f_{op} = 24$ [GHz]

Una vez que se ha logrado un buen funcionamiento de la celda unitaria para reflexión normal, es importante determinar las pérdidas de conversión L_c del arreglo dados diferentes ángulos de elevación θ_0 . Las pérdidas de conversión esperadas involucran la disipación de potencia debido a los diodos PIN, pérdidas por cuantización de 0.9 [dB] debido al desplazador de fase de 2 bits, además de aquellas pérdidas debidas a la naturaleza de la celda, la interacción mutua entre elementos y el ángulo de reflexión generado. Es así, considerando los resultados del apartado anterior, que las pérdidas mínimas esperadas son de 0.42 [dB] en ausencia de errores de fase, y de 1.32 [dB] con pérdidas de cuantización.

De acuerdo con las expresiones (3.3) - (3.6), los ángulos (θ_0, φ_0) de desvío de la onda incidente quedan en función de los valores N_x , M_x , N_η y M_η . Así pues, se establecieron diferentes configuraciones para la celda grande:

Tabla 3.7. Configuraciones de la celda grande para escaneo del arreglo

N_x	M_x	$\Delta\gamma_x$ [°]	ψ_{xn} [°]	θ_0 [°]
1	1	0	0	0
3	1	60	$120n$	64.91
4	1	45	$90n$	42.78
5	1	36	$72n$	32.91
6	1	30	$60n$	26.92
7	1	25.71	$51.42n$	22.83
7	2	51.42	$102.84n$	50.92

Cabe mencionar que sólo se generó una pendiente de fase a lo largo del eje x , es decir $\psi_{\eta n} = 0^\circ$, por lo que $N_\eta = 1$ y $M_\eta = 0$ para todas las configuraciones simuladas. Los valores de θ_0 se calcularon empleando las expresiones (3.3) y (3.5). Además, se estableció $\varphi_0 = 150^\circ$, ángulo que corresponde al caso $\psi_{\eta n} = 0^\circ$, al sustituir en (3.4).

Dado que el elemento corresponde a un desplazador de 2 bits, el incremento en fase ψ_{xn} proporcionado por cada celda está limitado a múltiplos enteros de 90° , producido por alguna de las cuatro posiciones posibles de los diodos en polarización directa. Por esta razón, aquellos valores de ψ_{xn} no múltiplos de 90° tuvieron que aproximarse de acuerdo con el siguiente criterio [7], el cual minimiza los errores de fase:

$$\gamma = \begin{cases} 0^\circ & (\psi_x = 0^\circ) & \text{para } \psi_{xn} \in (-45^\circ, 45^\circ] \\ 45^\circ & (\psi_x = 90^\circ) & \psi_{xn} \in (45^\circ, 135^\circ] \\ 90^\circ & (\psi_x = 180^\circ) & \psi_{xn} \in (135^\circ, 225^\circ] \\ 135^\circ & (\psi_x = 270^\circ) & \psi_{xn} \in (225^\circ, 315^\circ] \end{cases} \dots (3.8)$$

Así pues, para el caso de $N_x = 3$, por ejemplo, en donde los incrementos de fase requeridos son $\psi_{x0} = 0^\circ$, $\psi_{x1} = 120^\circ$ y $\psi_{x2} = 240^\circ$; de acuerdo con el criterio (3.8), estos desplazamientos se aproximan polarizando los diodos de las posiciones $\gamma_0 = 0^\circ$, $\gamma_1 = 45^\circ$ y $\gamma_2 = 135^\circ$, que producen incrementos de fase $\psi_{x0} = 0^\circ$, $\psi_{x1} = 90^\circ$ y $\psi_{x2} = 270^\circ$.

En la Tabla 3.7 se puede observar que, de las configuraciones propuestas, solamente los casos de $N_x = 1$ y $N_x = 4$ son aquellos en donde existe ausencia de errores por cuantización de fase: el primero debido a que el desplazamiento en fase entre elementos es nulo, mientras que, en el

segundo caso, la diferencia de rotación $\Delta\gamma_x = 45^\circ$ coincide con la resolución del desplazador de fase (véase Figura 3.23).

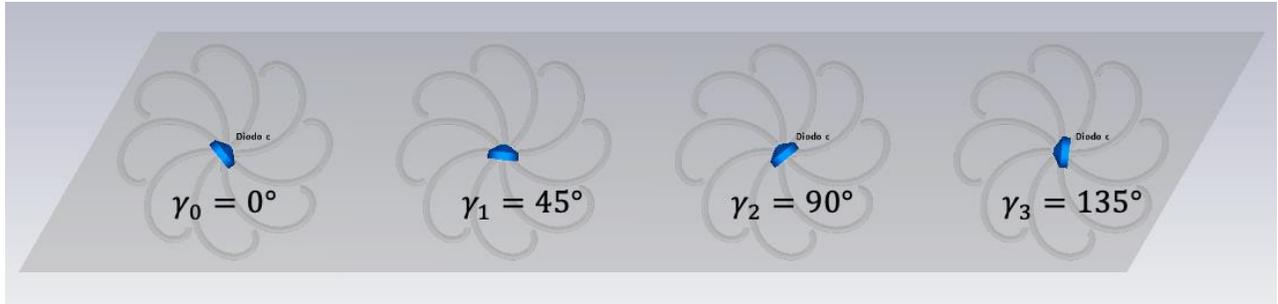


Figura 3.23. Diodos en polarización directa para $N_x = 4$ [Elaboración propia]

Al llevar a cabo la simulación de cada configuración, se obtienen gráficos como el ilustrado en Figura 3.24.

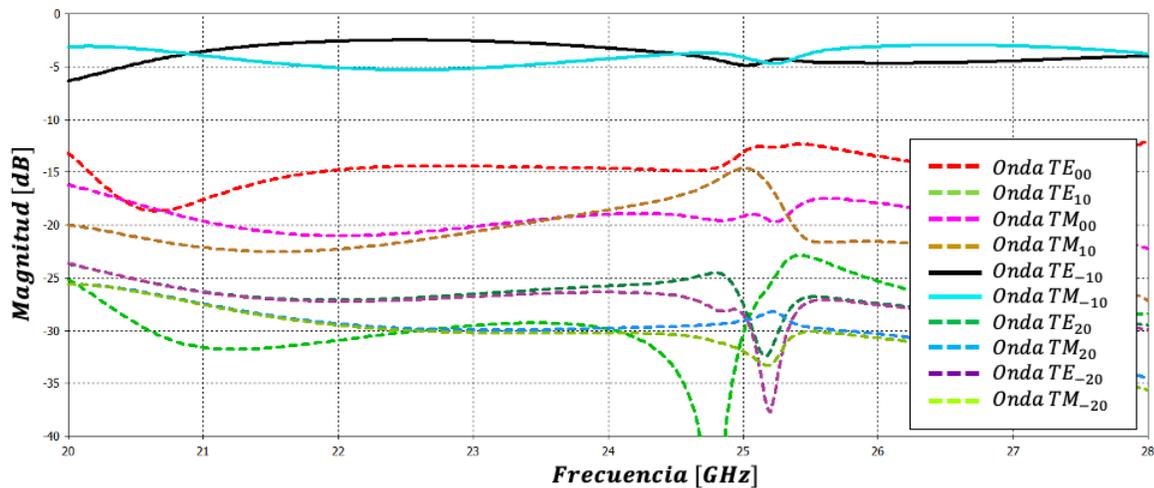


Figura 3.24. Modos Floquet para $N_x = 4$ dada una onda incidente PCD [Elaboración propia]

Cada una de las curvas representa la magnitud de una onda plana que se propaga en cierta dirección, es decir, un modo Floquet dada una \vec{E}_i de polarización circular derecha y una diferencia de rotación $+\Delta\gamma$ a lo largo del eje x . Tomando una onda PCD como referencia, una diferencia de rotación positiva se da cuando el sentido de giro es opuesto al de las manecillas del reloj y esta produce pendientes de fase positivas ($+\psi_{xn}$).

Para una celda grande con periodo $S_x = 1.7\lambda_0$ y $S_y = 0.5\lambda_0$ (véase Figura 3.25), se observan diez modos que pueden propagarse; esta cantidad, como ya se ha mencionado, depende de las

dimensiones de la celda grande. De estas diez curvas, dos sobresalen en magnitud: los modos TE_{-10} y TM_{-10} . Este par de modos constituyen la onda de polarización elíptica que se propaga en la dirección (θ_0, φ_0) , correspondiente a la configuración $N_x = 1$ y $N_x = 4$ en este caso.

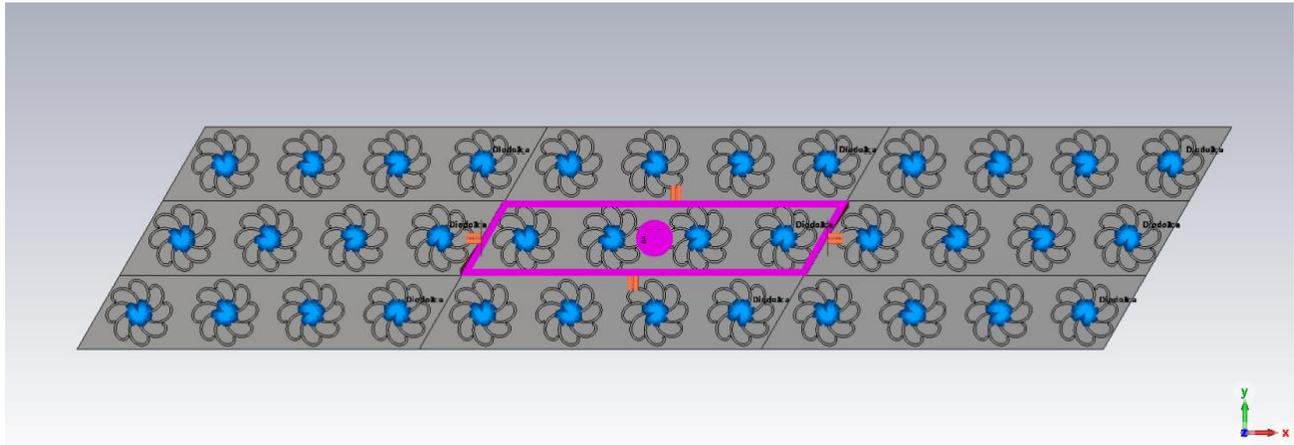


Figura 3.25. Vista de la celda grande en el software de simulación [Elaboración propia]

El software nos permite visualizar el cambio de dirección de la onda reflejada a partir de la orientación del vector de Poynting de los modos TE_{-10} y TM_{-10} (Figura 3.16); esta orientación es la misma para ambos modos.

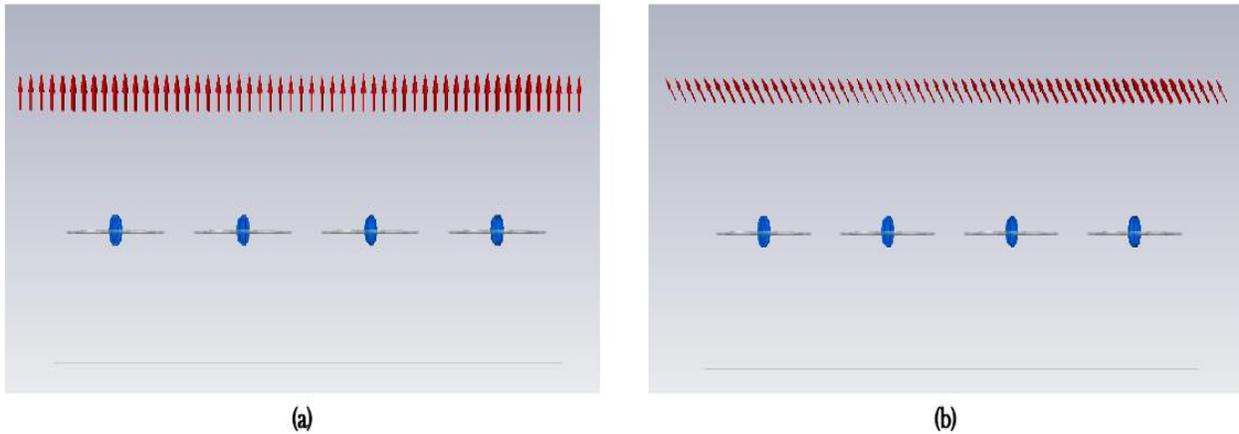


Figura 3.26. Dirección del vector de Poynting: (a) Reflexión normal (b) Generando una pendiente de fase [Elaboración propia]

De igual forma, la simulación arroja las curvas producidas para una \vec{E}_i de polarización circular izquierda (PCI), ilustradas en la Figura 3.27:

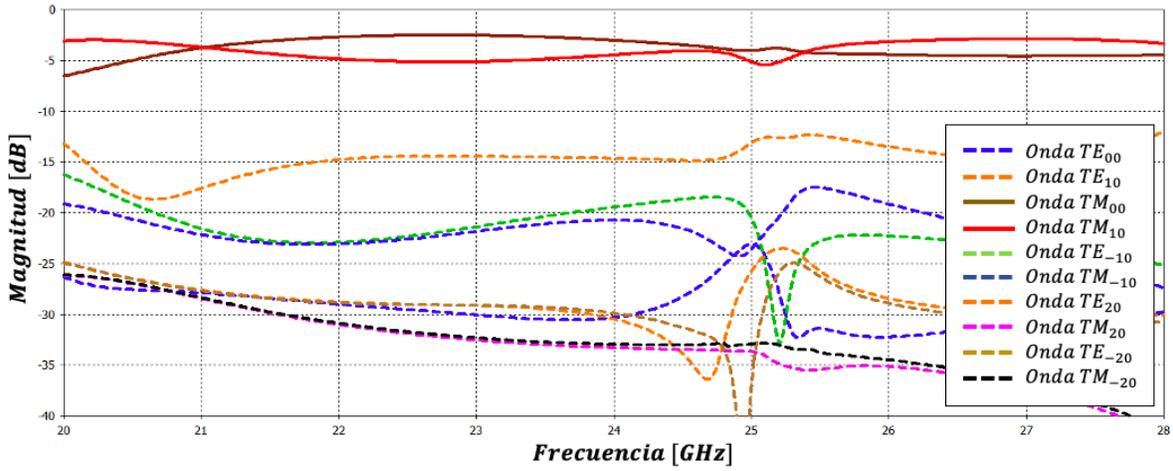


Figura 3.27. Modos Floquet para $N_x = 4$ dada una onda incidente PCI [Elaboración propia]

Se observa que ahora los modos de mayor magnitud son los TE_{10} y TM_{10} . Cabe mencionar que es posible obtener estos mismos resultados para una onda \vec{E}_i de tipo PCD, produciendo una diferencia de rotación $-\Delta\gamma$ a lo largo del eje x , rotando la posición de los diodos en el sentido de las manecillas del reloj. Esta rotación genera a su vez una pendiente de fase negativa ($-\psi_{xn}$).

Mientras los modos TE_{-10} y TM_{-10} se propagan en la dirección $(42.78^\circ, 150^\circ)$, las ondas TE_{10} y TM_{10} se transmiten en dirección $(42.78^\circ, -30^\circ)$, esto de acuerdo con las expresiones (1.11)-(1.13).

Así pues, las magnitudes en escala lineal de las ondas TE y TM que se propagan en la dirección deseada corresponden a los términos $|R_{1mn}|$ y $|R_{2mn}|$ de la igualdad (3.7), además, considerando las admitancias Y_1 , Y_{1mn} , Y_{2mn} y la magnitud de la onda PCD incidente como unitarias, la suma (3.9) calcula la eficiencia de conversión del arreglo para cierto ángulo θ_0 :

$$L_c = |R_{1mn}|^2 + |R_{2mn}|^2 \dots (3.9)$$

Cabe mencionar que la ecuación (3.9) se encuentra en escala lineal, así pues, es posible determinar el valor del coeficiente de conversión en decibeles a partir de la expresión:

$$L_c [dB] = 10 \cdot \log(L_c) \dots (3.10)$$

Empleando las ecuaciones (3.9) y (3.10), se calcularon las eficiencias de conversión L_c para cada uno de los ángulos θ_0 descritos en la Tabla 3.7, efectuando simulaciones tanto para una onda \vec{E}_i de tipo PCD como para una onda de tipo PCI. Estas eficiencias se ilustran en la Figura 4.18.

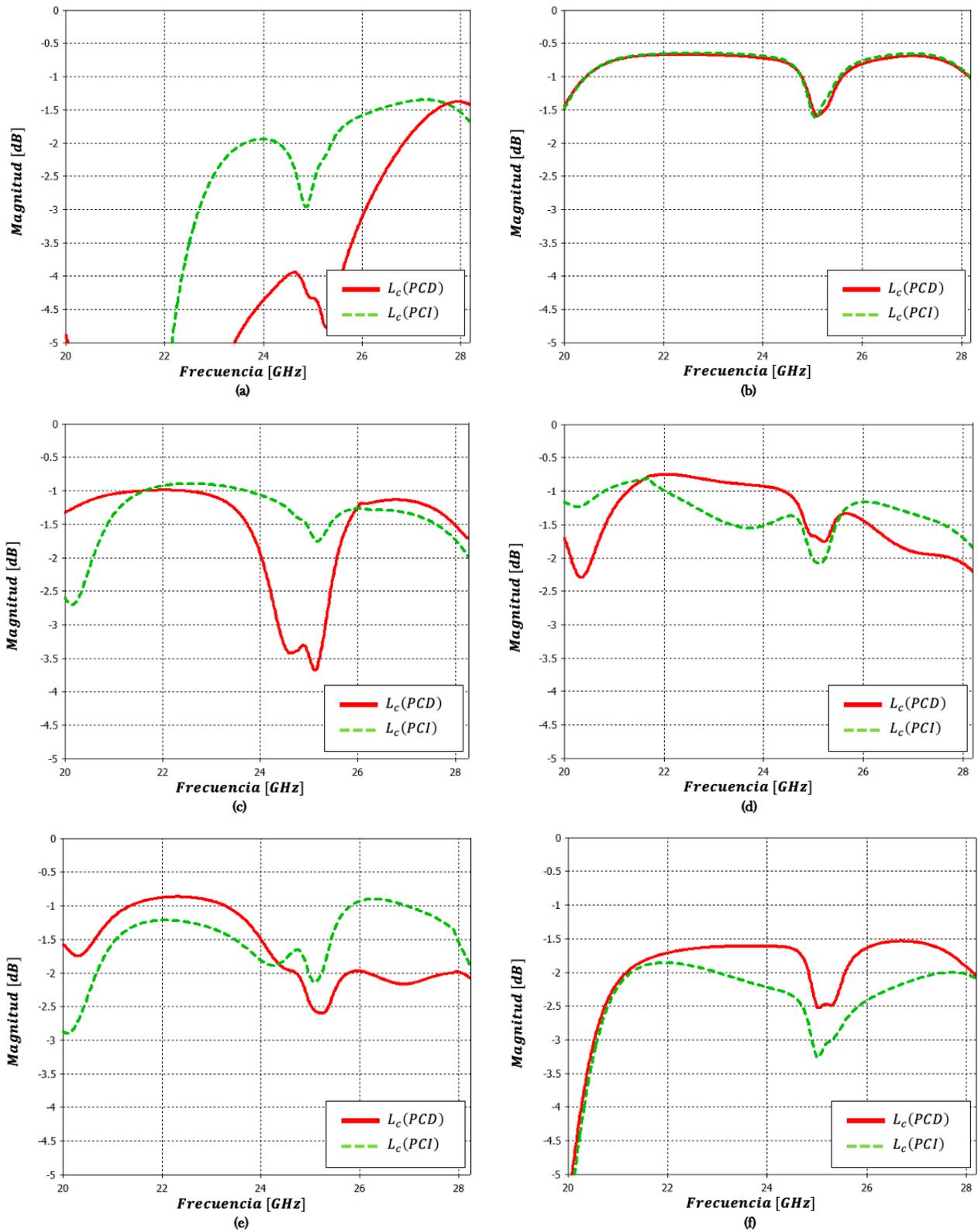


Figura 4.18. Curvas L_c para diferentes ángulos de elevación θ_0 : (a) $\theta_0 = 64.91^\circ$, (b) $\theta_0 = 42.78^\circ$, (c) $\theta_0 = 32.91^\circ$, (d) $\theta_0 = 26.92^\circ$, (e) $\theta_0 = 22.83^\circ$, (f) $\theta_0 = 50.92^\circ$ [Elaboración propia]

3.5. Análisis del desempeño del arreglo

Los valores de L_c previamente expuestos se recopilan en la Figura 3.34:

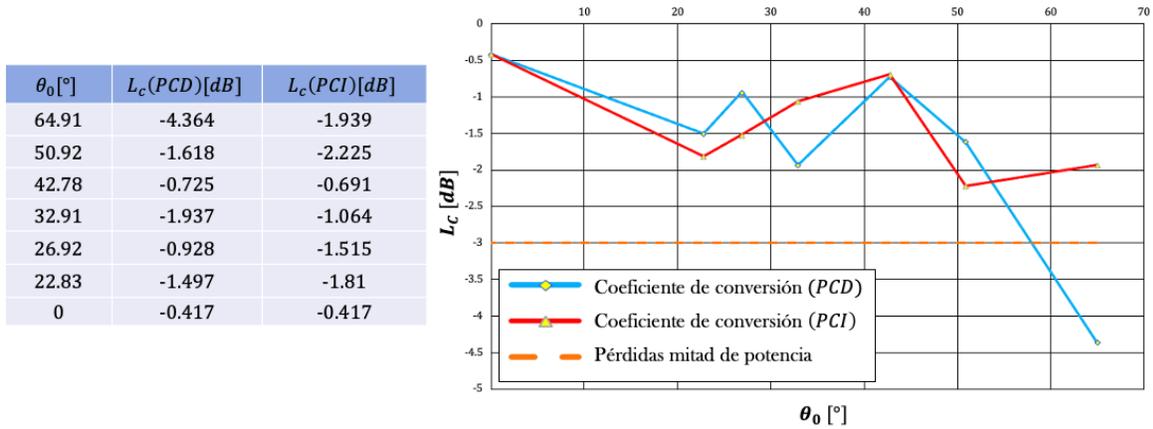


Figura 3.34. Coeficiente de conversión del arreglo para diferentes ángulos de elevación θ_0 [Elaboración propia]

De acuerdo con estos resultados, descartando la reflexión normal al arreglo, el mínimo de pérdidas a $f_{op} = 24 [GHz]$ es de $0.691 [dB]$, para el ángulo de elevación $\theta_0 = 42.78^\circ$ con polarización circular izquierda, mientras que el máximo de pérdidas registrado es de $4.363 [dB]$ para un ángulo $\theta_0 = 64.91^\circ$, para una onda PCD.

Se observa, por tanto, que el arreglo simulado permite una reflexión máxima del 85.3% de la potencia incidente al momento de llevar a cabo el escaneo; este valor corresponde a la configuración $N_x = 4$, caso en donde los errores de fase se encuentran ausentes. Por otro lado, el mínimo de potencia reflejada es del 36.61% para una configuración $N_x = 3$, porcentaje que ya se puede considerar deficiente dadas las pérdidas por escaneo adicionales que se presentan para un ángulo de 64.91° .

Otra característica importante que destacar es la falta de simetría en los valores de L_c al comparar los resultados producidos por una onda de polarización circular derecha, con aquellos generados por una onda incidente de polarización circular izquierda. Lo anterior resulta más visible conforme el ángulo de escaneo se va haciendo mayor, como lo es el caso de $\theta_0 = 50.92^\circ$ y $\theta_0 = 64.91^\circ$. Este comportamiento se considera inesperado, sobre todo al ser conscientes de la respuesta simétrica del

elemento dada una excitación PCD y una PCI. Dicha inconsistencia puede atribuirse principalmente a la interacción mutua entre elementos, precio a pagar al momento en que se optó por disminuir el periodo de la celda unitaria.

El conocer las pérdidas de conversión permite calcular un estimado de la ganancia dado un arreglo con cierta área física, esto a partir de la expresión (1.8). En lo que respecta al término ε_{ap} , que corresponde a la eficiencia de la abertura, este se define a partir de las variables que pueden ser determinadas a partir de la simulación y la teoría, a saber, eficiencia de conversión en escala lineal L_C y pérdidas por escaneo ε_c [3], siendo conscientes, claro, de la existencia de otros factores de pérdidas, relacionadas principalmente con la alimentación del arreglo. Dada la definición de eficiencia de escaneo ε_c [9]:

$$\varepsilon_c = \cos(\theta_0) \dots (3.11)$$

La ganancia máxima del arreglo para un ángulo de elevación θ_0 estará dada por:

$$G_{max}(\theta_0) = L_C \cdot \cos(\theta_0) \cdot \frac{4\pi A_{FIS}}{\lambda^2} \dots (3.12)$$

En decibeles [8]:

$$G_{max}(\theta_0) [dB] = 10 \cdot \log(G_{max}(\theta_0)) \dots (3.13)$$

Así pues, para un área física $A_{FIS} = 10 [cm] \times 10 [cm]$ la ganancia del arreglo a $f_{op} = 24 [GHz]$ presenta el comportamiento mostrado en la Figura 3.35:

$\theta_0 [^\circ]$	$G_{max}(PCD) [dB]$	$G_{max}(PCI) [dB]$
64.91	20.964	23.389
50.92	25.432	24.825
42.78	26.985	27.019
32.91	26.357	27.23
26.92	27.627	27.04
22.83	27.202	26.89
0	28.633	28.633

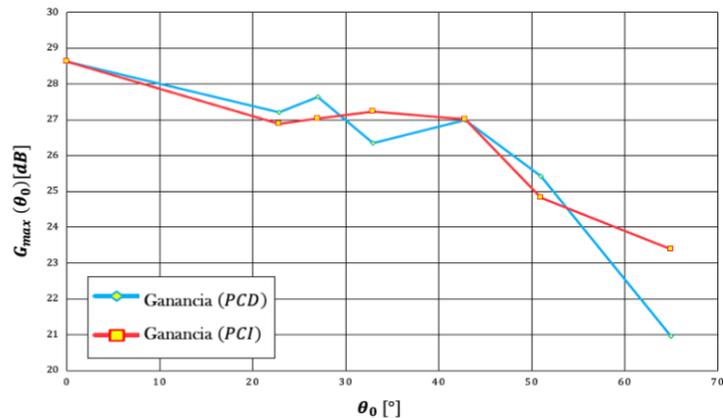


Figura 3.35. Ganancia estimada para un arreglo con $A_{FIS} = 100 [cm^2]$ [Elaboración propia]

Se observa que la ganancia mínima para un arreglo de estas dimensiones es de $20.963 [dB]$ para el ángulo de elevación $\theta_0 = 64.91^\circ$ dada una onda incidente PCD, mientras que la máxima ganancia ocurre en dirección normal al arreglo, como era de esperarse, con un valor de $28.633 [dB]$. De modo que, para un rango de escaneo en elevación de 64.91° , este arreglo cumple con las características de ganancia requeridas para una antena con enfoque de aplicación en CubeSats (véase Tabla 1.1).

3.6. Conclusiones

- En el presente apartado se describió el procedimiento de diseño y simulación de un arreglo reflectivo reconfigurable tipo Espirafase, con frecuencia de operación en $24 [GHz]$ y resolución de 2 bits empleando solamente cuatro conmutadores. Realizadas ciertas optimizaciones en el diseño original de la celda unitaria, los resultados obtenidos tanto en reflexión normal como para el escaneo llevado a cabo por el arreglo describen un dispositivo candidato para aplicaciones en satélites LEO.
- El diseño final presentado en este capítulo cuenta con buenas características de desplazamiento en fase, supresión de X-Pol y pérdidas de inserción, las cuales resultaron ser menores a $0.5 [dB]$. Así mismo, la celda unitaria tiene un ancho de banda del 10.8% (aproximadamente $2.6 [GHz]$), rango de frecuencias en donde $|\Gamma_{X-pol}| \leq -20 [dB]$. Estas características de funcionamiento se presentaron tanto para una onda incidente de polarización circular derecha, como de polarización circular izquierda.
- La inserción de diodos en la celda unitaria produce un corrimiento a frecuencias más bajas de la segunda banda de operación del elemento, aspecto que debe considerarse al momento de diseñar un arreglo de doble banda.
- La reducción en el periodo de la celda permite igualar las pérdidas en las componentes ortogonales que conforman una onda de polarización circular. Dicho efecto viene relacionado con un cambio en la impedancia de entrada Z de los brazos, factor relevante en

la igualación de pérdidas [10]. Este cambio en la impedancia es una consecuencia del incremento en la interacción mutua conforme el periodo de la celda disminuye.

- El escaneo de esta primera propuesta de arreglo presenta pérdidas siempre menores a 4.4 [dB], para ángulos de elevación de hasta 64.91°. Si bien el escaneo es amplio, la eficiencia de conversión es un punto por mejorar del arreglo. Así mismo, la ganancia estimada para un AR reconfigurable con abertura de 100 [cm²] exhibe un valor máximo de 28.6 [dB] y mínimo de 20.9 [dB].
- Si bien el arreglo tiene potencial para operar en polarización dual (PCD y PCI), debido a los buenos resultados en el desplazamiento en fase para ambas polarizaciones, la poca simetría en la eficiencia de conversión niega dicha propiedad al arreglo reflectivo. Es debido a ello que la búsqueda de una respuesta simétrica se vuelve relevante.

3.7. Referencias

1. A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, O. R. Aroche and J. I. Martinez-Lopez, "Mathematical model for spiraphase-type infinite reflective array based on slot ring resonators with pin diode switches," 2008 12th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, Odesa, Ucrania, 2008, pp. 302-304, doi: 10.1109/MMET.2008.4580975.
2. J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Reconfigurable Reflectarrays Based on Optimized Spiraphase-Type Elements," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, núm. 4, pp. 1821-1830, Abril 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2186231.
3. J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, núm. 10, pp. 4342-4351, Oct. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2456981.
4. A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez and N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, núm. 1, pp. 142-153, Ene. 2004, doi: 10.1109/TAP.2003.820976.
5. C. Arana, "Arreglo reflectivo multihaz con elementos miniaturizados para banda Ka" *Tesis de Maestría*, UNAM, 2021.
6. A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez and N. A. Martyunuk, "Reflective passive phased array with open polarization phase shifters," IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003., Boston, MA, EUA, 2003, pp. 482-487, doi: 10.1109/PAST.2003.1257029.

7. J. Wang, V. Manohar and Y. Rahmat-Samii, "K-Band Circularly Polarized Beam Steerable Reflectarray Enabling Internet of Space: Conceptualization and Validation," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, núm. 8, pp. 6703-6717, Ago. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161276.
8. Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design, Tercera Edición*, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
9. R. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook, Segunda Edición*, Artech, 2005.
10. H. R. Phelan. "Spiraphase - A new, low cost, lightweight phased array." *Microwave J.* vol. 19, pp. 41-44, Dic. 1976.

4. ARREGLO REFLECTIVO CON OPERACIÓN A 24 [GHz]: GEOMETRÍA DE PHELAN

4.1. Introducción

El arreglo reflectivo diseñado y simulado en el apartado anterior presenta diversas áreas de oportunidad, tanto en su geometría como en los resultados obtenidos, particularmente en relación con el coeficiente de conversión.

Sobre la geometría del desplazador de fase, la disposición de los ocho brazos hace que un solo elemento ocupe un área mayor de la superficie de la celda, algo inconveniente recordando que el objetivo final de este trabajo es el diseño de un arreglo de doble banda en una sola capa, es decir, dos elementos reflectivos en la misma celda.

Por otro lado, la optimización del desplazador se llevó a cabo principalmente a partir de la variación en la longitud de los brazos, acción que resultaba poco práctica a la hora de simular, debido a que los demás componentes sufrían un desajuste, como se puede ver en la Figura 4.1.

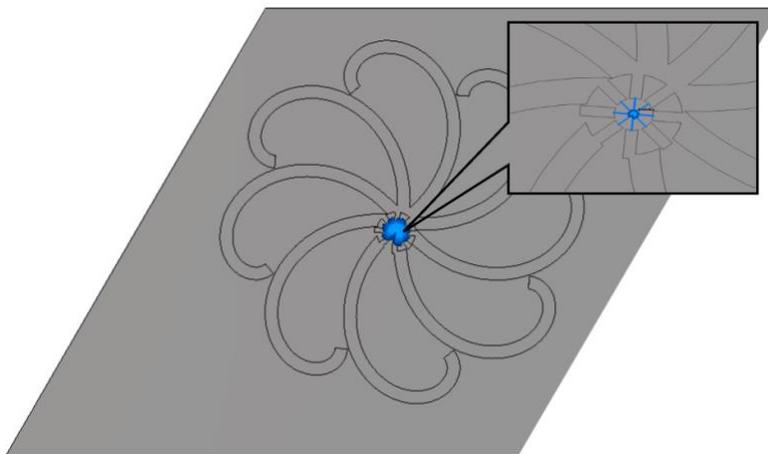


Figura 4.4. Desajuste del elemento luego de modificar la longitud de los brazos [Elaboración propia]

Es así como se optó por simular el arreglo empleando un elemento Espirafase como el introducido en un principio por Phelan [1] y retomado en trabajos posteriores como los descritos en [2] y [3]. Este elemento, con el cual se introdujo el concepto de Espirafase, cuenta con una geometría como la mostrada en la Figura 4.2.



Figura 4.5. Elemento reflectivo propuesto por Phelan [4]

Tomando esta geometría como punto de partida, el nuevo diseño del elemento reflectivo se ilustra en la Figura 4.3. Nótese que se conservó la misma cantidad de brazos que el elemento descrito en el capítulo 3, así como el número de diodos PIN requeridos, características que diferencian nuestra propuesta de las presentadas en [1]-[3].

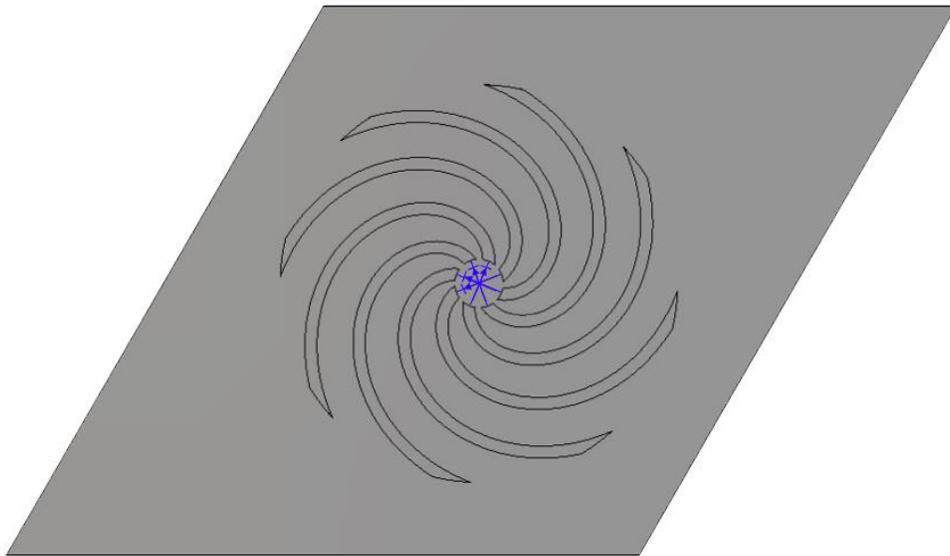


Figura 4.6. Nueva geometría del elemento para la celda unitaria [Elaboración propia]

Así mismo, este cambio en la geometría busca mejorar los resultados referentes al coeficiente de conversión y su falta de simetría en respuesta a una onda incidente de PCD y una PCI.

4.2. Nueva celda unitaria para $f_{op} = 24$ [GHz]

4.2.1. Nueva celda unitaria con elemento cortocircuitado

Repitiendo el procedimiento descrito en el capítulo anterior, se llevó a cabo una primera simulación sobre un elemento con operación en condiciones ideales, es decir, estados de baja impedancia modelados como cortocircuitos y de alta impedancia como circuitos abiertos.

Cabe mencionar que los parámetros empleados para este diseño coinciden con los empleados para generar el desplazador de fase previo. Para este caso se requirió de un valor $g = 0.54$ para la construcción de brazos con longitud $l = 3.32$ [mm] (aproximadamente $0.266 \lambda_0$), de acuerdo con (3.1) y (3.2). El espesor de los brazos fue $r = 0.1$ [mm]. Una vez construido el elemento con ocho brazos (Figura 4.4 (a)) se realizaron dos cortes en la estructura: primeramente, la circunferencia central de radio $r_{centro} = 0.2$ [mm] y posteriormente un corte exterior que describe una circunferencia de radio $r_{exterior} = 1.63$ [mm] (véase Figura 4.4 (b)). El cortocircuito se modeló con un segmento de PEC de 0.03 [mm] de espesor.

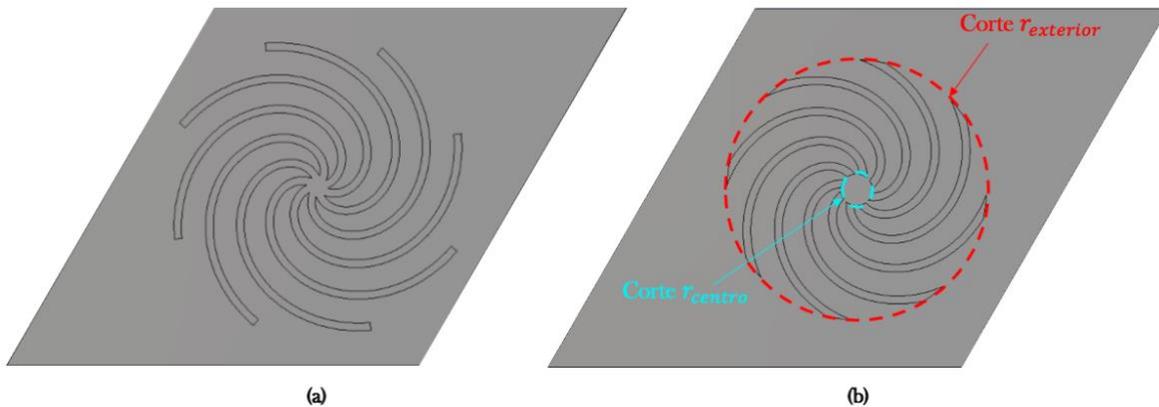


Figura 4.4. Construcción del nuevo elemento: (a) Integración de los brazos (b) Cortes en el elemento [Elaboración propia]

Es importante destacar que ahora $r_{exterior}$ es independiente de la longitud de los brazos l , a partir de la cual se calcula el parámetro g . Esto resulta benéfico, pues ahora se puede optimizar el desplazador de fase a partir de la variación de $r_{exterior}$, esto sin modificar la longitud de los brazos establecida, evitando así el desajuste del elemento. Así mismo, a partir del valor de este parámetro se confirma que, dada una frecuencia de operación, este elemento contará con menores dimensiones físicas en comparación con la geometría previa.

La pantalla metálica se ubicó a una distancia $s = 2.34 \text{ [mm]}$ ($0.187\lambda_0$) partiendo del plano en donde se ubican los elementos. En cuanto al periodo y geometría de la celda, se continuó trabajando con una malla triangular equilátera ($\alpha = 60^\circ$) en donde $a = b = 5.31 \text{ [mm]}$, por lo que el periodo de la celda es $S_x = S_y = 0.425\lambda_0$. Estos valores, así como los descritos previamente, se ilustran en la Figura 4.5 y se recopilan en la Tabla 4.1.

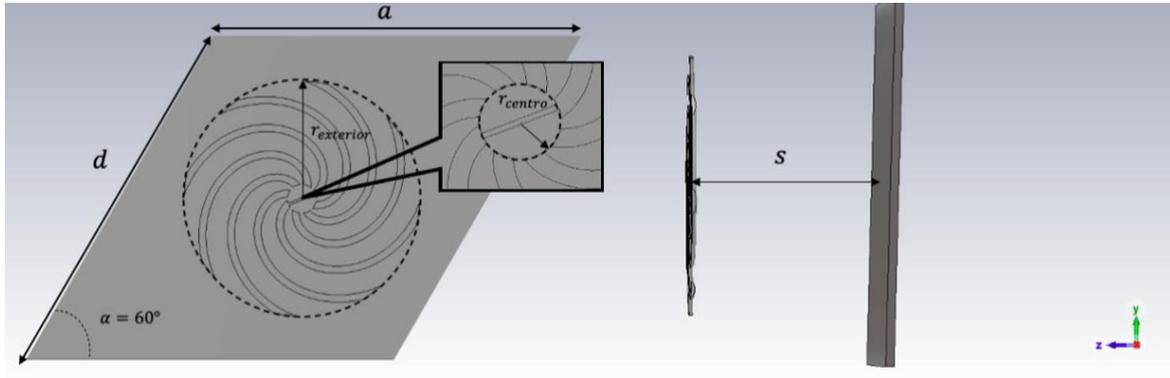


Figura 4.5. Nueva celda unitaria con elemento reflectivo en condiciones ideales [Elaboración propia]

Tabla 4.1. Medidas para la construcción de la nueva celda unitaria

Longitud brazo (l) [mm]	Separación pantalla (s) [mm]	Espesor brazos (r) [mm]	Grosor pantalla (t) [mm]	a [mm]	d [mm]	$r_{exterior}$ [mm]	r_{centro} [mm]
3.33	2.34	0.1	0.1	5.31	5.31	1.63	0.2

Es así como se procedió a simular el diseño propuesto, incidiendo en dirección normal al arreglo dos ondas de polarización lineal, ortogonales entre sí.

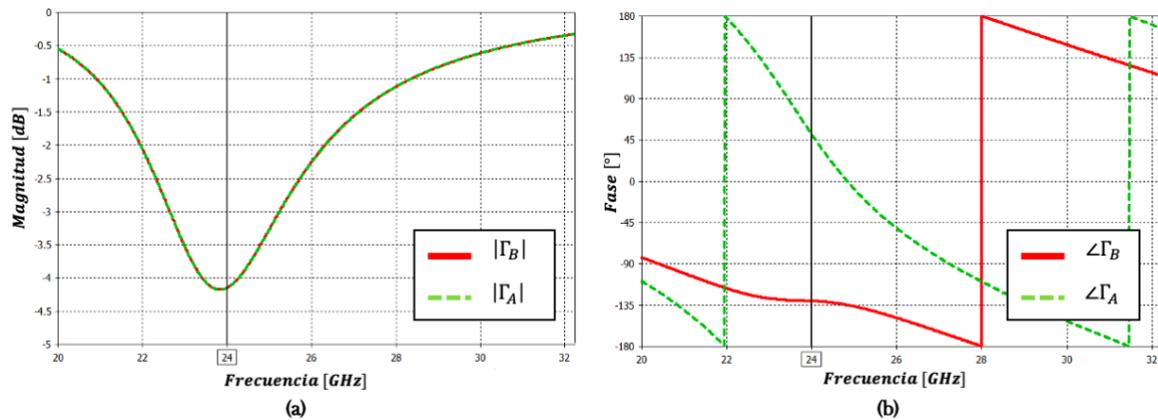


Figura 4.6. Magnitudes y fases de los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B en condiciones ideales de la nueva celda unitaria [Elaboración propia]

Como se puede observar en la Figura 4.6, la condición (2.3) se cumple en la frecuencia de operación de 24 [GHz], con magnitudes de los coeficientes de reflexión prácticamente iguales y una diferencia de fase entre ellas de 181.86°. Dadas estas características, se hizo incidir una onda de polarización circular derecha, obteniendo los resultados de la Figura 4.7.

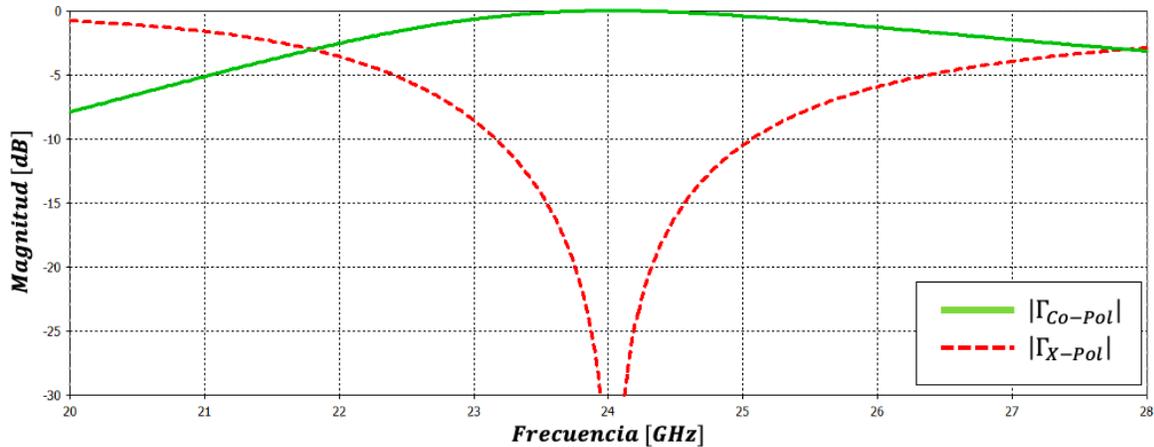


Figura 4.7. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de la onda controlada (Γ_{Co-Pol}) y no controlada (Γ_{X-Pol}) para la nueva celda unitaria en condiciones ideales [Elaboración propia]

El elemento permite una supresión de la onda no controlada por debajo de los -20 [dB] en la frecuencia de interés, mientras que la onda controlada se refleja totalmente, resultados acordes a un elemento ideal.

Posteriormente se llevó a cabo la rotación del elemento, como se muestra en la Figura 4.8.

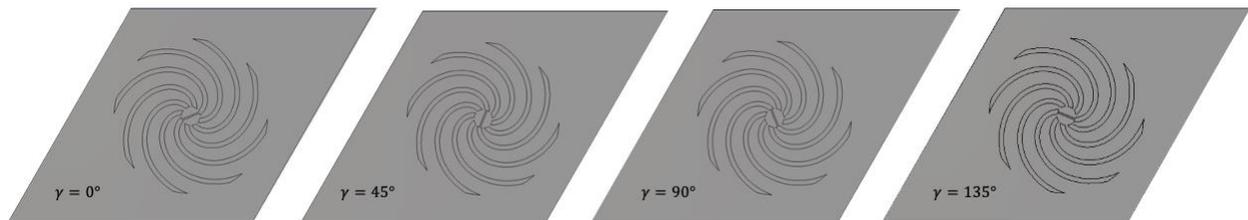


Figura 4.8. Rotación del nuevo elemento reflectivo [Elaboración propia]

Se puede observar en la Figura 4.9, que las curvas correspondientes a las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} permanecen invariantes respecto al par de brazos que se encuentren cortocircuitados. Así mismo, todas las curvas de $|\Gamma_{X-Pol}|$ permanecen por debajo de los -20 [dB] entre las frecuencias $f_{min} = 23.758$ [GHz] y $f_{max} = 24.311$ [GHz], por lo que el desplazador de fase presenta un ancho de banda de 2.3%.

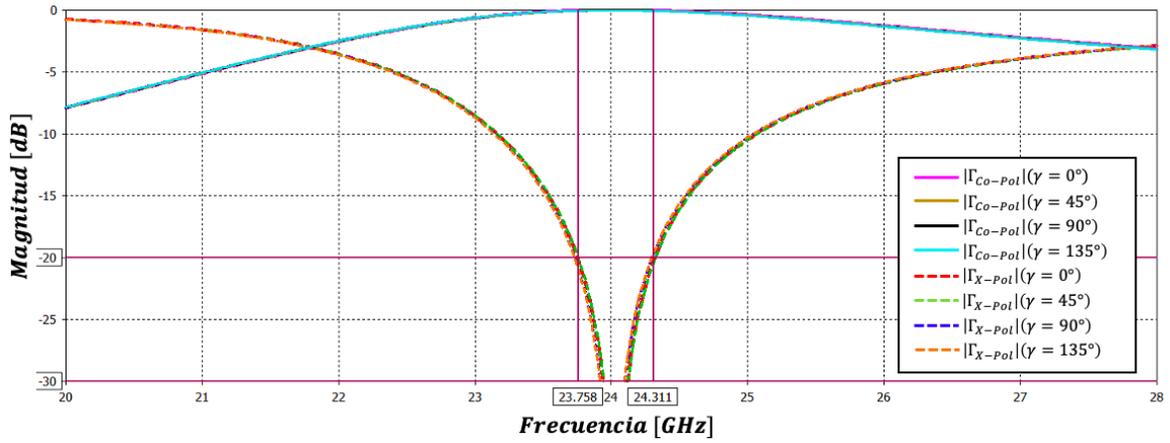


Figura 4.9. Magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} en condiciones ideales para diferentes ángulos de rotación γ del nuevo elemento [Elaboración propia]

En cuanto al desplazamiento de fase, registrado en las curvas de la Figura 4.10 y en la Tabla 4.2, se corrobora el cumplimiento del principio de Fox.

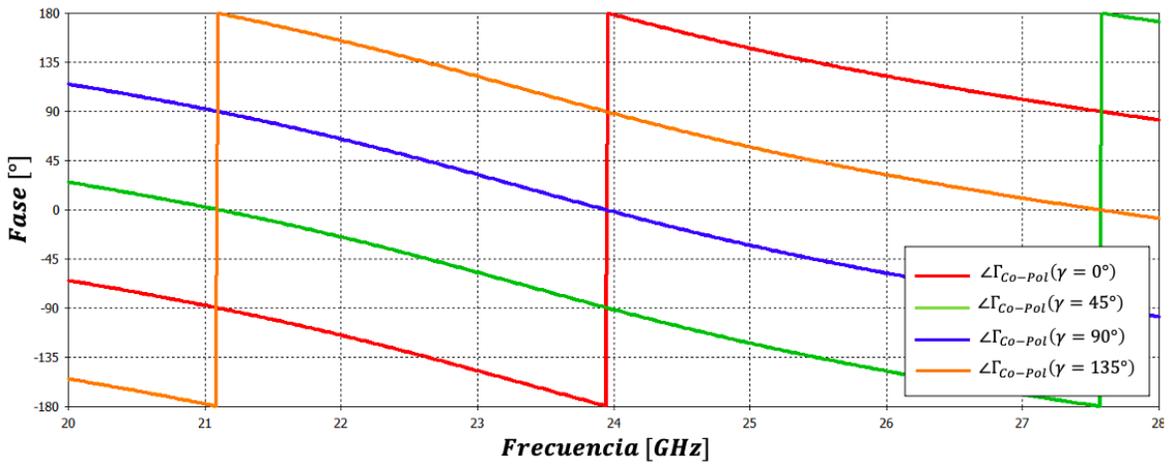


Figura 4.10. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda RHCP para distintos ángulos de rotación γ del nuevo elemento en condiciones ideales [Elaboración propia]

Tabla 4.2. Desplazamiento en fase de una onda PCD para el nuevo elemento en condiciones ideales

$\Delta\gamma$ [°]	$\angle\Gamma_{Co-Pol}$ [°]	$\psi_{PCD(Sim)}$ [°]	$\psi_{PCD(Teo)}$ [°]	Error [°]
0	178.52	0	0	0
45	-91.45	90.03	90	-0.03
90	-1.98	179.5	180	0.5
135	88.01	269.49	270	0.51

4.2.2. Nueva celda unitaria con diodos PIN

Verificado el correcto funcionamiento del elemento como desplazador de fase, se añadieron los elementos concentrados que representan los diodos PIN en sus estados de baja y alta impedancia, considerando los mismos valores de capacitancia (C_a) y resistencia (R_a y R_c) del modelo descrito en el capítulo anterior.

Se efectuó una optimización del elemento para obtener los mejores valores posibles de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} . Para este caso, se estableció un valor $g = 0.78$, el cual corresponde a una longitud de brazo $l = 4.16 [mm]$ ($0.333\lambda_0$). Por otro lado, el radio de los cortes en el elemento fue $r_{centro} = 0.2 [mm]$ y $r_{exterior} = 2.1 [mm]$.

El espesor de los brazos continuó con un valor $r = 0.1 [mm]$; sobre estos se realizó un corte de radio $r_{interior} = 0.05 [mm]$. Así mismo, los trozos de PEC que permiten disminuir la longitud de los elementos concentrados tuvieron un espesor de $0.03 [mm]$.

La separación s entre el elemento y la pantalla fue de $4.44 [mm]$, alrededor de $0.195\lambda_0$. Las longitudes a y d contaron con un valor de $5.62 [mm]$, correspondientes a un periodo de celda $S_x = S_y = 0.45\lambda_0$. Este valor se escogió con el propósito de lograr un equilibrio entre mayores ángulos de elevación al momento de realizar el escaneo y la distancia entre los elementos del arreglo. La celda unitaria descrita se ilustra en la Figura 4.11, mientras que los valores de sus parámetros de construcción se recopilan en la Tabla 4.3.

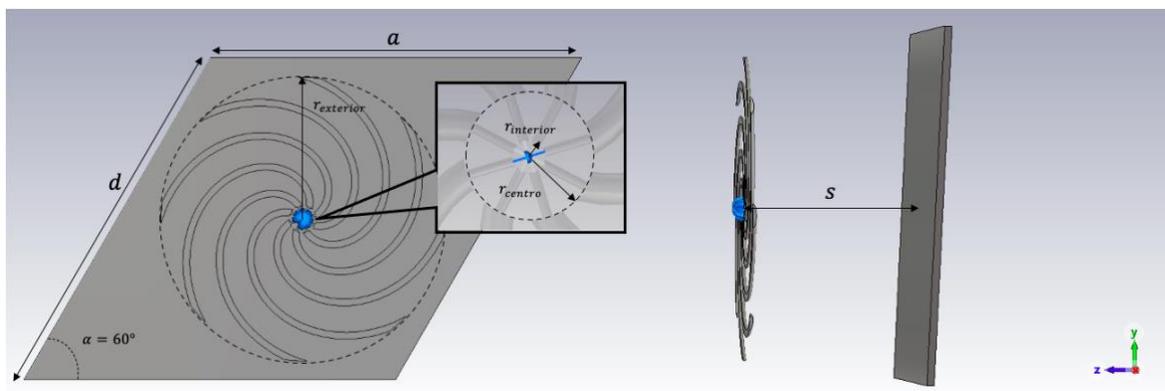


Figura 4.11. Nueva celda unitaria con diodos PIN integrados [Elaboración propia]

Tabla 4.3. Medidas para la construcción de la nueva celda unitaria con diodos PIN integrados

Longitud brazo (l) [mm]	Separación pantalla (s) [mm]	Espesor brazos (r) [mm]	Grosor pantalla (t) [mm]	a [mm]	d [mm]	$r_{exterior}$ [mm]	r_{centro} [mm]	$r_{interior}$ [mm]
4.16	2.812	0.1	0.1	5.62	5.62	2.1	0.2	0.05

Se hace notar el incremento en las dimensiones en comparación con el diseño descrito en el capítulo previo, esto ocurre debido a que se optó por sintonizar la segunda frecuencia de operación del elemento, la cual presenta mejores características de ancho de banda. Esta segunda frecuencia, como se observó en el capítulo anterior, se presenta en un inicio en bandas superiores a los 30 [GHz]. Esta optimización logró realizarse de manera sencilla gracias a las características del nuevo elemento, a saber, menores dimensiones y flexibilidad de ajuste a partir del parámetro $r_{exterior}$.

Caracterizando la respuesta del elemento excitado con una onda incidente de polarización lineal, tanto horizontal como vertical, se obtienen los resultados ilustrados en la Figura 4.12. Las curvas de magnitud y de fase describen una igualdad próxima en las magnitudes $|\Gamma_A|$ y $|\Gamma_B|$, además de una diferencia de fase con valor de 178.23°.

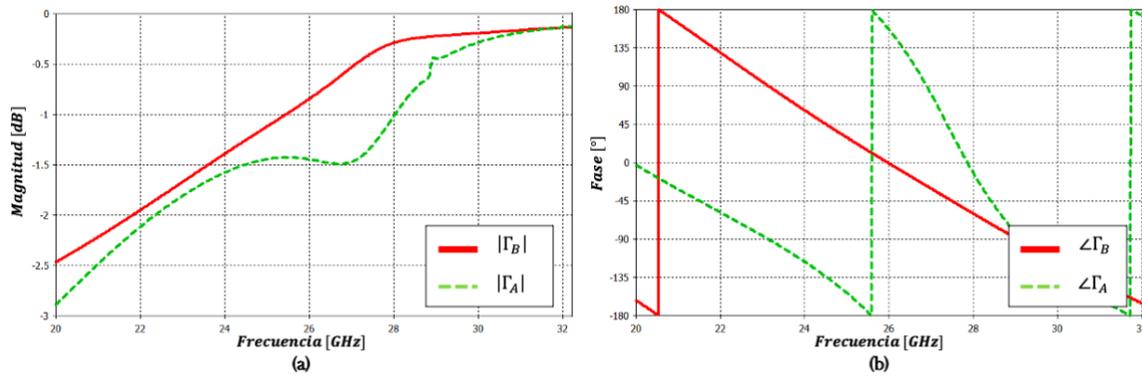


Figura 4.12. Magnitudes y fases de los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B en el nuevo elemento con diodos PIN integrados [Elaboración propia]

Continuando con la caracterización, se hizo incidir una onda PCD sobre el arreglo. Las curvas de $|\Gamma_{Co-Pol}|$ y $|\Gamma_{X-Pol}|$ se muestran en la Figura 4.13.

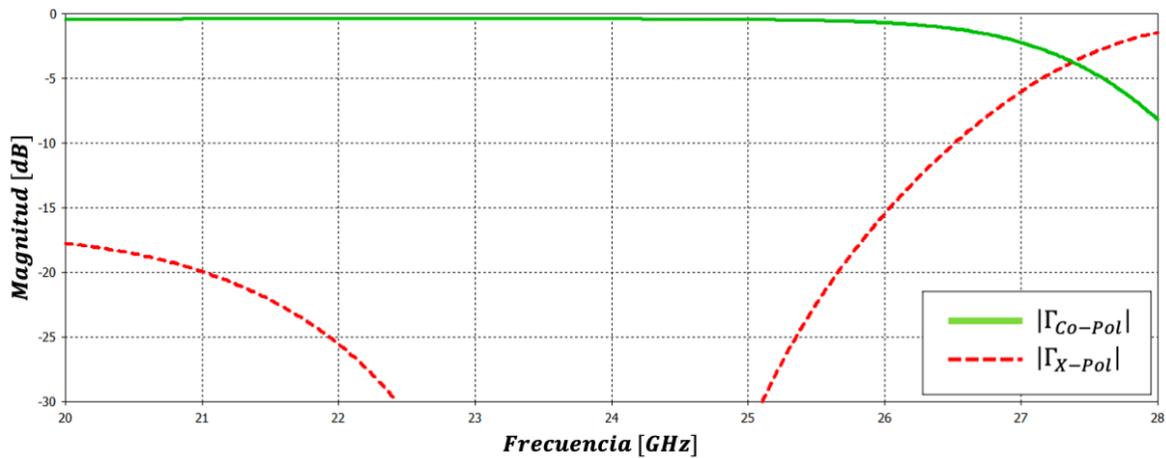


Figura 4.13. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de la onda controlada (Γ_{Co-Pol}) y no controlada (Γ_{X-Pol}) en el nuevo elemento con diodos PIN integrados [Elaboración propia]

Este resultado, correspondiente al diodo en la posición $\gamma = 0^\circ$ en polarización directa, exhibe un muy buen comportamiento, tanto en lo relacionado a la supresión de la polarización cruzada, como en las pérdidas debidas a los diodos, las cuales registraron un valor de 0.413 [dB] . Para determinar el ancho de banda de operación y el correcto desplazamiento en fase, se llevó a cabo la rotación electrónica del elemento.

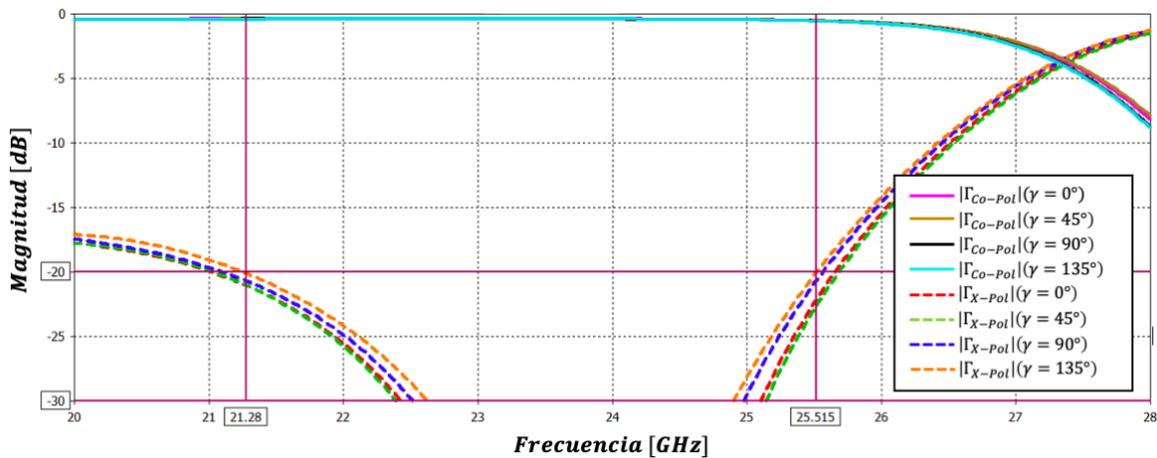


Figura 4.14. Magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} en presencia de diodos PIN para diferentes ángulos de rotación γ del nuevo elemento [Elaboración propia]

En la Figura 4.14 se observan ligeros desplazamientos en las curvas, a partir de las cuales se calculó un ancho de banda del 17.64%, acotado por $f_{min} = 21.28 \text{ [GHz]}$ y $f_{max} = 25.515 \text{ [GHz]}$. En cuanto al desplazamiento en fase que provee la rotación electrónica, de acuerdo con la Figura 4.15 y la Tabla 4.4, el elemento cumple su función de desplazador, presentado errores mínimos.

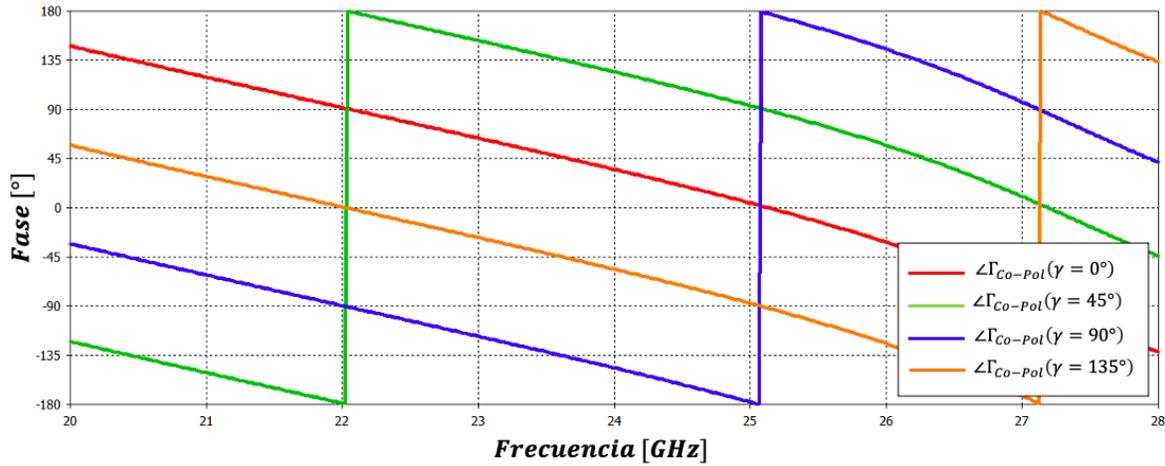


Figura 4.15. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación γ del nuevo elemento en presencia de diodos PIN [Elaboración propia]

Tabla 4.4. Desplazamiento en fase de una onda PCD para el nuevo elemento en presencia de diodos PIN

$\Delta\gamma$ [°]	$\angle\Gamma_{Co-Pol}$ [°]	$\psi_{RHCP(Sim)}$ [°]	$\psi_{RHCP(Teo)}$ [°]	Error [°]
0	35.05	0	0	0
45	124.79	89.74	90	0.26
90	-146.56	178.39	180	1.61
135	-56.33	268.62	270	1.38

Se corroboró el buen funcionamiento de la celda unitaria, análisis que corresponde a la reflexión normal de la onda incidente, de modo que el paso a seguir es caracterizar la respuesta del arreglo dada una pendiente de fase.

4.3. Escaneo del arreglo reflectivo para $f_{op} = 24$ [GHz]

Se simularon diferentes configuraciones para la celda grande, a las cuales les corresponden ciertos ángulos de elevación θ_0 , esto con el fin de determinar la eficiencia de conversión L_C del arreglo, cuyo valor mínimo se espera que se encuentre alrededor de los -1.313 [dB], considerando las pérdidas en los diodos y aquellas debidas a errores de cuantización de fase.

Nuevamente la pendiente de fase se generó a lo largo del eje x , de modo que $\Delta\gamma_\eta = 0^\circ$. De igual forma, se analizaron las mismas variantes de configuración N_x y M_x simuladas el capítulo anterior, justo como se muestra en la Tabla 4.5. Note que, a pesar de ser las mismas configuraciones, el ángulo de elevación cambia, esto debido a que ahora el periodo de la celda unitaria es de $0.45\lambda_0$.

Tabla 4.5. Configuraciones de la celda grande para escaneo del arreglo

N_x	M_x	$\Delta\gamma_x$ [°]	ψ_{xn} [°]	θ_0 [°]
1	1	0	0	0
3	1	60	$120n$	58.79
4	1	45	$90n$	39.90
5	1	36	$72n$	30.87
6	1	30	$60n$	25.32
7	1	25.71	$51.42n$	21.5
7	2	51.42	$102.84n$	47.15

Así mismo, el ángulo de azimut correspondiente fue $\varphi_0 = 150^\circ$ para una pendiente de fase positiva ($+\psi_{xn}$) y $\varphi_0 = -30^\circ$ para una pendiente negativa ($-\psi_{xn}$).

Es de relevancia mencionar el procedimiento de optimización que se llevó a cabo para lograr el mejor coeficiente de conversión para el arreglo reflectivo. Debido a la fuerte interacción mutua entre los elementos, se tienen pérdidas de conversión distintas en función de qué diodo se encuentre en polarización directa para cada desplazador de fase, por lo que la optimización consistió en determinar la combinación de diodos en polarización directa que produjera la mayor eficiencia de conversión.

Considerando lo anteriormente mencionado, este procedimiento se realizó sobre la configuración $N_x = 3$, $M_x = 1$, caso que corresponde al mayor ángulo de escaneo a efectuar. Es así como se simularon cada una de las combinaciones siguientes:

$$\gamma_0 = 0^\circ, \gamma_1 = 45^\circ, \gamma_2 = 135^\circ \dots (4.1)$$

$$\gamma_0 = 45^\circ, \gamma_1 = 90^\circ, \gamma_2 = 0^\circ \dots (4.2)$$

$$\gamma_0 = 90^\circ, \gamma_1 = 135^\circ, \gamma_2 = 45^\circ \dots (4.3)$$

$$\gamma_0 = 135^\circ, \gamma_1 = 0^\circ, \gamma_2 = 90^\circ \dots (4.4)$$

Nótese que la combinación (4.1) es la que cumple con el criterio (3.8), sin embargo, en todos los casos se produce la misma diferencia de rotación, por lo que la pendiente de fase generada es la misma. Así pues, los resultados de L_C para cada uno de los casos se muestran en la Figura 4.16.

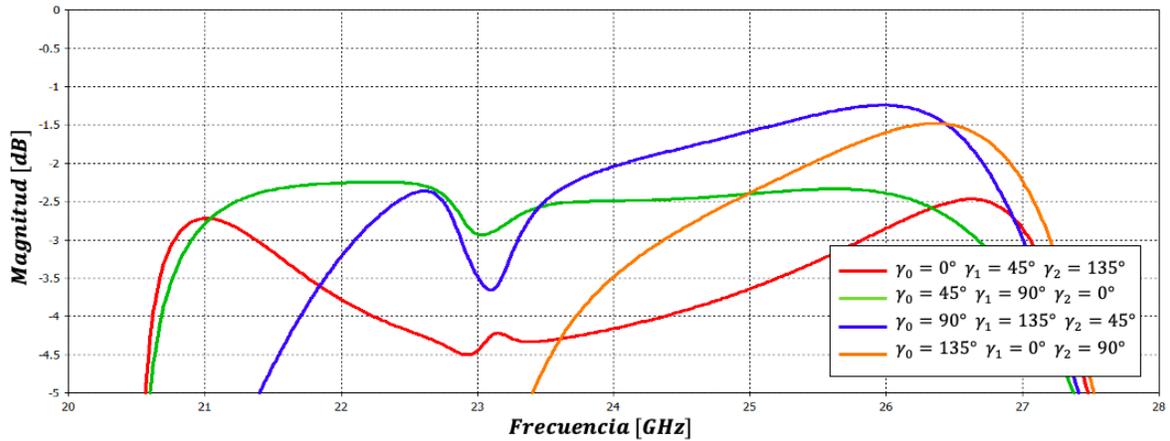


Figura 4.16. L_C de la configuración $N_x = 3$, $M_x = 1$ para las diferentes combinaciones de diodos en polarización directa [Elaboración propia]

Se observa que la curva azul, correspondiente a la combinación (4.3), es la que presenta mejores características en la frecuencia de interés $f_{op} = 24$ [GHz], de modo que las configuraciones posteriores tomaron como referencia la posición del diodo $\gamma_0 = 90^\circ$ para generar la diferencia de rotación $\Delta\gamma_x$ y, por tanto, la pendiente fase. Un ejemplo de esto se muestra en la Figura 4.17, en donde se ilustra la configuración $N_x = 4$, $M_x = 1$, la cual requiere de $\Delta\gamma_x = 45^\circ$.

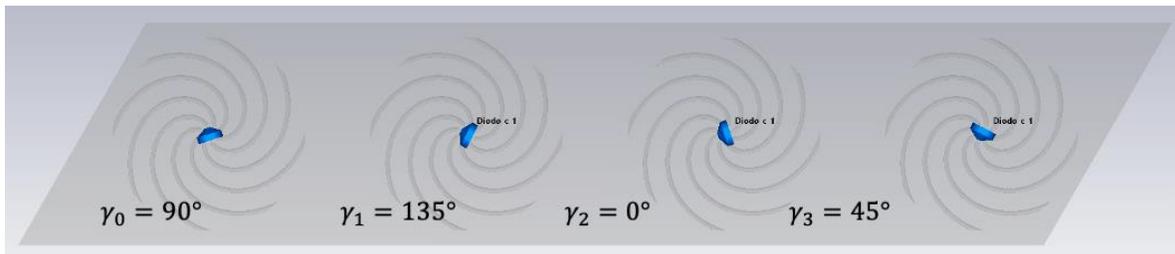


Figura 4.17. Posición óptima de diodos PIN en polarización directa [Elaboración propia]

Si bien esta optimización podría llevarse a cabo en el diseño anterior, esto pierde sentido al considerar las demás ventajas que presenta esta nueva geometría respecto a la descrita en el capítulo 3 (Figura 3.16).

Es así como se procedió a generar las curvas L_C para cada ángulo de escaneo θ_0 establecido en la Tabla 4.5, recordando que este coeficiente de conversión deriva de los modos Floquet que se propagan en la dirección de reflexión deseada. La eficiencia L_C para cada configuración se muestra en la Figura 4.18, en donde se observan los resultados para ambos tipos de polarización circular.

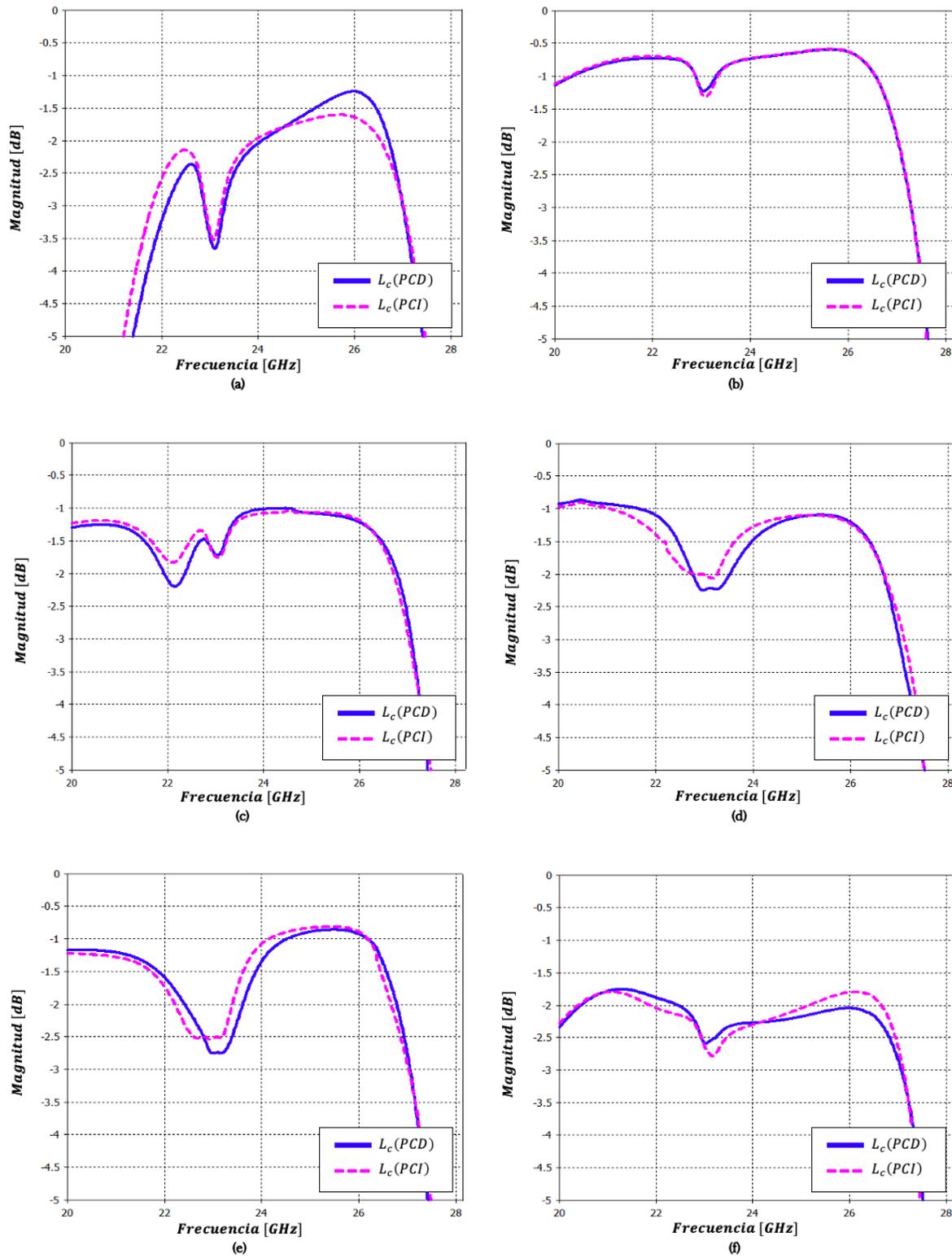


Figura 4.18. Curvas L_c para diferentes ángulos de elevación θ_0 : (a) $\theta_0 = 58.79^\circ$, (b) $\theta_0 = 39.90^\circ$, (c) $\theta_0 = 30.87^\circ$, (d) $\theta_0 = 25.32^\circ$, (e) $\theta_0 = 21.5^\circ$, (f) $\theta_0 = 47.15^\circ$. [Elaboración propia]

4.4. Análisis del desempeño del arreglo

Los valores de L_c registrados para $f_{op} = 24$ [GHz] se presentan en la Figura 4.19.

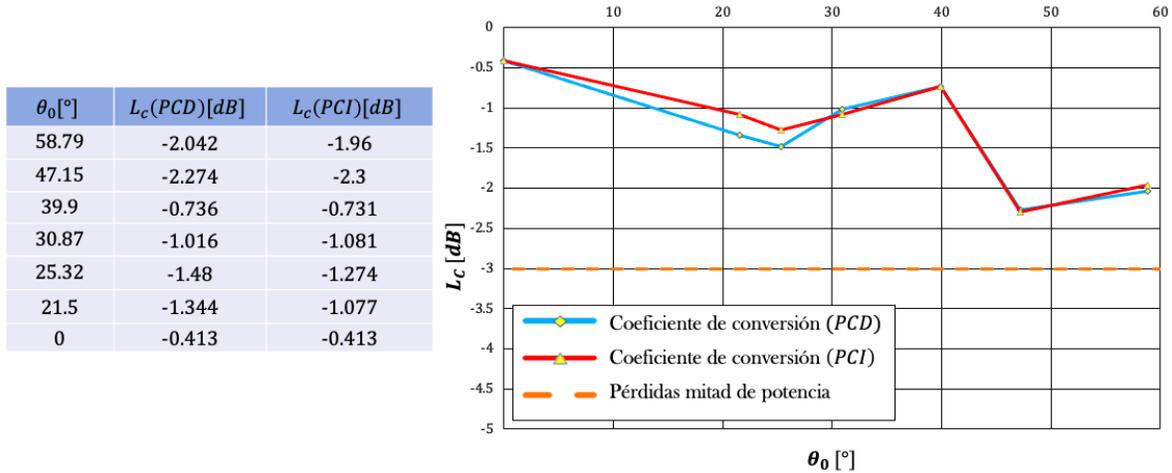


Figura 4.19. Coeficiente de conversión del arreglo para diferentes ángulos de elevación θ_0 [Elaboración propia]

Para esta propuesta de arreglo reflectivo, se registraron pérdidas mínimas de 0.731 [dB] para el ángulo de escaneo $\theta_0 = 39.9^\circ$ dada una onda incidente PCI, mientras que la eficiencia más baja se produce en la dirección $\theta_0 = 47.15^\circ$, también correspondiente a una onda de polarización circular izquierda, en donde el coeficiente de conversión es de -2.3 [dB], lo cual corresponde a una reflexión del 0.588 de la potencia que incide en el arreglo.

En comparación con la primera propuesta, se observa que en este arreglo el coeficiente de conversión es superior a -1.5 [dB] en todos los ángulos de elevación menores a 47.15° . Además, la nueva geometría permite un elemento de dimensiones más compactas, reduciendo así la interacción mutua, lo cual se traduce en una mejora en el comportamiento simétrico del arreglo.

Si bien las simulaciones se limitaron a un ángulo máximo de elevación $\theta_0 = 58.79^\circ$, los resultados bastan para confirmar el correcto funcionamiento de este arreglo y su potencial aplicación en comunicaciones satelitales, lo anterior debido a que en la práctica no se suele escanear en ángulos mayores a 60° debido a las pérdidas por escaneo [5].

Justo como se realizó en el capítulo anterior, es posible estimar la ganancia del arreglo a partir de la eficiencia de conversión y las pérdidas por escaneo, dadas ciertas dimensiones físicas. Así, un arreglo

cuya área física es de $A_{FIS} = 10 [cm] \times 10 [cm]$, presenta el comportamiento en ganancia mostrado en la Figura 4.20.

$\theta_0 [^\circ]$	$G_{max}(PCD) [dB]$	$G_{max}(PCI) [dB]$
58.79	24.155	24.237
47.15	25.105	25.08
39.9	27.166	27.171
30.87	27.373	27.31
25.32	27.135	27.341
21.5	27.396	27.663
0	28.640	28.641

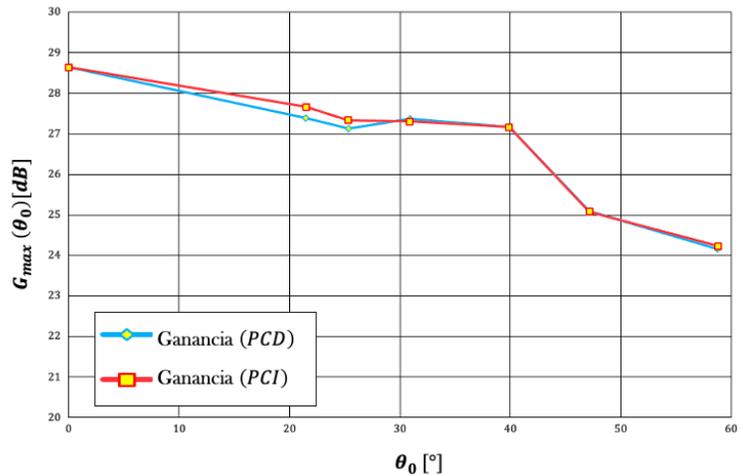


Figura 4.20. Ganancia estimada para un arreglo con $A_{FIS} = 100 [cm^2]$ [Elaboración propia]

Derivado de la mejora en la eficiencia de conversión, la ganancia presenta mayor simetría en ambas polarizaciones, cumpliendo para todos los ángulos un valor mayor a los $24 [dB]$.

4.5. Conclusiones

- En el presente capítulo se diseñó y simuló un arreglo reflectivo reconfigurable tipo Espirafase, el cual tiene como propósito principal atacar las deficiencias del diseño anterior, a saber, ocupación de mayor área de la celda, poca flexibilidad al momento de ajustar el elemento y una eficiencia de conversión L_C asimétrica para las dos polarizaciones de interés.
- Si bien la geometría del elemento es similar a lo ya presentado en [1]-[3], la propuesta de arreglo presentada sostiene su novedad principalmente en la cantidad de fases (2 bits) que puede proporcionar a partir de únicamente cuatro diodos PIN.
- La nueva celda unitaria presenta satisfactorias características en la supresión de la onda no controlada, contando con un ancho de banda del 17.64% en donde $|\Gamma_{X-pol}| \leq -20 [dB]$. Además, las pérdidas de inserción debido a los diodos fueron menores a los $0.5 [dB]$. De igual forma, se verificó un adecuado desplazamiento en fase por parte del elemento.

- Al momento de llevar a cabo el escaneo, se cumplió el objetivo de obtener resultados similares para un mismo θ_0 en ambas polarizaciones circulares, de modo que el arreglo puede catalogarse como de polarización dual. En este contexto, las pérdidas de conversión L_C del arreglo nunca superaron los 2.3 [dB], por lo que se garantiza un funcionamiento óptimo para ángulos de escaneo menores a 60° .
- El fenómeno de interacción mutua continúa siendo un factor de degradación en el desempeño del arreglo. Al momento de generar la pendiente de fase para llevar a cabo el escaneo, se observó que el coeficiente de conversión depende de las posiciones de los diodos en polarización directa, empleados para producir una misma pendiente de fase. Así, se llevó a cabo una optimización para determinar la combinación en donde las pérdidas fueran menores.

4.6. Referencias

1. H. R. Phelan. "Spiraphase - A new, low cost, lightweight phased array." *Microwave J.* vol. 19, pp. 41-44, Dic. 1976.
2. J. Wang, "Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, núm. 1, pp. 156-159, Ene. 1983, doi: 10.1109/TAP.1983.1143014.
3. J. Wang, V. Manohar and Y. Rahmat-Samii, "K-Band Circularly Polarized Beam Steerable Reflectarray Enabling Internet of Space: Conceptualization and Validation," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, núm. 8, pp. 6703-6717, Ago. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161276.
4. J. Huang and J. A. Encinar, "Reflectarray Antennas". Hoboken, NJ, USA:Wiley, 2007.
5. Blake, L. and Long, M. "Antennas: Fundamentals, design, measurement". Tercera Edición, SciTech Publishing, 2009.

5. ARREGLO REFLECTIVO CON OPERACIÓN A 24 [GHz] Y 36.5 [GHz]

5.1. Introducción

En el capítulo previo se caracterizó un arreglo reflectivo reconfigurable con buenas propiedades de reflexión normal y escaneo; el elemento de la celda unitaria consistió en ocho brazos con geometría de espiral de Arquímedes, los cuales se dispusieron de acuerdo con la propuesta de Phelan [1] y en cuyos extremos se conectaron diodos PIN, uno por cada par para lograr un desplazador de fase reconfigurable de 2 bits. Así mismo, este elemento cuenta con dimensiones más compactas y mayor flexibilidad de ajuste, en comparación con la propuesta descrita en el capítulo 3 (véase Figura 3.16).

Es debido a lo anterior, que la geometría de este desplazador fue la elegida para conformar el arreglo de doble banda, fungiendo como elemento reflectivo para cada una de las frecuencias de operación: $f_{op1} = 24 [GHz]$ ($\lambda_{0(24)} = 12.5 [mm]$) y $f_{op2} = 36.5 [GHz]$ ($\lambda_{0(36.5)} = 8.22 [mm]$). La celda unitaria ideada se muestra en la Figura 5.1.

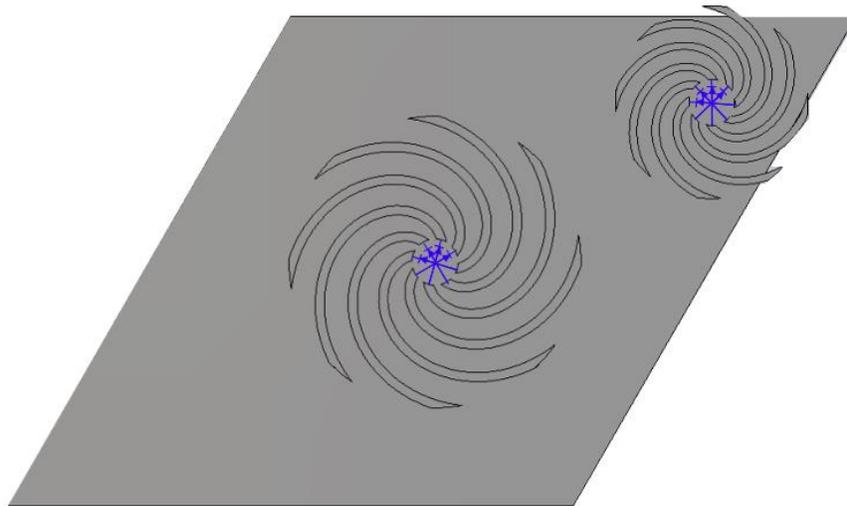


Figura 5.7. Primera propuesta de celda unitaria para arreglo reflectivo de doble haz [Elaboración propia]

Dentro de todo el proceso de análisis, resultó particularmente importante determinar el nivel de acoplamiento mutuo entre ambos elementos reflectivos y hasta qué punto este fenómeno permite

un desplazamiento en fase independiente para cada frecuencia de operación, propiedad determinante en la independencia de escaneo que se desea en cada una de las bandas.

5.2. Celda unitaria para $f_{op1} = 24$ [GHz] y $f_{op2} = 36.5$ [GHz]

5.2.1. Celda unitaria de doble banda con elemento cortocircuitado

Nuevamente se parte de trabajar con los elementos en condiciones ideales de cortocircuito y circuito abierto para representar cada uno de los estados de polarización de los diodos PIN. Si bien ya se demostró la capacidad de esta geometría como desplazador de fase, estas primeras simulaciones tuvieron como propósito principal verificar que estos desplazamientos fueran independientes entre sí.

La Figura 5.2 ilustra la celda sobre la cual se efectuaron las simulaciones. Para el caso del elemento con operación a 24 [GHz] y empleando las expresiones (3.1) y (3.2), se estableció un parámetro $g_{(24)} = 0.49$ a partir del cual se generan brazos de longitud $l_{(24)} = 3$ [mm] (aproximadamente $0.24 \lambda_{0(24)}$). Los cortes realizados en el exterior y en el centro de los brazos describen circunferencias con radio $r_{exterior(24)} = 1.58$ [mm] y $r_{centro(24)} = 0.25$ [mm]. El espesor de los brazos fue de $r_{(24)} = 0.1$ [mm]. Por otro lado, el desplazador correspondiente a 36.5 [GHz] se construyó de acuerdo a los siguientes valores para los parámetros de diseño: $g_{(36.5)} = 0.33$, $l_{(36.5)} = 2.05$ [mm] ($0.25 \lambda_{0(36.5)}$), $r_{exterior(36.5)} = 1.04$ [mm], $r_{centro(36.5)} = 0.25$ [mm], $r_{(36.5)} = 0.08$ [mm]. Para ambos elementos, el espesor del segmento de PEC correspondiente al cortocircuito tuvo un valor de 0.03 [mm]. Así mismo, la distancia entre desplazadores de fase fue de $p = 3.46$ [mm].

En relación con el espesor de la pantalla, este fue de $t = 0.1$ [mm]. La pantalla se ubicó a una distancia $s = 2.5$ [mm] ($0.2 \lambda_{0(24)}$), partiendo del plano en el cual se ubicaron los desplazadores de fase. La geometría de la celda corresponde a una malla triangular equilátera ($\alpha = 60^\circ$) con $a = d = 6.22$ [mm], por lo que $S_x = S_\eta = 0.5 \lambda_{0(24)}$.

Tabla 5.3. Medidas para la construcción de la celda unitaria de doble haz con elementos cortocircuitados

Longitud brazo $l_{(24)}$ [mm]	Espesor brazos $r_{(24)}$ [mm]	$r_{exterior(24)}$ [mm]	$r_{centro(24)}$ [mm]	
3	0.1	1.58	0.25	
Longitud brazo $l_{(36.5)}$ [mm]	Espesor brazos $r_{(36.5)}$ [mm]	$r_{exterior(36.5)}$ [mm]	$r_{centro(36.5)}$ [mm]	
2.05	0.08	1.04	0.25	
Separación pantalla s [mm]	Grosor pantalla t [mm]	a [mm]	d [mm]	p [mm]
2.5	0.1	6.22	6.22	3.46

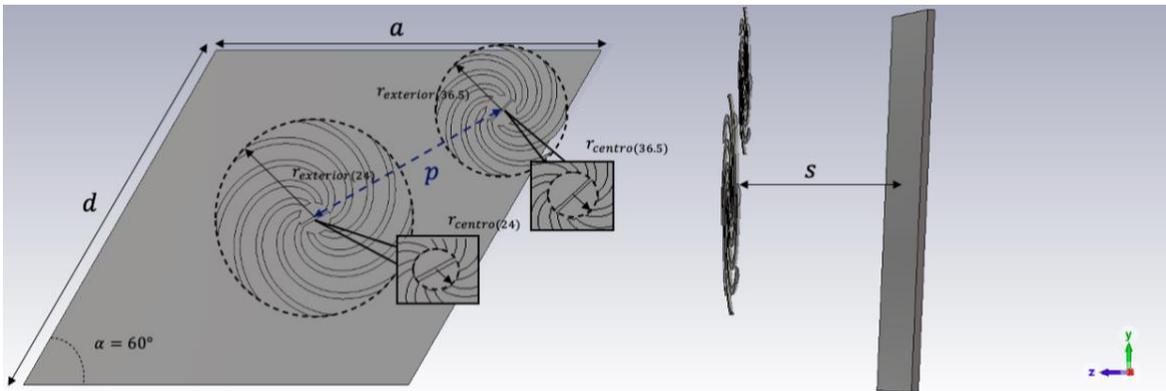


Figura 5.2. Celda unitaria de doble haz con elementos cortocircuitados [Elaboración propia]

Así pues, el arreglo constituido por celdas unitarias como la de la Figura 5.2, tiene el aspecto ilustrado en la Figura 5.3. Nótese que los elementos de 36.5 [GHz] también están dispuestos en una rejilla triangular equilátera con los mismos periodos S_x y S_y .

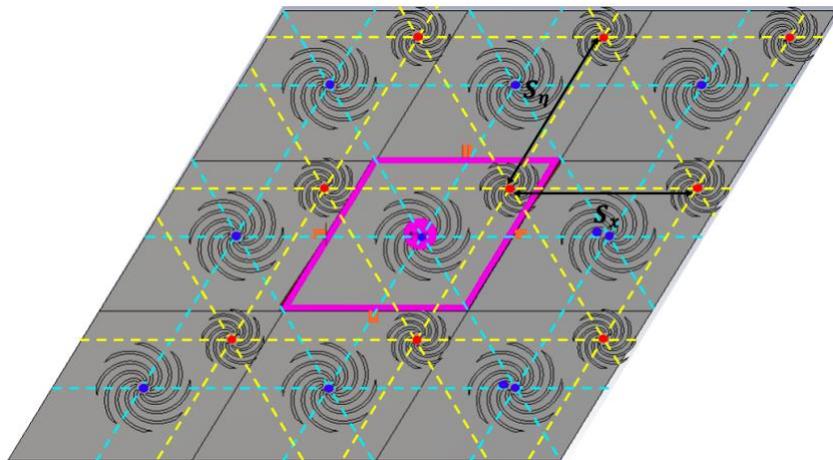


Figura 5.3. Malla del arreglo de doble haz [Elaboración propia]

Se hizo incidir entonces una onda de polarización lineal en dirección normal al arreglo, esto con el fin de verificar el cumplimiento de la condición (2.3) en ambas bandas de operación. En la Figura 5.4 se ilustran las curvas correspondientes a la magnitud y a la fase de los coeficientes de reflexión de una onda PLH (Γ_A) y de una PLV (Γ_B).

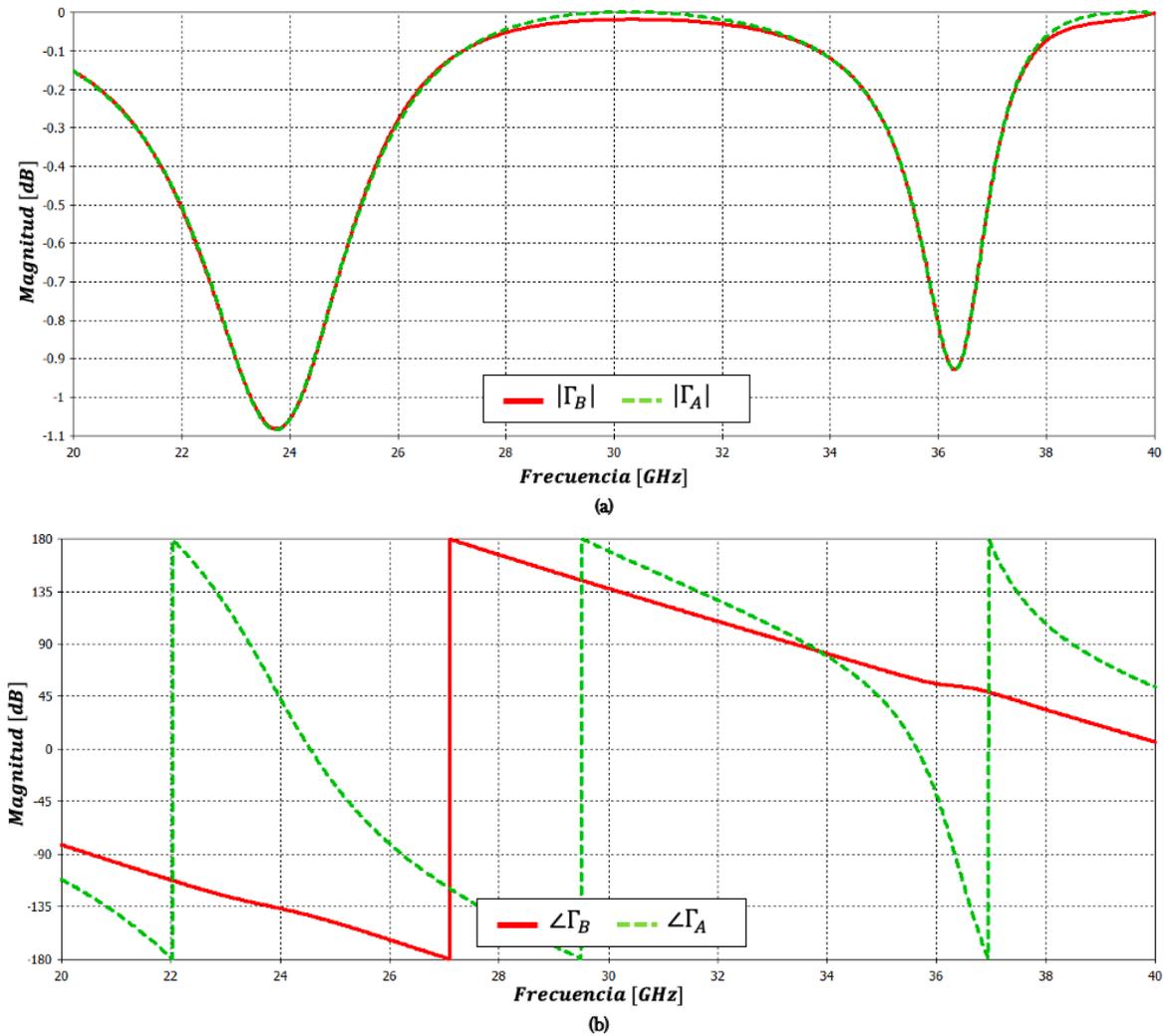


Figura 5.4. Coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B en condiciones ideales: (a) Magnitud y (b) Fase [Elaboración propia]

Se observa que $|\Gamma_A| \approx |\Gamma_B|$, mientras que las diferencias de fase son de 180.27° en 24 [GHz] y de 169.76° en 36.5 [GHz], valores adecuados para una buena supresión de la onda no controlada. Dados estos resultados, procedimos a iluminar el arreglo con una onda PCD. El comportamiento del arreglo se muestra en la Figura 5.5: pérdidas nulas en el elemento, así como una supresión de la onda no controlada debajo de los -20 [dB].

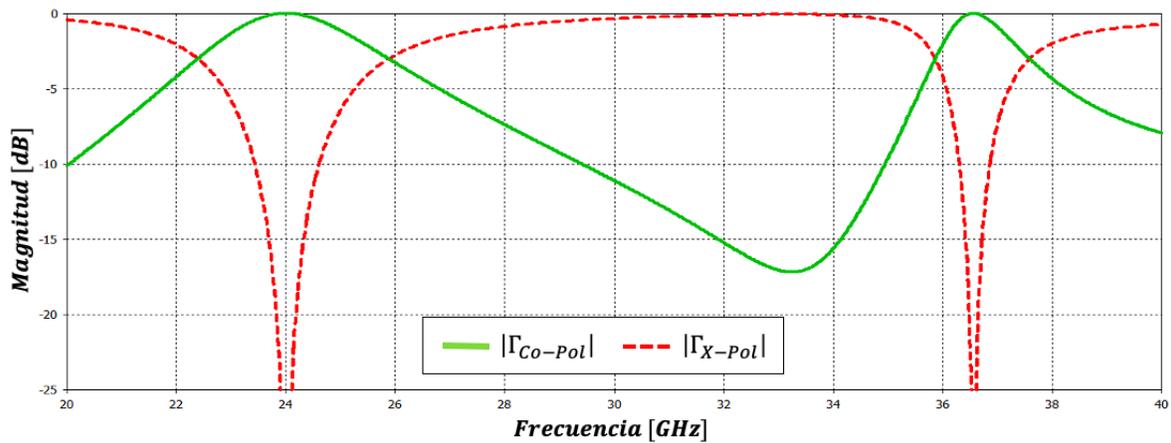


Figura 5.5. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de la onda controlada (Γ_{Co-pol}) y no controlada (Γ_{X-pol}) para la celda unitaria de doble haz en condiciones ideales [Elaboración propia]

Posteriormente, se llevó a cabo la rotación de los elementos de acuerdo con las posiciones ilustradas en la Figura 4.8. Como se comentó al inicio de este apartado, es necesario confirmar la capacidad de los elementos para proporcionar un desplazamiento en fase que sea independiente, por lo que en un inicio se giró el elemento con operación a 24 [GHz] manteniendo el desplazador de 36.5 [GHz] en una posición fija.

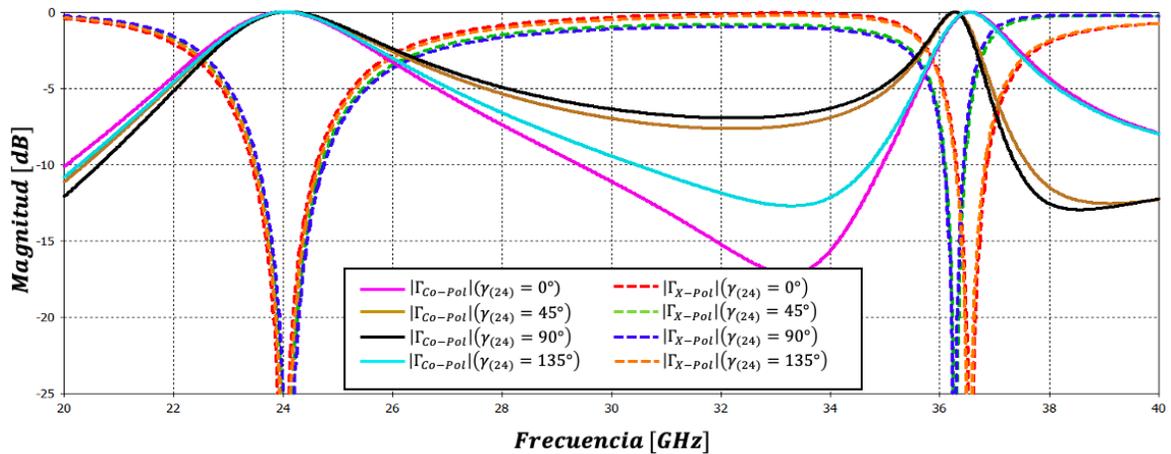


Figura 5.6. Magnitudes de Γ_{Co-pol} y Γ_{X-pol} para la celda unitaria de doble haz en condiciones ideales dados diferentes ángulos de rotación $\gamma_{(24)}$ [Elaboración propia]

Con relación a la característica del elemento en la banda inferior, en la Figura 5.6 se observa un comportamiento afín al presenciado en el capítulo anterior, a saber, un desplazamiento despreciable de las curvas tanto de $|\Gamma_{Co-pol}|$ como de $|\Gamma_{X-pol}|$. Por otro lado, en la banda de 36.5 [GHz] se presenta un desplazamiento más pronunciado en las curvas, consecuencia de la interacción mutua entre elementos.

Así mismo, el desplazamiento en fase producido en ambas frecuencias es de gran importancia para el análisis de la celda unitaria. Como se puede observar en la Figura 5.7 y en la Tabla 5.2, en la frecuencia de 24 [GHz] se obtuvo el resultado esperado de acuerdo con el principio de Fox, mientras que en 36.5 [GHz], en donde el desplazamiento en fase debería de ser nulo, se presentaron ligeras variaciones. Estos errores registrados en la banda superior se consideran aceptables, pues son mucho menores a la resolución de fase del desplazador (90°).

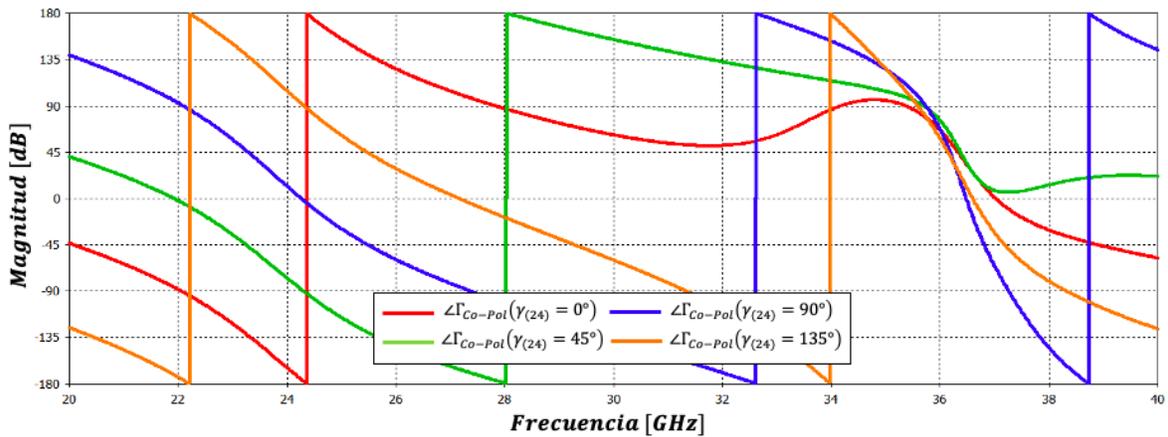


Figura 5.7. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación $\gamma_{(24)}$ para elementos en condiciones ideales [Elaboración propia]

Tabla 5.4. Desplazamiento en fase de una onda PCD para la rotación del elemento de 24 [GHz] en condiciones ideales

$f_{op1} = 24 \text{ [GHz]}$				
$\Delta\gamma_{(24)} [^\circ]$	$\angle\Gamma_{Co-Pol} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Sim)} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Teo)} [^\circ]$	Error [°]
0	-164.35	0	0	0
45	-77.13	87.22	90	2.78
90	12.12	176.47	180	3.53
135	104.77	269.12	270	0.88
$f_{op2} = 36.5 \text{ [GHz]}$				
$\Delta\gamma_{(36.5)} [^\circ]$	$\angle\Gamma_{Co-Pol} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Sim)} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Teo)} [^\circ]$	Error [°]
0	32.76	0	0	0
0	33.48	0.72	0	0.72
0	-3.03	-35.79	0	35.79
0	9.79	-22.97	0	22.97

De manera análoga, se realizaron las simulaciones correspondientes a la rotación del elemento con operación en 36.5 [GHz], mientras que el de 24 [GHz] se mantuvo fijo. Se puede observar que los resultados fueron bastante similares, particularmente en las magnitudes de las ondas controlada y no controlada, como se muestra en la Figura 5.8.

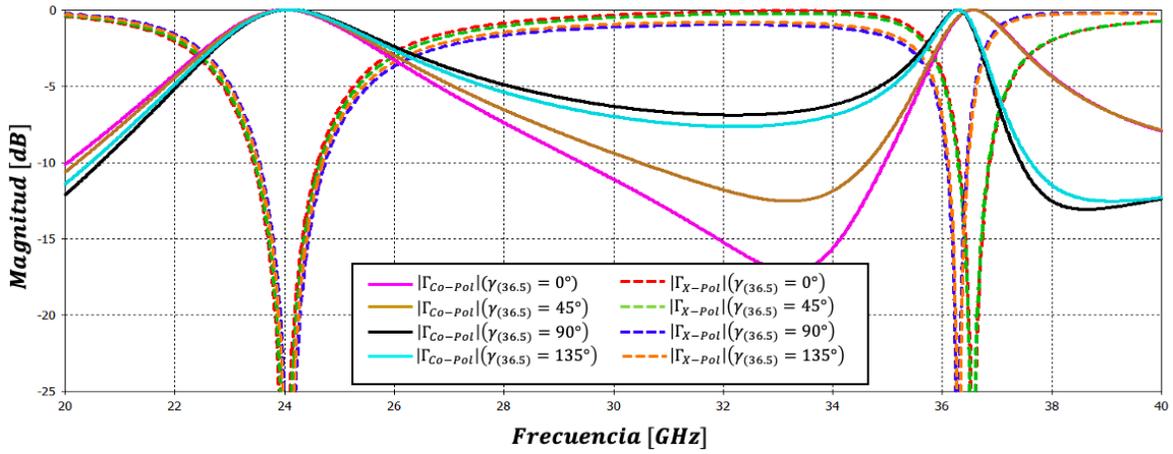


Figura 5.8. Magnitudes de Γ_{Co-pol} y Γ_{X-pol} para la celda unitaria de doble haz en condiciones ideales dados diferentes ángulos de rotación $\gamma_{(36.5)}$ [Elaboración propia]

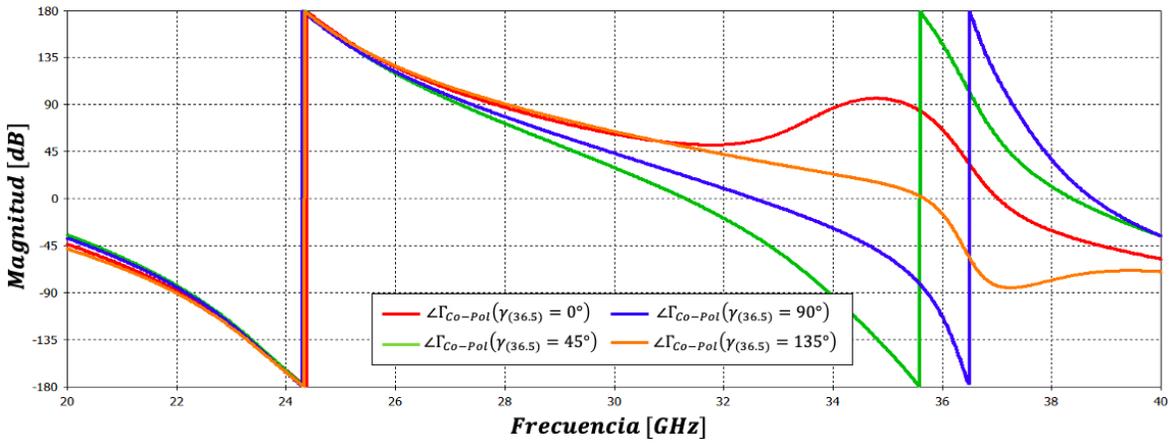


Figura 5.9. $\angle\Gamma_{Co-pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación $\gamma_{(36.5)}$ para elementos en condiciones ideales [Elaboración propia]

Tabla 5.3. Desplazamiento en fase de una onda PCD para la rotación del elemento de 36.5 [GHz] en condiciones ideales

$f_{op2} = 36.5 \text{ [GHz]}$				
$\Delta\gamma_{(36.5)} [^\circ]$	$\angle\Gamma_{Co-pol} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Sim)} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Teo)} [^\circ]$	Error [°]
0	32.76	0	0	0
45	101.62	68.86	90	21.14
90	179.24	146.48	180	33.52
135	-56.98	270.26	270	0.26
$f_{op1} = 24 \text{ [GHz]}$				
$\Delta\gamma_{(24)} [^\circ]$	$\angle\Gamma_{Co-pol} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Sim)} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Teo)} [^\circ]$	Error [°]
0	-164.35	0	0	0
0	-164.56	-0.21	0	0.21
0	-166.43	-2.08	0	2.08
0	-166.28	-1.93	0	1.93

En lo concerniente al desplazamiento en fase, de acuerdo con la Figura 5.9 y la Tabla 5.3, se puede afirmar que nuevamente la banda de 24 [GHz] es la que presenta mejores resultados, traducidos en un desplazamiento en fase despreciable, a la vez que en 36.5 [GHz] el principio de Fox se cumple parcialmente, presentando errores que se pueden considerar aceptables. Así pues, dados estos resultados, se confirma el correcto funcionamiento de los elementos Espirafase en su modelo sin pérdidas.

Dado el desplazamiento en frecuencia que se presenta al momento de rotar los elementos, resulta complicado establecer un ancho de banda de operación bajo el criterio empleado hasta ahora ($|\Gamma_{X-pol}| \leq -20$ [dB]). Sin embargo, es posible identificar el rango de frecuencias para las cuales $|\Gamma_{Co-pol}| \geq -1$ [dB], es decir, lograr una reflexión de potencia superior al 80% (véase Figura 5.10 y Figura 5.11).

Para la banda inferior, se tiene $f_{min(24)} = 23.267$ [GHz] y $f_{max(24)} = 24.924$ [GHz], mientras que en la banda superior $f_{min(36.5)} = 36.183$ [GHz] y $f_{max(36.5)} = 36.504$ [GHz]; por lo que se tiene un ancho de banda del 6.9% y del 0.88%, respectivamente. Las curvas correspondientes a la rotación del elemento de 36.5 [GHz] exhiben resultados similares.

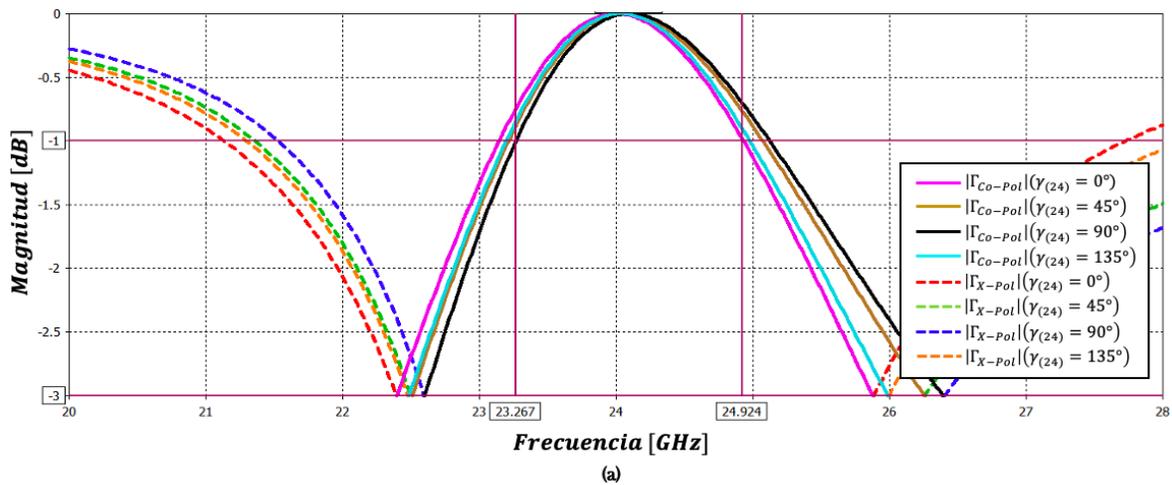


Figura 5.10. Ancho de banda de $|\Gamma_{Co-pol}|$ a -1 [dB] en la banda de 24 [GHz] para elementos cortocircuitados [Elaboración propia]

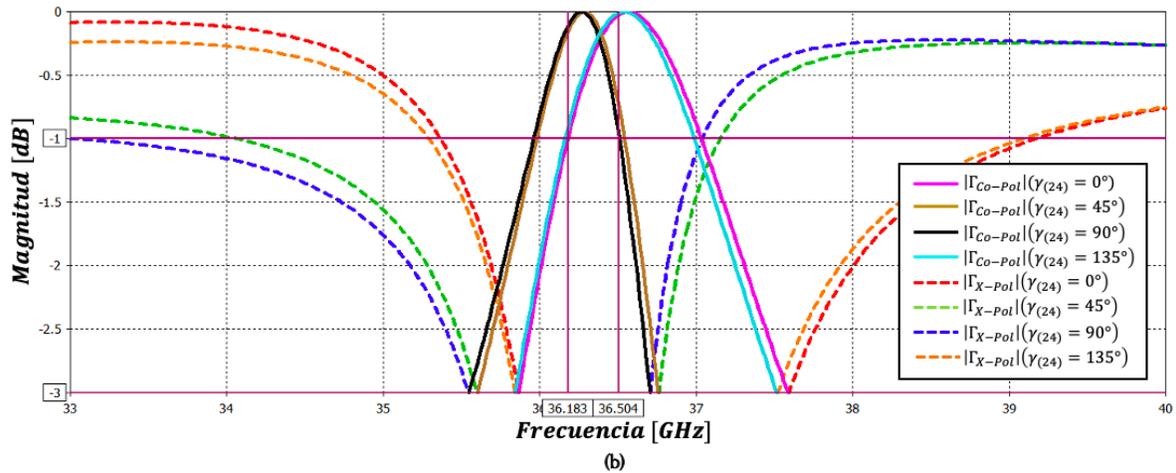


Figura 5.11. Ancho de banda de $|\Gamma_{Co-Pol}|$ a -1 [dB] en la banda de 36.5 [GHz] para elementos cortocircuitados [Elaboración propia]

Se hizo evidente el reducido ancho de banda que caracteriza a este tipo de arreglos; sin embargo, es importante resaltar que en los capítulos previos se observó una mejora en este parámetro al momento de añadir los diodos PIN.

5.2.2. Celda unitaria de doble banda con diodos PIN

Una vez verificado el funcionamiento de los elementos como desplazadores de fase independientes, se procedió a conectar los diodos PIN, manteniendo el modelo resistivo y de circuito RC en paralelo para los estados de baja y alta impedancia, respectivamente.

Es importante resaltar la importancia de simular cada uno de los elementos de manera individual, previo a su análisis dentro de la misma celda unitaria. Lo anterior tiene como propósito principal identificar las frecuencias de operación de cada elemento, pues como se observó en el capítulo 3 (Figura 3.11), existe una segunda banda de operación en cada desplazador una vez que se añaden los diodos.

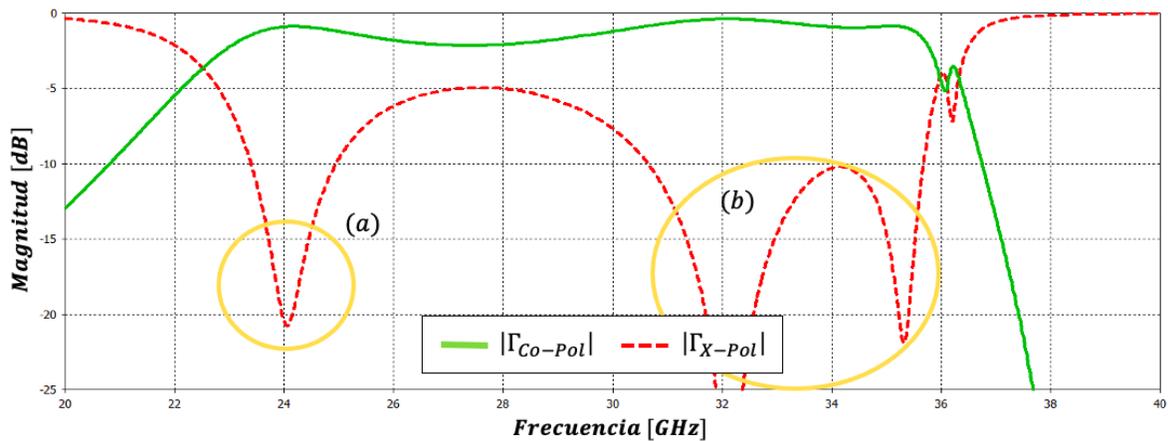


Figura 5.12. Curvas de magnitud típicas de Γ_{Co-pol} y Γ_{X-pol} para elemento con diodos PIN: (a) primera banda de operación, (b) segunda banda de operación [Elaboración propia]

Como se observa en la Figura 5.12, un desplazador como el de la Figura 4.3 con funcionamiento en 24 [GHz], presenta una segunda banda de operación próxima a la frecuencia $f_{op2} = 36.5$ [GHz], lo cual da pie a interferencias entre ambos elementos de la celda. El no considerar este comportamiento al momento de diseñar la celda unitaria, produce curvas de magnitud y de fase como las de las Figuras 5.13 y 5.14, que corresponden a las características del arreglo dada una onda PCD de incidencia normal.

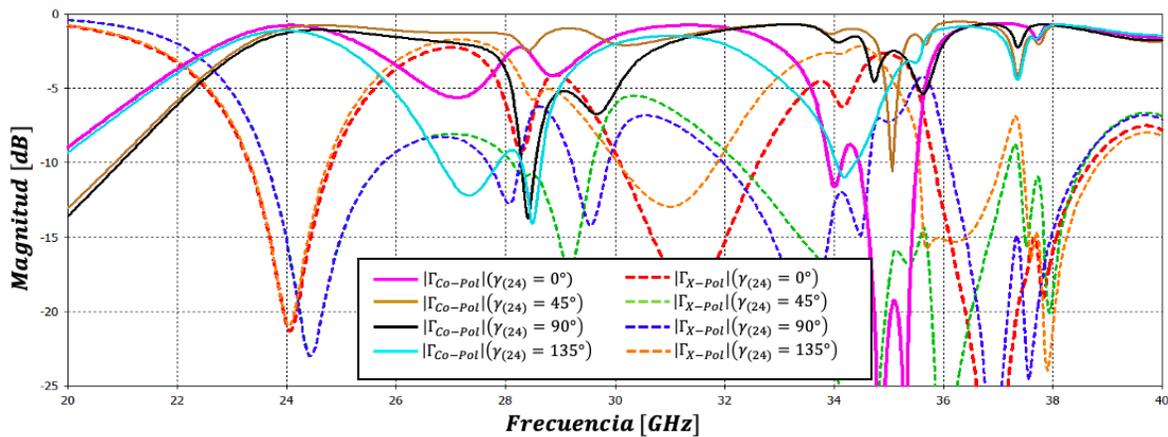


Figura 5.13. Magnitudes de Γ_{Co-pol} y Γ_{X-pol} para la celda unitaria de doble haz con diodos PIN dados diferentes ángulos de rotación $\gamma_{(24)}$ e interferencia en la banda de 36.5 [GHz] [Elaboración propia]

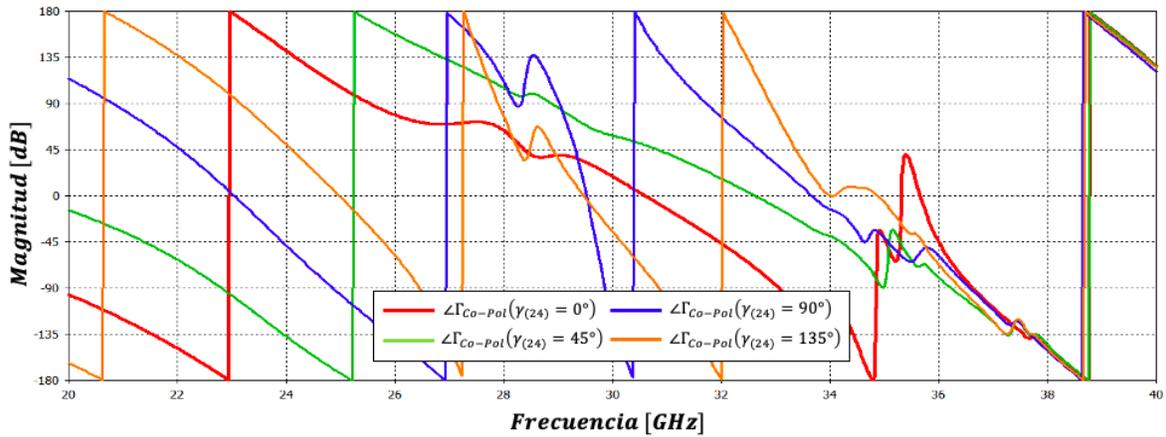


Figura 5.14. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación $\gamma_{(24)}$ para elementos con diodos PIN e interferencia en la banda de 36.5 [GHz] [Elaboración propia]

Resulta evidente que las frecuencias de operación del arreglo no están bien definidas, además de que las curvas de magnitud y de fase presentan variaciones muy marcadas.

Es así como, para evitar este tipo de resultados, se optó por sintonizar el elemento de 24 [GHz] en su segunda banda de operación, justo como en el capítulo anterior, esto debido a una mejor supresión de la onda no controlada, así como a un buen aislamiento con respecto a las frecuencias próximas a los 36.5 [GHz] (véase figura 5.13).

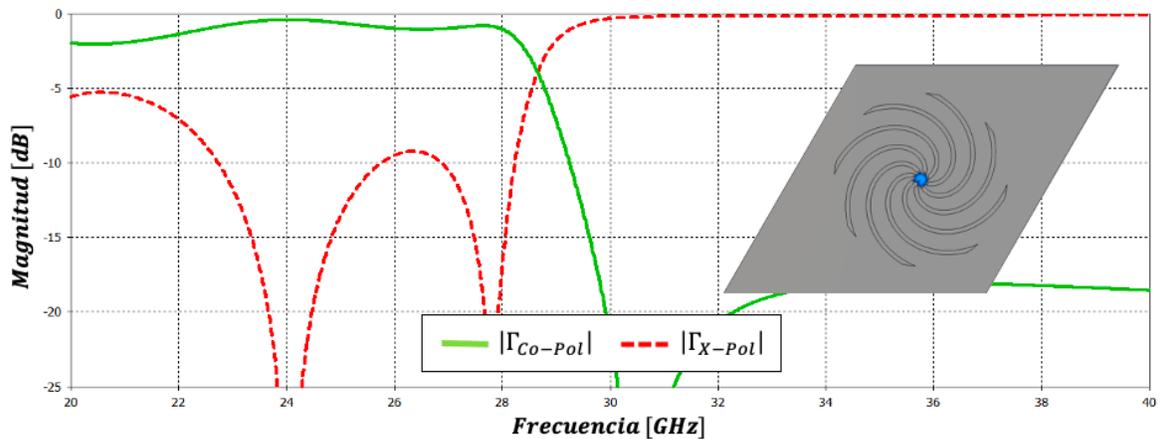


Figura 5.13. Curvas de magnitud Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} para elemento con diodos PIN con operación en 24 [GHz] [Elaboración propia]

Por otro lado, se buscó que el elemento correspondiente a $f_{op2} = 36.5$ [GHz] trabajase en su primera banda de operación, restringiendo el funcionamiento en frecuencias inferiores (Figura 5.14). Se efectuaron dos optimizaciones para este desplazador de fase: la primera consistió en

emplear espirales con orientación de mano izquierda como brazos del elemento, en contraste con los brazos del desplazador de 24 [GHz], cuya orientación es de mano derecha [2]; el cambio en el sentido de los brazos permite mejores resultados al momento de efectuar el escaneo. Como segunda optimización, se añadió un segundo desplazador que opere en f_{op2} , esto para lograr una supresión de la onda no controlada por debajo de los -20 [dB].

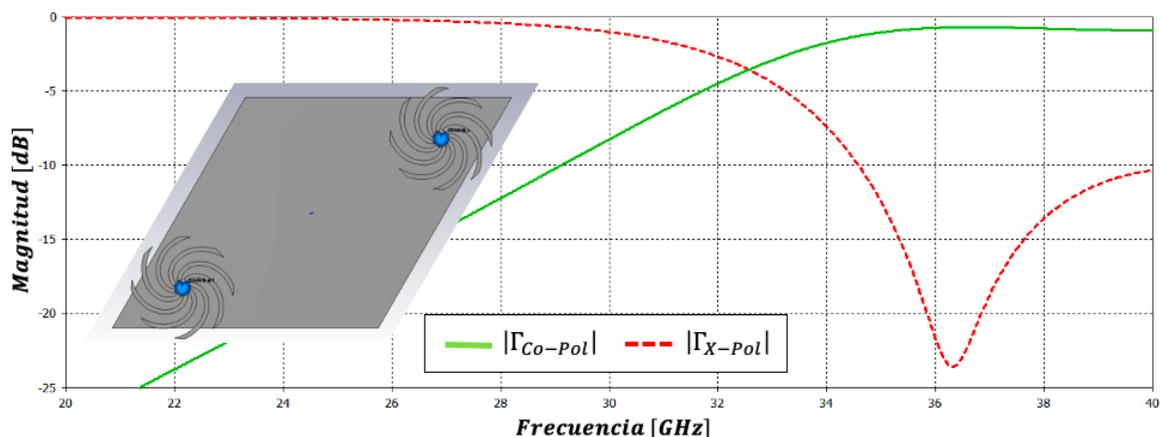


Figura 5.14. Curvas de magnitud Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} para elementos con diodos PIN con operación en 36.5 [GHz] [Elaboración propia]

La inclusión de un segundo elemento hace necesario aclarar el periodo y la geometría de la malla en la que están dispuestos los desplazadores de fase de 36.5 [GHz]. Es así como en el análisis se les consideró como dos rejillas sobrepuestas, justo como se ilustra en la Figura 5.15, de modo que el periodo a lo largo de los ejes x y η coincide con el de los elementos con operación en 24 [GHz].

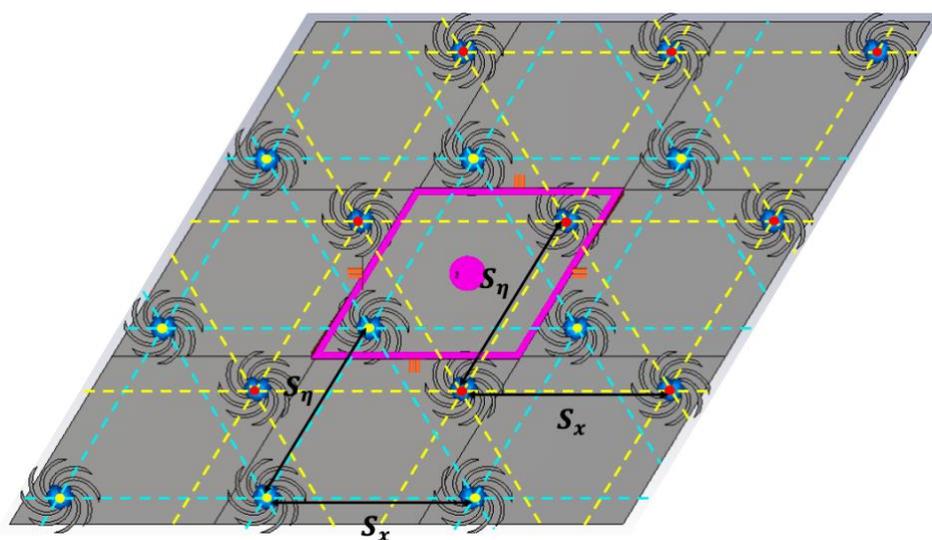


Figura 5.15. Malla para elementos con operación a 36.5 [GHz] [Elaboración propia]

Una vez identificadas las frecuencias de operación de cada elemento, se llevó a cabo la integración de los tres desplazadores en una misma capa. Se requirió un ajuste en los parámetros de construcción de los elementos reflectivos, debido a los efectos de interacción mutua. Así pues, el diseño final del desplazador cuya operación radica en los 24 [GHz] se construyó de acuerdo con los siguientes valores: $g_{(24)} = 0.68$, $l_{(24)} = 4.16 [mm]$ ($0.33\lambda_{0(24)}$), $r_{exterior(24)} = 2.04 [mm]$, $r_{centro(24)} = 0.2 [mm]$, $r_{interior(24)} = 0.05 [mm]$ y $r_{(24)} = 0.1 [mm]$. Por otra parte, los elementos con operación en 36.5 [GHz] requirieron las medidas siguientes: $g_{(36.5)} = 0.49$, $l_{(24)} = 3 [mm]$ ($0.36\lambda_{0(36.5)}$), $r_{exterior(36.5)} = 1.185 [mm]$, $r_{centro(36.5)} = 0.2 [mm]$, $r_{interior(36.5)} = 0.05 [mm]$ y $r_{(36.5)} = 0.1 [mm]$.

El espesor de la pantalla continuó siendo de $t = 0.1 [mm]$, separada del plano de los elementos a una distancia $s = 1.94 [mm]$ (aproximadamente $0.155 \lambda_{0(24)}$). Se mantuvo la geometría de la celda con $a = d = 6.22 [mm]$, por lo que $S_x = S_y = 0.5\lambda_{0(24)}$. Los trozos de PEC que permiten disminuir la longitud de los elementos concentrados tuvieron un espesor de $0.03 [mm]$ en los tres desplazadores. Los elementos de la banda superior se ubicaron a una distancia $p = 3.45 [mm]$ del desplazador de 24 [GHz]. En la Tabla 5.5 se muestran las medidas para la construcción de la celda unitaria ilustrada en la Figura 5.16.

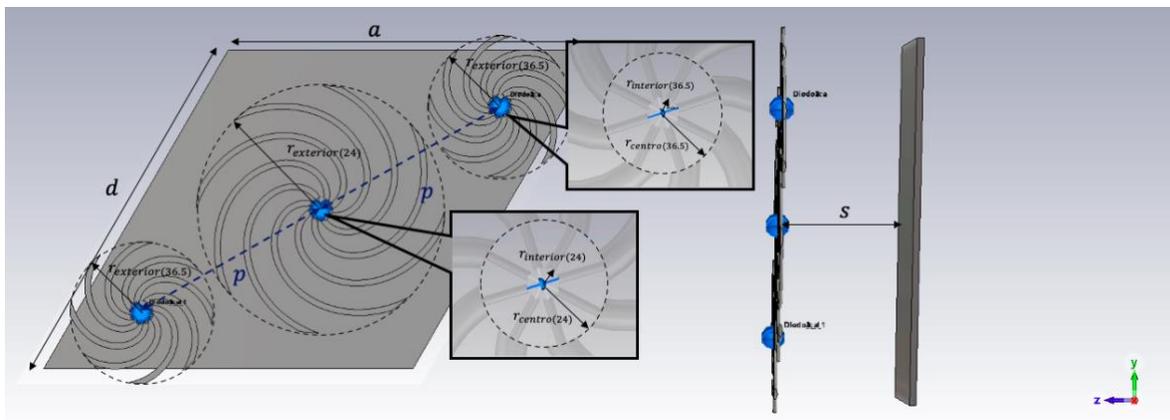


Figura 5.16. Celda unitaria de doble haz con diodos PIN integrados [Elaboración propia]

Tabla 5.5. Medidas para la construcción de la celda unitaria de doble haz con diodos PIN

Longitud brazo $l_{(24)}$ [mm]	Espesor brazos $r_{(24)}$ [mm]	$r_{exterior(24)}$ [mm]	$r_{interior(24)}$ [mm]	$r_{centro(24)}$ [mm]
4.16	0.1	2.04	0.05	0.2
Longitud brazo $l_{(36.5)}$ [mm]	Espesor brazos $r_{(36.5)}$ [mm]	$r_{exterior(36.5)}$ [mm]	$r_{interior(24)}$ [mm]	$r_{centro(36.5)}$ [mm]
3	0.1	1.185	0.05	0.2
Separación pantalla s [mm]	Grosor pantalla t [mm]	a [mm]	d [mm]	p [mm]
2.5	0.1	6.22	6.22	3.45

En la Figura 5.17 se visualiza el arreglo conformado por la celda unitaria diseñada.

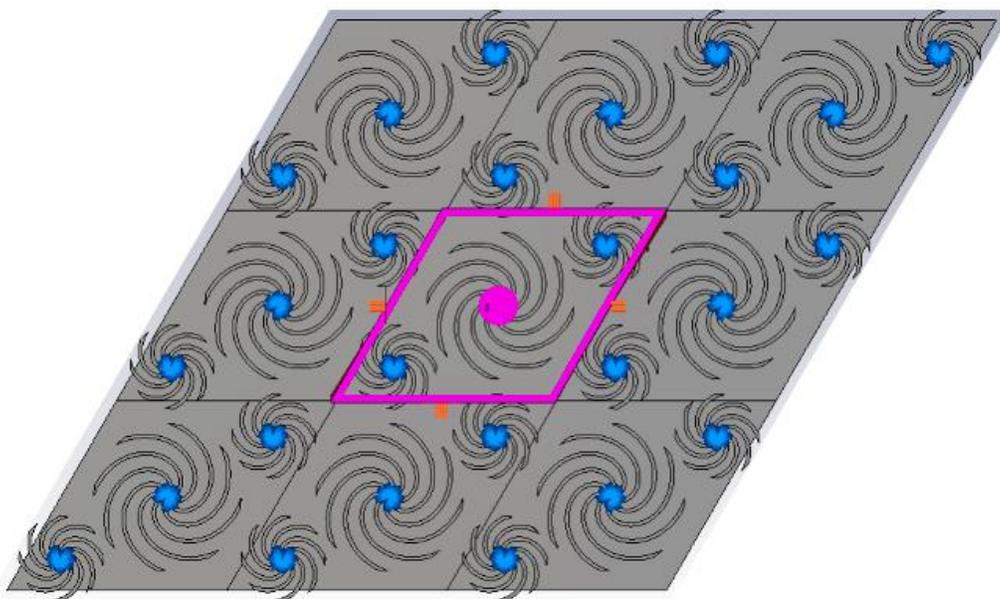
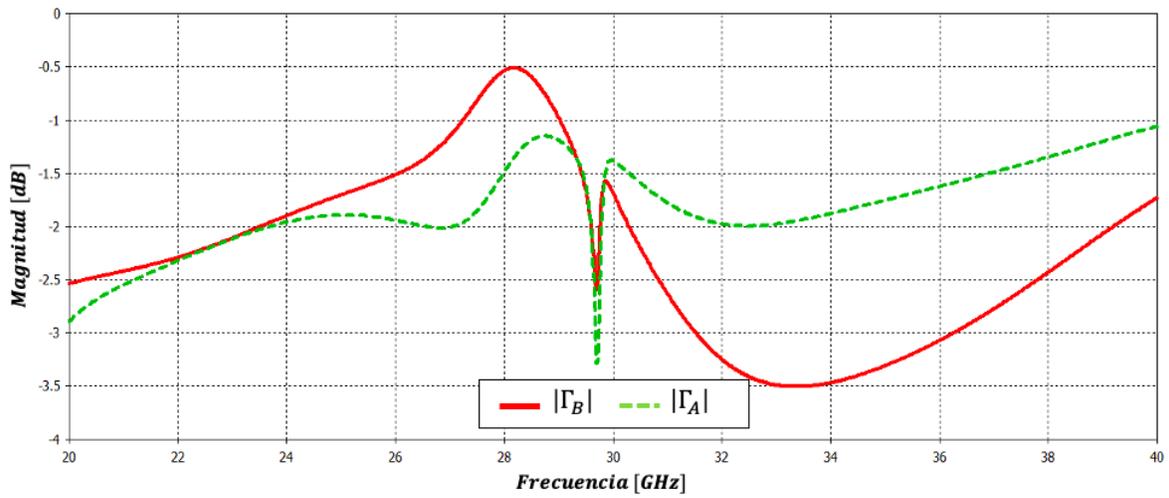
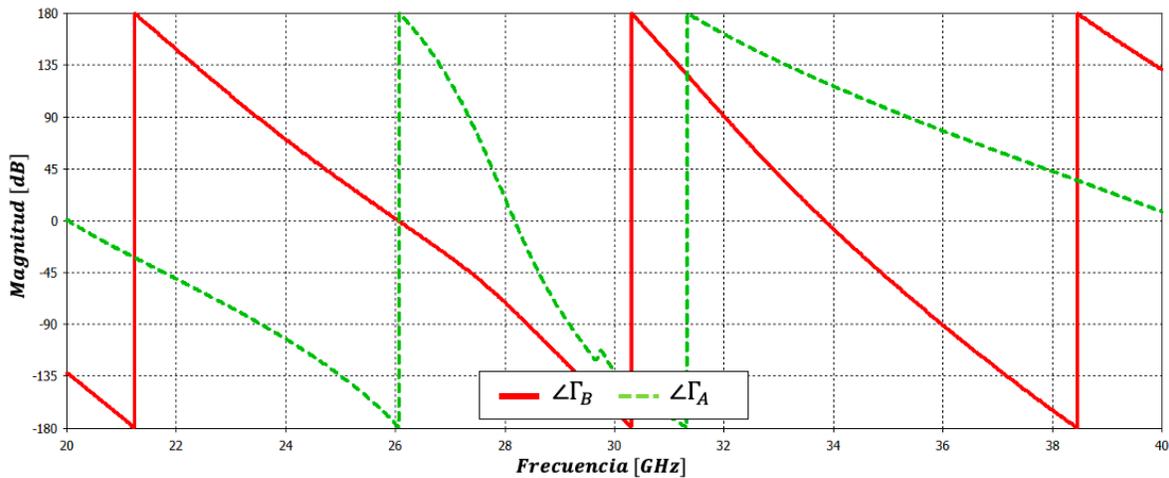


Figura 5.17. Diseño final del arreglo reflectivo [Elaboración propia]

Así pues, en la Figura 5.18 se muestran valores relacionados con Γ_A y Γ_B , dada la incidencia de ondas de polarización lineal. Para la banda de 24 [GHz], se tiene que $|\Gamma_A| \approx |\Gamma_B|$, con una diferencia de fase de 173.25° entre ambas componentes; mientras que en 36.5 [GHz] se presenta una diferencia de -1.37 [dB] en magnitud y de 178.68° en fase.



(a)



(b)

Figura 5.18. Coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B en presencia de diodos PIN: (a) Magnitud y (b) Fase [Elaboración propia]

Si bien la condición (2.3) no se cumple de manera estricta, estos coeficientes de reflexión permiten una buena supresión de la onda no controlada. Así pues, para onda PCD de incidencia normal al arreglo, la celda unitaria exhibe los resultados mostrados en la Figura 5.19.

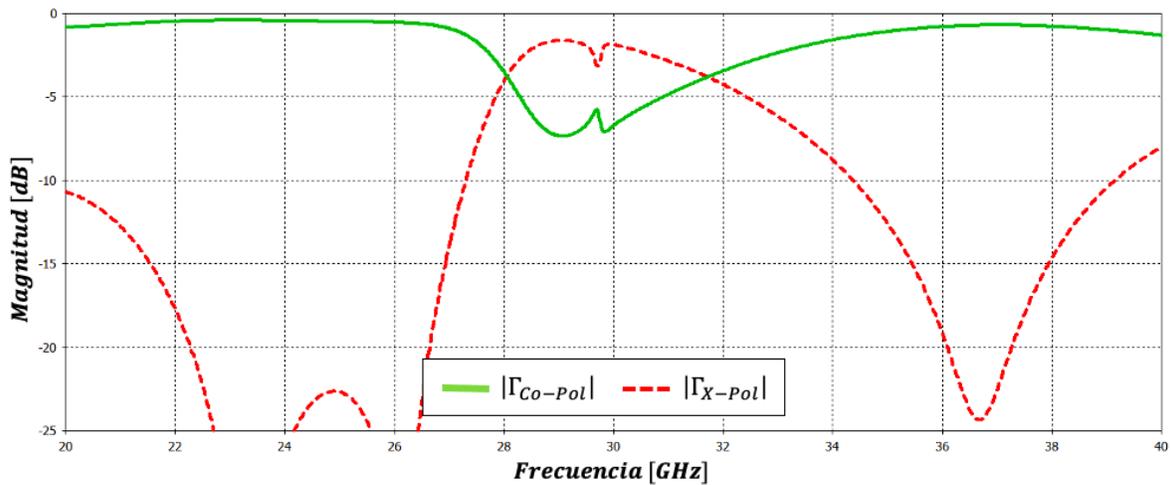


Figura 5.19. Magnitudes de los coeficientes de reflexión de la onda controlada (Γ_{Co-Pol}) y no controlada (Γ_{X-Pol}) para la celda unitaria de doble haz en presencia de diodos PIN [Elaboración propia]

Se observa que las dos bandas de operación están bien definidas, con una supresión de la onda no controlada por debajo de los -20 [dB] en ambas frecuencias y presentando pérdidas aceptables debido a la presencia de los diodos: 0.43 [dB] en 24 [GHz] y 0.73 [dB] en 36.5 [GHz].

Posteriormente se llevó a cabo la rotación electrónica de los elementos para verificar el comportamiento en magnitud de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} , el cumplimiento del principio de Fox y, sobre todo, determinar independencia en el desplazamiento en fase de la onda controlada. Es por ello por lo que se repitió el procedimiento efectuado en los elementos cortocircuitados: rotación de uno solo de los desplazadores, manteniendo fijos aquellos que no operan en la misma banda de frecuencias. Los resultados de esta rotación se ilustran en las Figuras 5.20 y 5.21, así como en la Tabla 5.5.

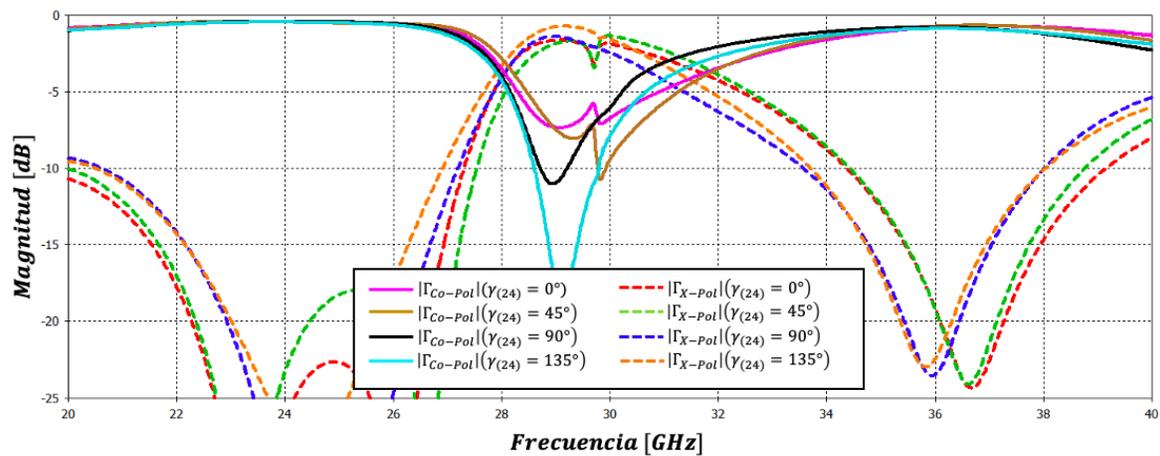


Figura 5.20. Magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} para la celda unitaria de doble haz en presencia de diodos PIN dados diferentes ángulos de rotación $\gamma_{(24)}$ [Elaboración propia]

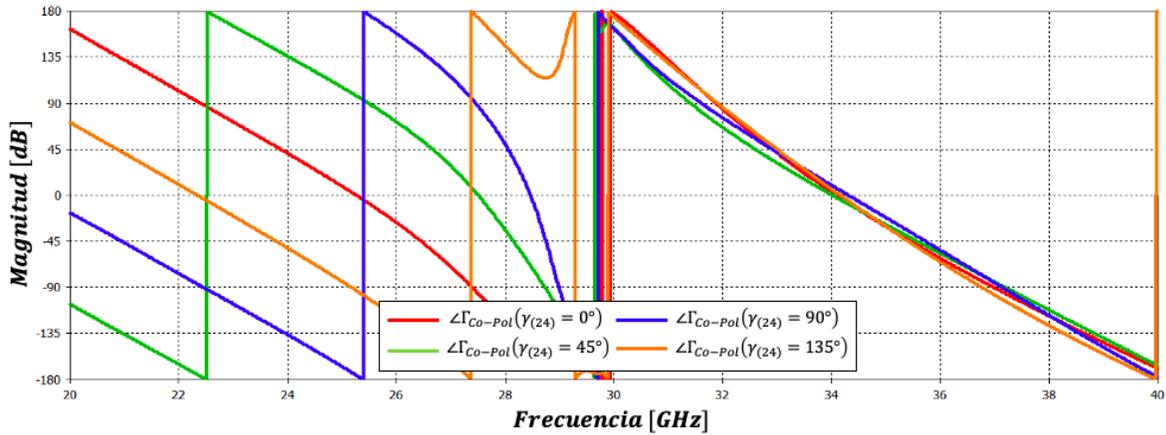


Figura 5.21. $\angle \Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación $\gamma_{(24)}$ para elementos en presencia de diodos PIN [Elaboración propia]

Tabla 5.5. Desplazamiento en fase de una onda PCD para rotación del elemento de 24 [GHz] en presencia de diodos PIN

$f_{op1} = 24 \text{ [GHz]}$				
$\Delta\gamma_{(24)} [^\circ]$	$\angle \Gamma_{Co-Pol} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Sim)} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Teo)} [^\circ]$	Error [°]
0	41.03	0	0	0
45	136.02	94.99	90	4.99
90	-136.02	182.95	180	2.95
135	-51.55	267.42	270	2.58
$f_{op2} = 36.5 \text{ [GHz]}$				
$\Delta\gamma_{(36.5)} [^\circ]$	$\angle \Gamma_{Co-Pol} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Sim)} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Teo)} [^\circ]$	Error [°]
0	-75.78	0	0	0
0	-70.28	5.5	0	5.5
0	-69.46	6.32	0	6.32
0	-80.9	-5.12	0	5.12

Modificando la polarización de los diodos en los elementos de 36.5 [GHz], los resultados logrados se presentan en las Figuras 5.22 y 5.23, mientras que los desplazamientos en fase se recopilan en la Tabla 5.6.

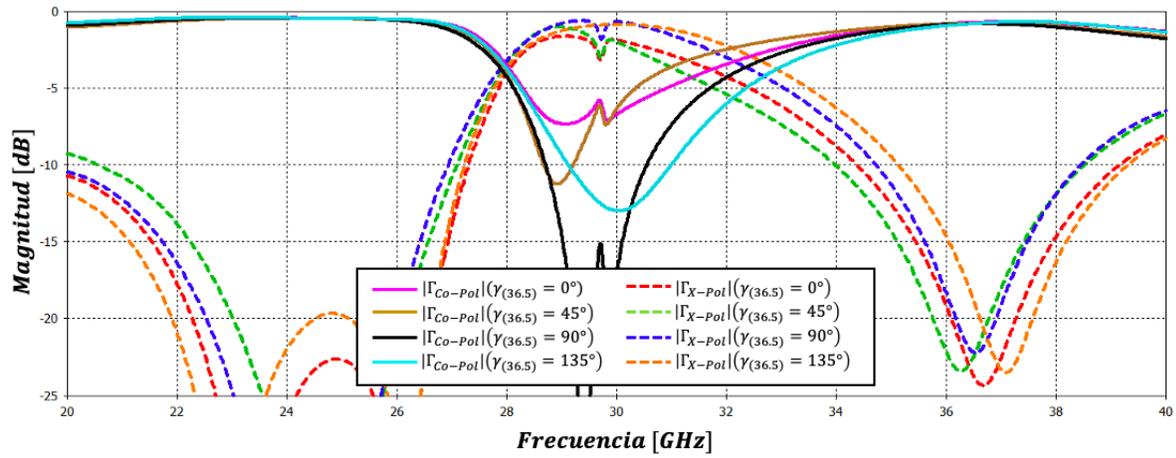


Figura 5.22. Magnitudes de Γ_{Co-Pol} y Γ_{X-Pol} para la celda unitaria de doble haz en presencia de diodos PIN dados diferentes ángulos de rotación $\gamma_{(36.5)}$ [Elaboración propia]

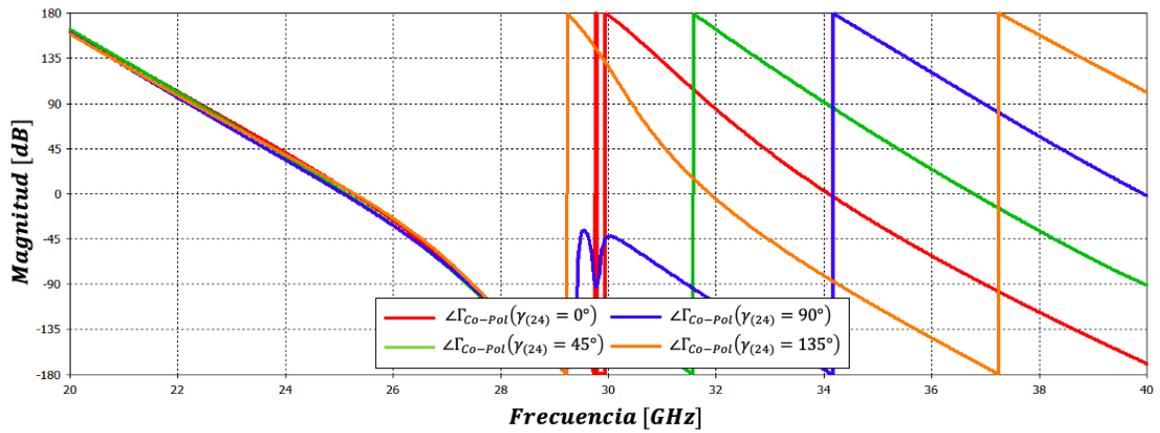


Figura 5.23. $\angle\Gamma_{Co-Pol}$ de una onda PCD para distintos ángulos de rotación $\gamma_{(36.5)}$ para elementos en condiciones ideales [Elaboración propia]

Tabla 5.6. Desplazamiento en fase de una onda PCD para rotación del elemento de 36.5 [GHz] en presencia de diodos PIN

$f_{op2} = 36.5 \text{ [GHz]}$				
$\Delta\gamma_{(36.5)} [^\circ]$	$\angle\Gamma_{Co-Pol} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Sim)} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Teo)} [^\circ]$	Error [°]
0	-75.78	0	0	0
45	8.87	84.65	90	5.35
90	105.04	180.82	180	0.82
135	-157.93	277.85	270	7.85
$f_{op1} = 24 \text{ [GHz]}$				
$\Delta\gamma_{(24)} [^\circ]$	$\angle\Gamma_{Co-Pol} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Sim)} [^\circ]$	$\psi_{PCD(Teo)} [^\circ]$	Error [°]
0	41.03	0	0	0
0	37.53	-3.5	0	3.5
0	33.9	-7.13	0	7.13
0	38.96	-2.07	0	2.07

En ambos casos simulados existe un desplazamiento en frecuencia de las curvas $|\Gamma_{Co-Pol}|$ y $|\Gamma_{X-Pol}|$, sin embargo, en todo momento la magnitud de la onda no controlada se mantiene por debajo de los -18 [dB] en ambas bandas de operación. Así mismo, se puede afirmar la efectividad del proceso de diseño de la celda, al comparar estos resultados con los presentados en la Figura 5.13.

En cuanto al ancho de banda en donde $|\Gamma_{Co-Pol}| \geq -1$ [dB], la banda inferior (Figura 5.24) presenta un valor del 27.98%, acotado por $f_{min(24)} = 20$ [GHz] y $f_{max(24)} = 26.716$ [GHz]. Por otro lado, la operación en la banda superior (Figura 5.25) está limitada por $f_{min(36.5)} = 35.262$ [GHz] y $f_{max(36.5)} = 37.359$ [GHz], lo que corresponde a un ancho de banda del 5.7%.

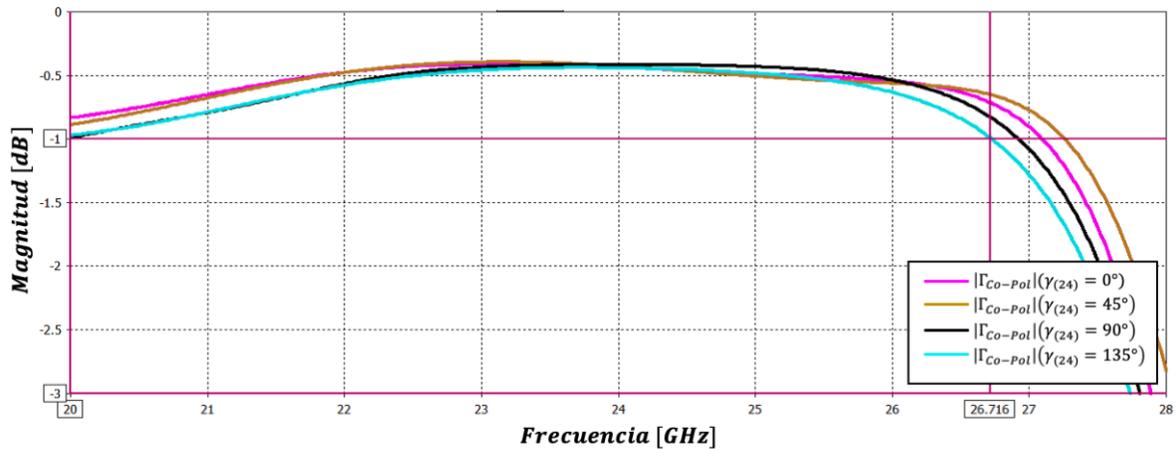


Figura 5.24. Ancho de banda de $|\Gamma_{Co-Pol}|$ a -1 [dB] en la banda de 24 [GHz] en presencia de diodos PIN [Elaboración propia]

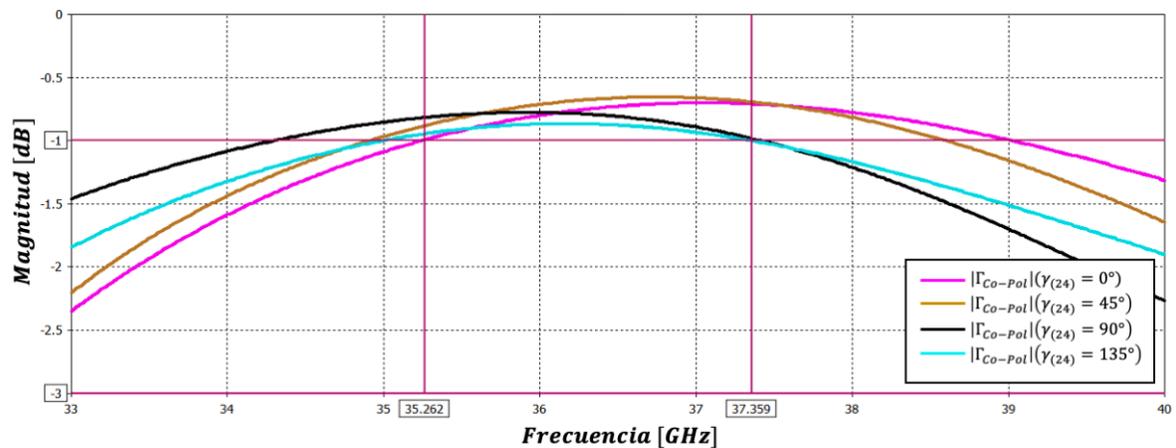


Figura 5.25. Ancho de banda de $|\Gamma_{Co-Pol}|$ a -1 [dB] en la banda de 36.5 [GHz] en presencia de diodos PIN [Elaboración propia]

Analizando el comportamiento en fase, se confirma el cumplimiento del principio de Fox en ambas frecuencias, además de una buena independencia en el desplazamiento de fase. De este modo se verificó satisfactoriamente el funcionamiento del arreglo para reflexión normal.

5.3. Escaneo para el arreglo reflectivo de doble banda

Una vez caracterizada la celda unitaria, se procedió al estudio de la capacidad de escaneo del arreglo en sus dos bandas de operación. Esta capacidad de escaneo se ve reflejada en el coeficiente de conversión L_C , el cual, sin tomar en cuenta los efectos de interacción mutua, se espera que esté alrededor de los -1.33 [dB] para la banda de 24 [GHz], y de -1.63 [dB] en 36.5 [GHz], dadas las pérdidas por diodos PIN y aquellas debidas a la resolución del desplazador (2 bits).

Es así como se llevaron a cabo varias simulaciones para las configuraciones descritas en la Tabla 5.7, teniendo como propósito adicional, verificar la independencia de escaneo entre las bandas de operación.

Tabla 5.7. Configuraciones de la celda grande para escaneo del arreglo de doble banda

N_x	$M_{x(24)}$	$M_{x(36.5)}$	$\Delta\gamma_{x(24)}$ [°]	$\Delta\gamma_{x(36.5)}$ [°]	$\psi_{xn(24)}$ [°]	$\psi_{xn(36.5)}$ [°]	$\theta_{0(24)}$ [°]	$\theta_{0(36.5)}$ [°]
1	1	1	0	0	0	0	0	0
3	1	3	60	0	$120n$	0	50.33	0
3	3	1	0	60	0	$120n$	0	30.41
3	1	1	60	60	$120n$	$120n$	50.33	30.41
4	1	4	45	0	$90n$	0	35.26	0
4	4	1	0	45	0	$90n$	0	22.31
4	1	1	45	45	$90n$	$90n$	35.26	22.31
5	1	5	36	0	$72n$	0	27.5	0
5	5	1	0	36	0	$72n$	0	17.68
5	1	1	36	36	$72n$	$72n$	27.5	17.68

Los ángulos de elevación θ_0 se calcularon empleando las expresiones (3.3)-(3.6), sustituyendo en cada expresión el número de onda correspondiente a cada λ_0 .

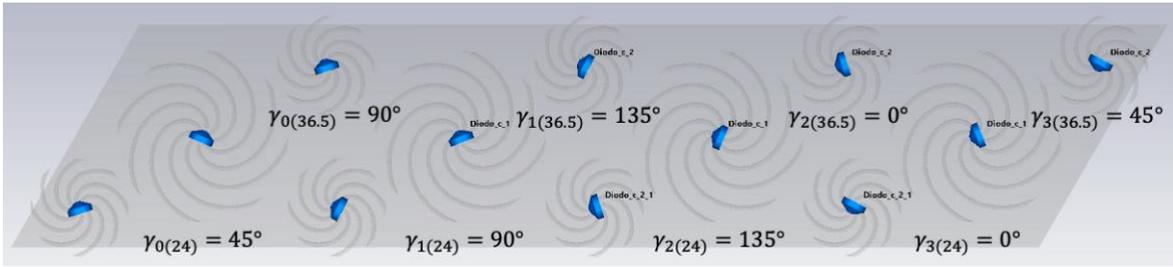
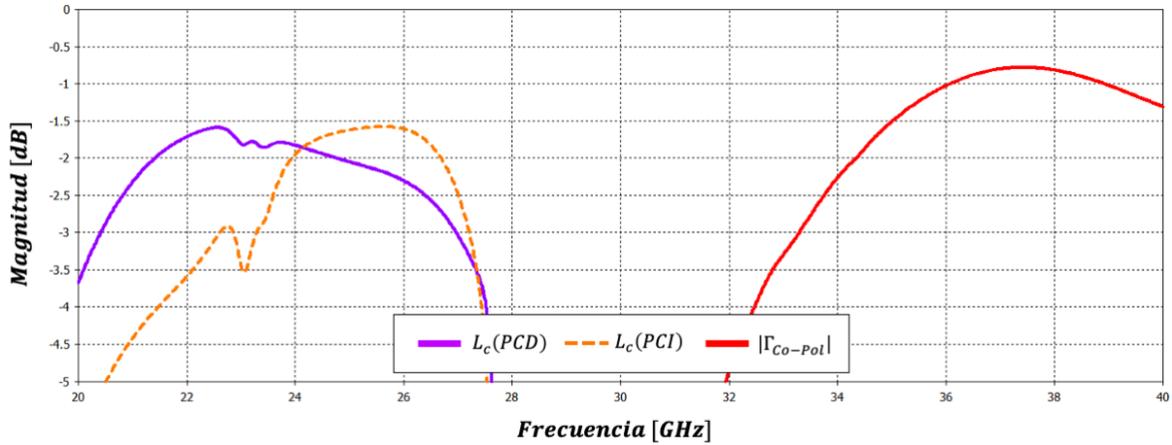
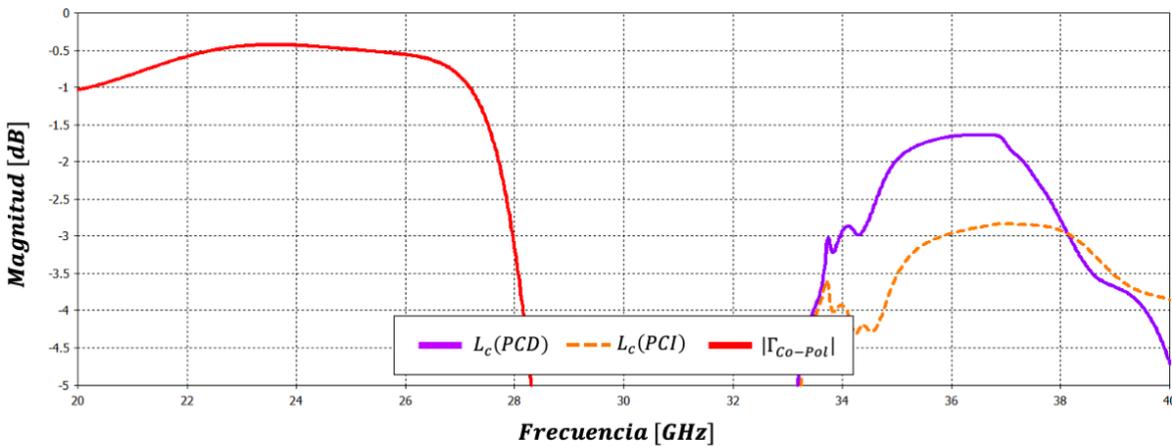


Figura 5.26. Posición óptima de diodos PIN en polarización directa [Elaboración propia]

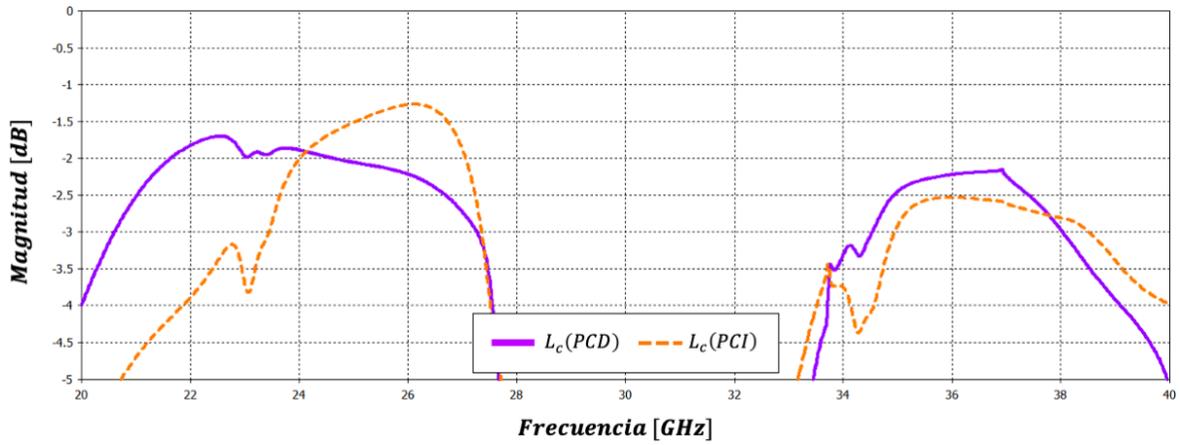
Con el fin de obtener el mejor valor de L_c ($L_c > -3$ [dB]), se efectuó la optimización descrita en el capítulo 4: determinar la combinación de diodos en polarización directa que produce menores pérdidas de conversión. Para este caso, partir de las posiciones $\gamma_{0(24)} = 45^\circ$ y $\gamma_{0(36.5)} = 90^\circ$ (véase Figura 5.26) permiten coeficientes de conversión mayores a -3 [dB], como se puede observar en las Figuras 5.27 a 5.29.



(a)

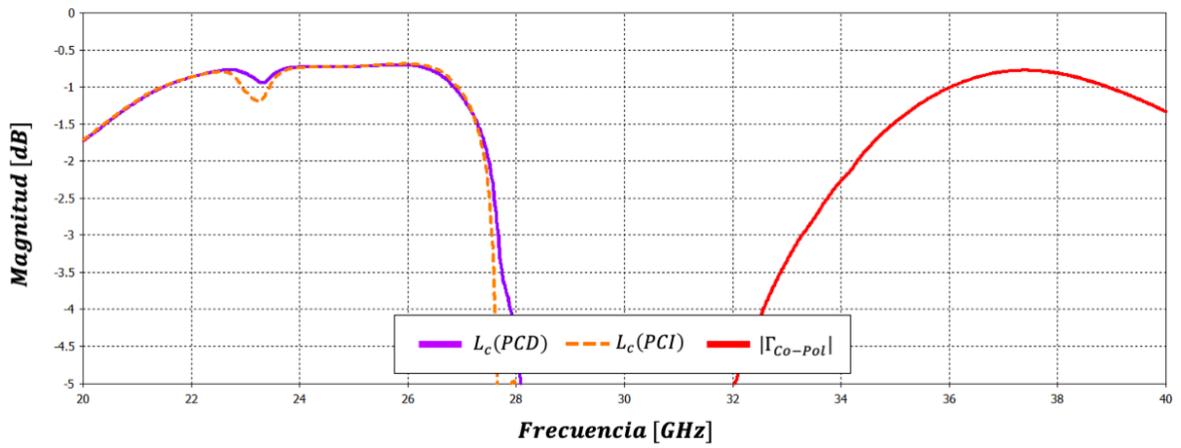


(b)

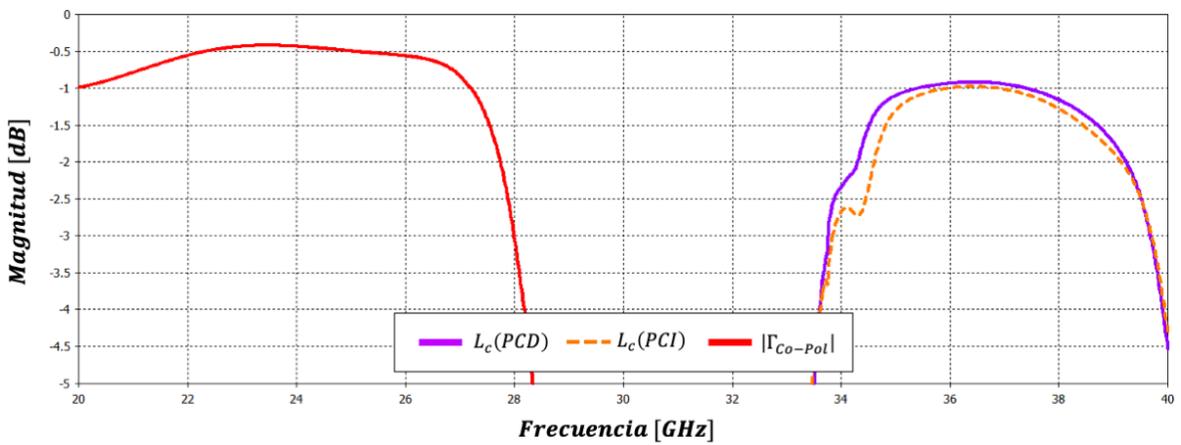


(c)

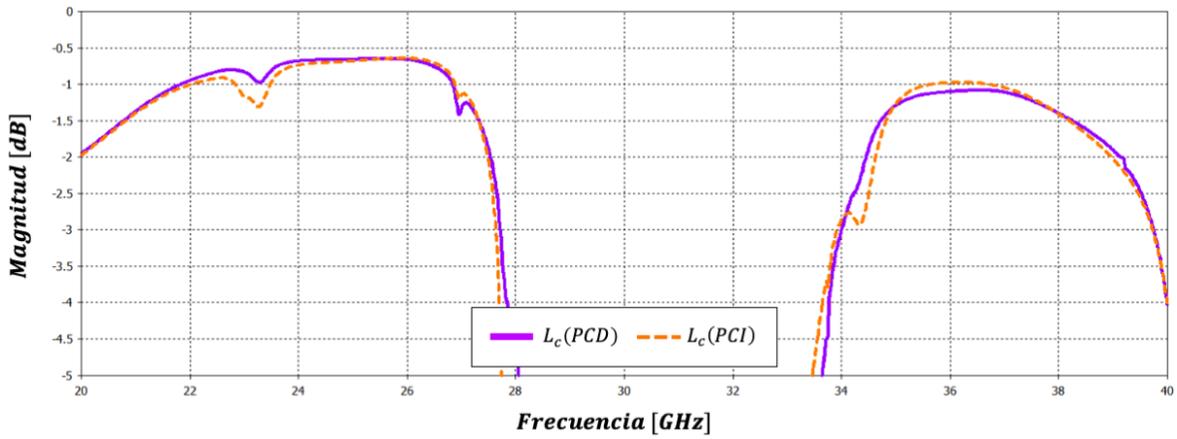
Figura 5.27. Curvas L_c para celda grande de dimensiones $N_x = 3$: (a) $\theta_{0(24)} = 50.33^\circ$, $\theta_{0(36.5)} = 0^\circ$; (b) $\theta_{0(24)} = 0^\circ$, $\theta_{0(36.5)} = 30.41^\circ$; (c) $\theta_{0(24)} = 50.33^\circ$, $\theta_{0(36.5)} = 30.41^\circ$ [Elaboración propia]



(a)

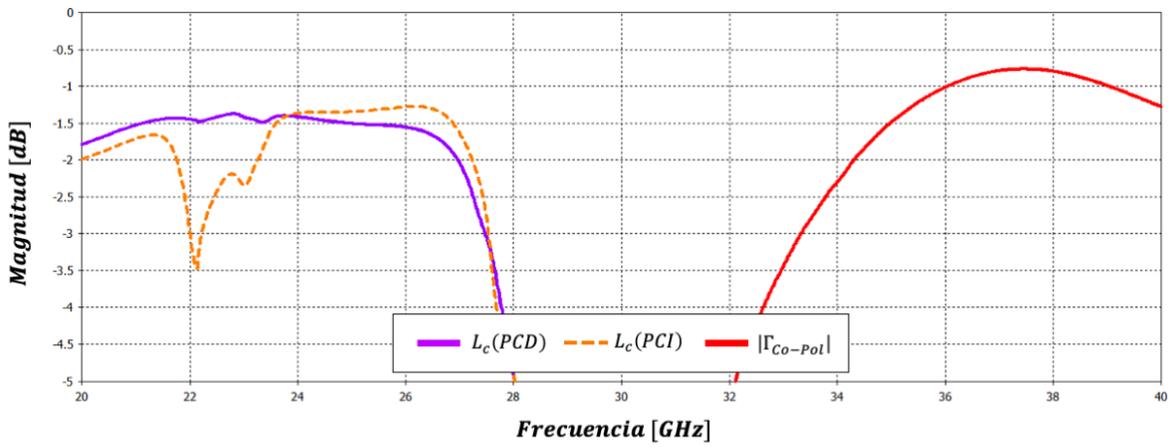


(b)

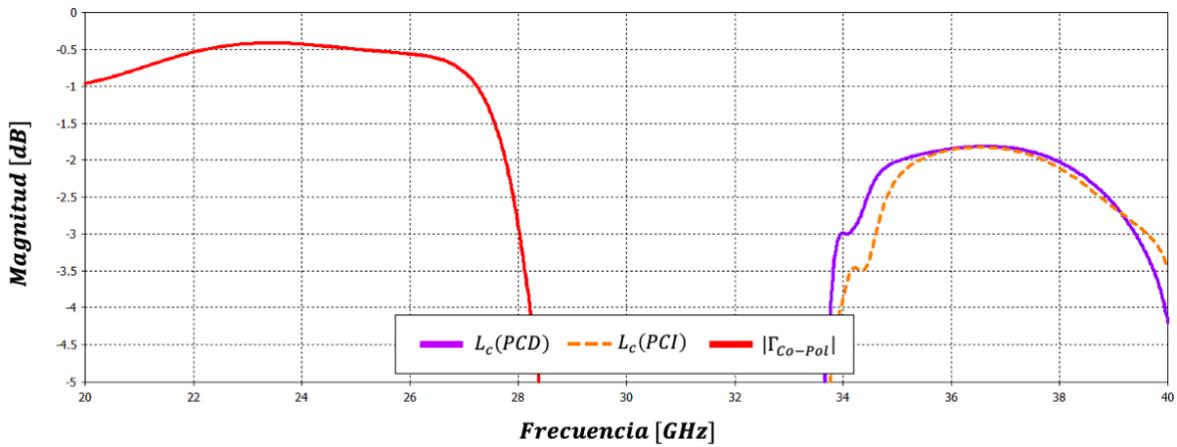


(c)

Figura 5.28. Curvas L_c para celda grande de dimensiones $N_x = 4$: (a) $\theta_{0(24)} = 35.26^\circ, \theta_{0(36.5)} = 0^\circ$; (b) $\theta_{0(24)} = 0^\circ, \theta_{0(36.5)} = 22.31^\circ$; (c) $\theta_{0(24)} = 35.26^\circ, \theta_{0(36.5)} = 22.31^\circ$ [Elaboración propia]



(a)



(b)

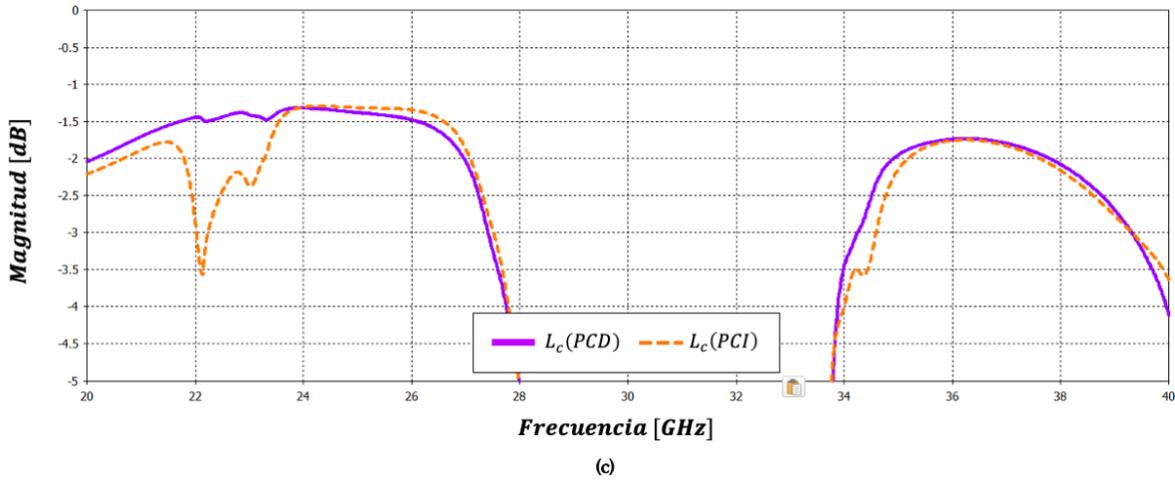


Figura 5.29. Curvas L_C para celda grande de dimensiones $N_x = 4$: (a) $\theta_{0(24)} = 27.5^\circ$, $\theta_{0(36.5)} = 0^\circ$; (b) $\theta_{0(24)} = 0^\circ$, $\theta_{0(36.5)} = 17.68^\circ$; (c) $\theta_{0(24)} = 27.5^\circ$, $\theta_{0(36.5)} = 17.68^\circ$ [Elaboración propia]

5.4. Análisis del desempeño del arreglo de doble banda

De acuerdo con la forma en que se efectuaron las simulaciones, los valores de L_C obtenidos para ambas frecuencias de operación f_{op1} y f_{op2} , se muestran en las Tablas 5.8 y 5.9, respectivamente. Una observación importante radica en que las pérdidas de conversión en cada banda no dependen únicamente del ángulo de escaneo a dicha frecuencia, sino que, además, dichas pérdidas varían en función de la dirección (θ_0, φ_0) a la cual apunta el otro haz del arreglo.

Tabla 5.8. Coeficiente de conversión del arreglo para diferentes ángulos de elevación θ_0 en la banda de 24 [GHz]

$\theta_0 [^\circ]$	$L_c(PCD)[dB]$	$L_c(PCI)[dB]$	$L_c(PCD)[dB]$	$L_c(PCI)[dB]$
50.33	-1.827	-1.949	-1.888	-2.014
35.26	-0.732	-0.737	-0.68	-0.737
27.5	-1.413	-1.367	-1.32	-1.307
0	-0.43	-0.43	-0.431	-0.431

- $f_{op2} = 36.5$ [GHz] en reflexión normal
- $f_{op2} = 36.5$ [GHz] con pendiente de fase

Tabla 5.9. Coeficiente de conversión del arreglo para diferentes ángulos de elevación θ_0 en la banda de 36.5 [GHz]

θ_0 [°]	$L_c(PCD)$ [dB]	$L_c(PCI)$ [dB]	$L_c(PCD)$ [dB]	$L_c(PCI)$ [dB]
30.41	-1.641	-2.864	-2.187	-2.551
22.31	-0.917	-0.975	-1.083	-0.985
17.68	-1.812	-1.82	-1.741	-1.759
0	-0.768	-0.768	-0.863	-0.863

— $f_{op1} = 24$ [GHz] en reflexión normal

— $f_{op1} = 24$ [GHz] con pendiente de fase

Para la banda K ($f_{op1} = 24$ [GHz]), se confirma que el arreglo presenta un excelente desempeño para ángulos de elevación iguales o menores a $\theta_0 = 50.33^\circ$ en ambos tipos de polarización, exhibiendo un máximo de 2 [dB] de pérdidas para una polarización circular izquierda, lo cual equivale a una reflexión del 63% de la potencia incidente.

Por otro lado, en la banda de 36.5 [GHz] la mínima eficiencia de conversión se presenta en el ángulo de elevación $\theta_0 = 30.41^\circ$, dada una onda incidente PCI; aquí las pérdidas alcanzan los 2.86 [dB], es decir, solo el 51.7% de la potencia logra reflejarse en la dirección deseada.

Si bien estos resultados en la banda superior pueden considerarse menos alentadores, caen dentro del comportamiento esperado: recordando la expresión (1.5), la cual establece la distancia máxima entre elementos previo a la aparición de lóbulos parásitos, el arreglo se diseñó con un periodo para una $\theta_{max} = 90^\circ$ a 24 [GHz]. Al trabajar en frecuencias superiores, el ángulo máximo de escaneo permitido disminuye, siendo en el caso de 36.5 [GHz] $\theta_{max} = 30.82^\circ$, de acuerdo con la desigualdad (1.5). Comparando este valor con el ángulo de escaneo en donde se presentan las mayores pérdidas, se puede notar que se trabajó en el límite permitido, lo cual explica la degradación en el desempeño del arreglo.

A pesar de que la segunda frecuencia de operación presenta mayores pérdidas, estas pueden tomarse por aceptables si se considera el aumento en ganancia producto de trabajar en la banda Ka. Para ello, se calculó la ganancia de un arreglo con $A_{FIS} = 10$ [cm] \times 10 [cm], considerando de nueva cuenta sólo las pérdidas que pueden calcularse de manera teórica o cuyo resultado se obtiene de las simulaciones realizadas: pérdidas de conversión y pérdidas de escaneo.

Tabla 5.10. Ganancia estimada para un arreglo con $A_{FIS} = 100 [cm^2]$ en la banda de 24 [GHz]

$\theta_0 [^\circ]$	$G_{max}(PCD) [dB]$	$G_{max}(PCI) [dB]$	$G_{max}(PCD) [dB]$	$G_{max}(PCI) [dB]$
50.33	25.276	25.155	25.215	25.09
35.26	27.441	27.436	27.492	27.436
27.5	27.12	27.166	27.212	27.225
0	28.621	28.621	28.621	28.621

— $f_{op2} = 36.5 [GHz]$ en reflexión normal

— $f_{op2} = 36.5 [GHz]$ con pendiente de fase

Tabla 5.11. Ganancia estimada para un arreglo con $A_{FIS} = 100 [cm^2]$ en la banda de 36.5 [GHz]

$\theta_0 [^\circ]$	$G_{max}(PCD) [dB]$	$G_{max}(PCI) [dB]$	$G_{max}(PCD) [dB]$	$G_{max}(PCI) [dB]$
30.41	30.41	29.187	29.864	29.5
22.31	31.44	31.381	31.273	31.371
17.68	30.672	30.664	30.742	30.725
0	31.974	31.974	31.831	31.831

— $f_{op1} = 24 [GHz]$ en reflexión normal

— $f_{op1} = 24 [GHz]$ con pendiente de fase

De acuerdo con las Tablas 5.10 y 5.11, en ambas frecuencias de operación del arreglo se logra una ganancia superior a los 25 [dB]. De igual manera, se corrobora que, pese a las pérdidas, la banda de 36.5 [GHz] presenta una buena característica de ganancia, con un mínimo de 29.1 [dB].

5.5. Conclusiones

- En el presente capítulo se diseñó y simuló un arreglo reflectivo reconfigurable de doble haz, el cual consta de tres elementos tipo Espirafase: uno dedicado a la operación a 24 [GHz] y otros dos con funcionamiento en 36.5 [GHz]. Los desplazadores cuentan con la geometría estudiada en el capítulo previo, con la particularidad de tener un sentido de giro para los brazos asignado a cada frecuencia: giro de mano derecha para el de 24 [GHz] y de mano izquierda para los de 36.5 [GHz].

- La celda unitaria del arreglo en cuestión presentó buenas características relacionadas a pérdidas de inserción y supresión de polarización cruzada: pérdidas menores a los 0.5 [dB] en la banda inferior, y menores a 0.9 [dB] en la banda superior. Así mismo, la supresión de la onda no controlada se encontró siempre por debajo de los -18 [dB] en ambas frecuencias de operación. El valor de ambos parámetros depende de la posición de los diodos en polarización directa de un desplazador de fase respecto al otro.
- Los efectos debidos a la interferencia se mitigaron por medio de la estricta definición de cada una de las bandas de operación, logrado a partir de un análisis individual de los elementos en función de su frecuencia de operación. Esta disminución en la interferencia se ve reflejada en la buena independencia en el desplazamiento de fase. Pese a esto, aún se visualizan comportamientos indeseables producto del acoplamiento mutuo entre elementos, como lo es un desplazamiento en frecuencia de las curvas $|\Gamma_{Co-pol}|$ y $|\Gamma_{X-pol}|$ al efectuarse la rotación electrónica.
- El porcentaje de ancho de banda en donde $|\Gamma_{Co-pol}| \geq -1$ [dB], fue del 27.98% en la banda K y del 5.7% en la banda Ka. Debido al desplazamiento en frecuencia, no fue posible establecer un ancho de banda en donde $|\Gamma_{X-pol}| \leq -20$ [dB]
- Se analizó el desempeño del arreglo para ángulos de escaneo θ_0 de hasta 50.33° para la banda inferior, y de 30.82° para la banda superior, logrando pérdidas de conversión menores a los 3[dB] en todas las configuraciones simuladas. Así pues, el arreglo, además de ser de doble banda, exhibe un funcionamiento de polarización dual.

5.6. Referencias

1. H. R. Phelan. "Spiraphase - A new, low cost, lightweight phased array." *Microwave J.* vol. 19, pp. 41-44, Dic. 1976.
2. J. Wang, V. Manohar and Y. Rahmat-Samii, "K-Band Circularly Polarized Beam Steerable Reflectarray Enabling Internet of Space: Conceptualization and Validation," en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, núm. 8, pp. 6703-6717, Ago. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161276.

6. CONCLUSIONES GENERALES

Este trabajo describe el procedimiento de diseño y simulación que se llevó a cabo para la caracterización de un arreglo reflectivo tipo Espirafase, empleando brazos con geometría de espiral de Arquímedes, reconfigurable electrónicamente por medio de diodos PIN y con operación en las bandas K/Ka, con frecuencias centrales en 24 y 36.5 [GHz]. Los desplazadores de fase son de 2 bits, resolución lograda a partir de únicamente cuatro conmutadores por elemento. El arreglo de doble banda presentó las propiedades siguientes:

- Pérdidas de inserción menores a 0.5 y 0.9 [dB] en la banda de 24 y 36.5 [GHz], respectivamente. A su vez, supresión de la onda no controlada por debajo de los -18 [dB] en las frecuencias centrales.
- Ancho de banda del 27.98% (6.7 [GHz]) en la banda K y del 5.7% (2.08 [GHz]) en la banda Ka, bajo el criterio $|\Gamma_{Co-Pol}| \geq -1$ [dB].
- Buena independencia en la operación entre ambas bandas de frecuencia, registrándose errores de fase máximos de 7.13° en 24 [GHz] y de 7.85° en 36.5 [GHz].
- Funcionamiento en polarización dual en ambas frecuencias de operación.
- Verificación para ángulos de elevación de hasta 50.33° en la banda inferior, en donde las pérdidas de conversión máximas fueron de 2 [dB].
- Verificación para ángulos de elevación de hasta 30.41° en la banda superior, con pérdidas de conversión máximas de 2.8 [dB].
- Ganancias máximas y mínimas estimadas de 28.6 [dB] y 25 [dB] en la banda inferior; y de 31.9 [dB] y 29.1 [dB] en la banda superior, para un arreglo con superficie de 100 [cm²].

Así mismo, se desarrollaron dos propuestas de AR. Para el diseño descrito en el capítulo 3 se observó lo siguiente:

- Pérdidas de inserción menores a 0.5 [dB] debido a los diodos PIN, además de una buena supresión de la onda no controlada, siempre por debajo de los -20 [dB].
- Ancho de banda del 10.8% (2.59 [GHz]) en donde $|\Gamma_{X-Pol}| \leq -20$ [dB].

- Errores de desplazamiento de fase máximos de 3° .
- Capacidad de escaneo en ambas polarizaciones, derecha e izquierda, para ángulos de elevación de hasta 50.92° , con pérdidas de conversión menores a los $2.3 [dB]$.
- Ganancias máxima y mínima estimadas de 28.6 y $20.9 [dB]$ para un arreglo con superficie de $100 [cm^2]$.

Por otro lado, el arreglo presentado en el capítulo 4 exhibió el desempeño siguiente:

- Pérdidas de inserción inferiores a $0.5 [dB]$ y una supresión de la onda no controlada por debajo de los $-20 [dB]$.
- Ancho de banda del 17.64% ($4.23 [GHz]$) en donde $|\Gamma_{X-pol}| \leq -20 [dB]$.
- Errores de desplazamiento de fase máximos de 1.6° .
- Capacidad de escaneo en ambas polarizaciones, derecha e izquierda, para ángulos de elevación de hasta 58.79° , con pérdidas de conversión máximas de $2.3 [dB]$.
- Ganancias máxima y mínima estimadas de 28.6 y $24.1 [dB]$ para un arreglo con superficie de $100 [cm^2]$.

De esta manera, dados los resultados descritos en la presente tesis, se puede concluir que el objetivo planteado se cumplió de manera satisfactoria: se validó el funcionamiento de un arreglo reflectivo tipo Espirafase, de reconfiguración electrónica y con operación en dos bandas de frecuencia. Si bien aún existe mucho trabajo por delante con relación al estudio de este tipo de dispositivos, especialmente en su implementación física debido a la complejidad de la red de polarización, los resultados obtenidos auguran un buen futuro para este tipo de arreglos reflectivos y su perfilamiento como una de las tecnologías clave en las comunicaciones inalámbricas, particularmente en las satelitales.