

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNALENTE DE ROTMAN EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP EN LA BANDA X

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

ANDREA CAROLINA HUILCA BADILLO

(andrea.huilca@epn.edu.ec)

DIRECTOR: Dr. LUIS FERNANDO CARRERA SUÁREZ

(fernando.carrera@epn.edu.ec)

Quito, enero 2020

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Andrea Carolina Huilca Badillo, bajo mi supervisión.

Dr. LUIS FERNANDO CARRERA SUÁREZ
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORIA

Yo, Andrea Carolina Huilca Badillo, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

Andrea Carolina Huilca Badillo

DEDICATORIA

A mi padre Rodolfo y a mi madre Mercedes

A mis hermanos Christian y Adriana

AGRADECIMIENTO

A mi padre Rodolfo quien siempre me ha cuidado aún sin saberlo y me ha enseñado el valor del trabajo, la responsabilidad y sobre todo el amor.

A mi madre Mercedes que me ha dado ese impulso para superarme.

A Chris y Adry, mis hermanos que me han apoyado incondicionalmente y han sido un ejemplo para mi, quienes me han mostrado que con esfuerzo y dedicación se puede seguir adelante.

A mi director Fernando Carrera por su dedicación y tiempo empleado, y sobre todo por la confianza brindada.

A George por creer en mi y ayudarme alcanzar este logro.

A mis amigos porque fueron parte de mi vida universitaria, en especial a Edy que sin su apoyo y sus consejos no lo habría logrado.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL	I
DECLARACIÓN DE AUTORIA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
RESUMEN	VII
ABSTRACT	VIII
1. INTRODUCCIÓN.	1
1.1 OBJETIVOS	2
1.2 ALCANCE	3
1.3 MARCO TEÓRICO	4
1.3.1 REDES DE CONFORMACIÓN DE HACES	5
1.3.2 LENTES DE MICROONDAS	7
1.3.3 TIPOS DE LENTES DE MICROONDAS	8
1.3.3.1 LENTE R-2R	8
1.3.3.2 LENTE R-kR	9
1.3.3.3 LENTES GEODÉSICAS	11
1.3.3.4 LENTE DE LUNEBURG	11
1.3.3.5 LENTE DE RINEHART	12
1.3.3.6 LENTE DE ROTMAN	13
2. METODOLOGÍA	17
2.1 INTRODUCCIÓN A LA METODOLOGÍA DE DISEÑO DE UNA LENTE DE ROTMAN	17
2.1.1 MODELO DE ÓPTICA GEOMÉTRICA	18
2.1.1.1 CÁLCULO DE LAS COORDENADAS DE LOS PUERTOS DE LA AGRUPACIÓN (CONTORNO INTERIOR)	19
2.1.1.2 CÁLCULO DE LAS COORDENADAS DE LOS PUERTOS DE LA AGRUPACIÓN PARA UN DISEÑO EN MICROSTRIP	24
2.1.1.3 CÁLCULO DE LAS COORDENADAS DE LOS PUERTOS DE ENTRADA (ARCO FOCAL)	28
2.1.2 MODELO DE APERTURAS BIDIMENSIONALES	31
2.1.3 DISEÑO DE LAS LÍNEAS DE CONEXIÓN MICROSTRIP	34

2.1.4	DISEÑO DE PAREDES LATERALES	35
2.1.5	DISEÑO DEL TAPER	39
2.1.6	APUNTAMIENTO DE LOS PUERTOS DE LA LENTE DE ROTMAN	40
2.2	ERROR DE FASE DE TRAYECTORIA	41
2.2.1	ERROR DE FASE EN GUÍA DE ONDA	41
2.2.2	ERROR DE FASE EN MICROSTRIP	42
2.3	EFFECTOS DE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO EN LA GEOMETRÍA DE LA LENTE	43
2.3.1	RADIO FOCAL g	43
2.3.2	APERTURA DEL ARREGLO NORMALIZADO η_{max}	44
2.3.3	EXCENTRICIDAD e	45
2.3.4	MÁXIMO ÁNGULO DE BARRIDO β	45
2.3.5	SUSTRATO	46
2.4	PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE UNA LENTE DE ROTMAN	47
2.5	DISEÑO DE LA LENTE DE ROTMAN	48
2.6	PROCESAMIENTO DE DATOS EN MATLAB	53
2.7	SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE LA LENTE EN HFSS	57
3.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	62
3.1	MODELO 1	62
3.2	MODELO 2	65
3.3	MODELO 3	69
3.4	MODELO 4	72
3.5	MODELO 5	75
4.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	82
4.1	CONCLUSIONES	82
4.2	RECOMENDACIONES	83
5.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	84
	ANEXOS	87

RESUMEN

El presente trabajo de titulación muestra los resultados obtenidos de la simulación del diseño realizado de una lente de Rotman 7x11; para este diseño se aplicó el modelo de óptica geométrica y el modelo de aperturas bidimensionales que presentan una aproximación básica de su comportamiento. Se utilizó el programa Matlab para procesar los datos y obtener las coordenadas de los puertos de entrada, salida y sus correspondientes gráficas de distribución de potencias, distribución de fases y diagramas de radiación para cada puerto de entrada de la lente. Además se utilizó la simulación electromagnética realizada en un simulador electromagnético para verificar los ángulos de apuntamiento requeridos y así obtener un resultado fiable sobre su comportamiento. Se realizaron modificaciones al modelo original de la lente y se muestran 4 modelos utilizados para su optimización.

Esta lente fue diseñada a la frecuencia central de 10 GHz dentro de la banda X y puede ser utilizada como un sistema de alimentación de antenas para aplicaciones militares en sistemas radares que facilitan el control electrónico del barrido del haz y para aplicaciones comerciales dentro de la creciente tecnología 5G que requiere de sistemas MIMO masivo para la transmisión simultánea de múltiples haces. La lente de Rotman fue diseñada en tecnología microstrip dada su ventaja de costo y tamaño, para lo cual se utilizó un sustrato RO4003C.

PALABRAS CLAVE: lente cuasi-óptica, microstrip, lente de Rotman, óptica geométrica, aperturas bidimensionales, parámetros S

ABSTRACT

In this work the results of design and simulation of a 7x11 Rotman lens are presented. The geometric optics and the two-dimensional aperture model were used to design and model the lens, the former is used to obtain the physical geometry and the latter to describe the approximate behavior of the lens.

Matlab was used to process information and to obtain the input and output port's coordinates, the power and phase distribution and ideal radiation diagrams for each input port. In addition, to verify the required pointing angles, a prototype of the final lens was modeled and simulated using a commercial electromagnetic software.

To optimize the behavior of the lens, the original model was modified in order to analyze the influence of different parameters in the final result. Four models were analyzed to accomplish with this goal. The error in pointing angles in the final model was less than one degree.

The lens was designed in the KU band at a central frequency of 10 GHz, therefore it could be used in military applications as an antenna feed system in radar equipment, to easy electronic control of beam scanning. Also, this lens can be used in commercial applications such as 5G technology which requires massive MIMO systems for simultaneous transmission of multiple beams.

The Rotman lens was designed using microstrip technology given its cost and size advantages. The RO4003C substrate, available in Antenna's Laboratory, was used to implement the final model.

KEYWORDS: quasi-optical lens, microstrip, Rotman lens, geometric optics, two-dimensional apertures, S parameter

1. INTRODUCCIÓN

Las tecnologías inalámbricas han ido cobrando cada día mayor importancia dentro de la sociedad, en general, debido a las aplicaciones tanto comerciales como militares que han surgido en respuesta a las necesidades de la comunidad. A continuación, se mencionarán dos ejemplos de dichas aplicaciones.

Dentro de las aplicaciones comerciales se puede mencionar a 4G, que es la tecnología que se usa actualmente en la telefonía móvil. Estas redes presentan ciertas limitantes como por ejemplo su ancho de banda disponible (20 MHz), velocidad (1Gbps) y latencia (10ms) ya que a medida que surgen nuevas aplicaciones como IoT, video 8K, realidad virtual, redes vehiculares inteligentes, automatización industrial, casas y ciudades inteligentes, entre otras aplicaciones, la demanda del servicio es mucho más exigente y por tanto es necesario buscar nuevas soluciones [1].

Una solución para este problema es 5G ya que ofrecerá un mayor ancho de banda (500MHz) al trabajar en frecuencias sobre los 4GHz, además de una baja latencia (<1ms) y velocidades por encima de los 10Gbps para las comunicaciones, por lo que será posible el uso simultáneo de aplicaciones inalámbricas sin que se afecte al servicio de otro usuario, dando así una solución al incremento masivo de dispositivos que se conectarán a la red.

La tecnología 5G tiene a Korea del Sur, Japón y China como pioneros a nivel mundial en su implementación prevista hasta el 2020, mientras que en América Latina se destaca México, Brasil, Perú, Argentina y Colombia países donde ya se están realizando estudios para su introducción progresiva dentro de los 5 próximos años por lo que su implementación en Ecuador es inminente. Se estima que para el 2021 se empezará su introducción en Ecuador [2].

Entre los componentes fundamentales de una red 5G están los Sistemas Multiantena (MIMO masivo) que permiten la comunicación con varios terminales al mismo tiempo y cuentan con múltiples antenas (arreglos de antenas multihaz) que transmiten simultáneamente múltiples haces. MIMO es también conocido como sistemas de antenas a gran escala que permiten una transmisión más eficiente, un amplio grado de libertad y cobertura e incrementa la velocidad de los datos, además de reducir la interferencia entre las señales [3].

A su vez, MIMO necesita un sistema que distribuya las señales a las antenas (sistema de alimen-

tación) de modo que produzca múltiples haces de forma sencilla, que sea eficiente en términos de tamaño, costo y diseño.

Por otro lado, dentro de las aplicaciones militares se encuentran los sistemas radar que necesitan antenas de alta directividad y con un haz muy angosto, lo que comúnmente se logra utilizando agrupaciones de antenas. Además, este haz debe ser apuntado en una dirección específica, por lo que actualmente, en algunas aplicaciones se usan antenas que deben ser dirigidas mecánicamente por motores para barrer el área en donde existe algún objeto que se desea detectar, sin embargo, este barrido puede realizarse de forma electrónica mediante el uso de sistemas de alimentación adecuados [4].

En general, el sistema de alimentación para cualquiera de las aplicaciones mencionadas, puede ser un conjunto de elementos pasivos como acopladores híbridos y desfasadores que forman matrices basadas en líneas de transmisión como la matriz de Butler, matriz de Blass, matriz de Nolen, o también se pueden usar lentes cuasi-ópticas como la lente R-Kr, la lente de Rotman, lente de Luneburg, etc. [5]

En el presente trabajo, se diseñará y simulará un sistema de alimentación de bajo costo y de un tamaño pequeño, basado en la lente de Rotman, que pueda ser utilizado en aplicaciones 5G (en su próxima introducción en Ecuador (2021) que utiliza MIMO) o en un sistema radar para facilitar el control electrónico del barrido del haz.

1.1. OBJETIVOS

El objetivo general de este trabajo de titulación es diseñar y simular una lente de Rotman en sustrato dieléctrico en la banda X utilizando tecnología microstrip.

Los objetivos específicos de este trabajo de titulación son:

- Estudiar el principio de funcionamiento y la formulación matemática para el diseño de lentes de Rotman.
- Definir el procedimiento de diseño y las especificaciones de la lente de Rotman.
- Diseñar la lente de Rotman con las especificaciones seleccionadas.
- Simular la lente de Rotman y modificarla si es necesario.

1.2. ALCANCE

En el presente trabajo de titulación se realizará el diseño y simulación de una lente de Rotman en tecnología microstrip en la banda X para aplicaciones como radares. Para ello se establecerán las ecuaciones que permitirán diseñar a esta banda y además posiblemente escalar la lente a otras bandas de frecuencia para aplicaciones como 5G (4GHz - 6GHz) o (27GHz - 29GHz) para futuros trabajos.

La lente de Rotman a diseñarse tendrá los siguientes parámetros:

Tabla 1.1: Parámetros seleccionados para el diseño de la Lente de Rotman

Parámetros	Valor
Frecuencia central	10GHz
Puertos de entrada	7
Puertos de salida	11
Máximo ángulo de barrido	$\pm 30^\circ$
Número de haces	7
Separación angular entre haces	10°
Impedancia de los puertos de entrada	50 Ω
Alimentación de la lente	Por líneas microstrip

Se realizará una introducción sobre lentes de microondas y se estudiará la lente de Rotman, formulación matemática y parámetros que deben considerarse durante el diseño. Para la obtención de la geometría de la lente se utilizarán fórmulas que serán programadas en el software Matlab para obtener valores y gráficas.

Posteriormente se realizará la simulación electromagnética de la lente de Rotman en el software HFSS, utilizando una licencia temporal facilitada por el Grupo de Radiación Electromagnética de la Universidad Politécnica de Valencia. La simulación electromagnética permitirá obtener información necesaria para calcular y graficar los lóbulos de radiación de las antenas y modificar el diseño de la lente, si es necesario, para cumplir con los parámetros seleccionados.

El presente trabajo de titulación tendrá como producto final demostrable un modelo para simulación electromagnética en HFSS de la lente de Rotman.

1.3. MARCO TEÓRICO

Dentro de 5G se están analizando varias tecnologías para lograr obtener mayores velocidades en el manejo de datos, lo que permitirá el uso simultáneo de dispositivos sin que se afecte la calidad del servicio. Entre las tecnologías bajo análisis, se encuentra MIMO masivo, la cual, a su vez necesitará un sistema de alimentación que permita la generación de múltiples haces sin que se interfieran entre sí con una fase distinta para ser transmitidos a múltiples salidas que forman parte de una celda.

En sistemas radar se requiere el uso de antenas que permitan realizar el barrido de haz o apuntamiento a múltiples blancos. En este caso son necesarios sistemas de alimentación de antenas que permitan la generación de múltiples haces o el barrido electrónico de los mismos.

Para cualquiera de las dos situaciones descritas, existen algunas alternativas para el diseño e implementación de los sistemas de alimentación (matriz de Butler, matriz de Blass, matriz de Nolen, lente R-kR, lente de Rotman, entre otras). En el presente trabajo de titulación se abordará solamente uno de los tipos de sistemas de alimentación que pueden usarse, específicamente la lente de Rotman que pertenece a la categoría de lentes cuasi ópticas.

El estudio de este tipo de lentes es de mucha importancia debido a que pueden simplificar el diseño de sistemas multihaz, reemplazando el uso de dispositivos pasivos que pueden ser voluminosos, costosos y difíciles de integrar, con otros elementos pasivos que permiten obtener sistemas compactos y de bajo costo, especialmente si se utilizan tecnologías impresas como microstrip.

El tipo de sistema de alimentación que se diseñará es un método cuasi óptico que permite disminuir la complejidad en la circuitería utilizada en otros tipos de sistemas de alimentación basados en elementos pasivos como desfasadores, divisores de potencia y acopladores.

Este trabajo de titulación ayudará al desarrollo de futuros trabajos dentro de la EPN en el área de lentes de microondas, ya que hasta la actualidad no existen trabajos de titulación dentro de esta línea. Esto permitirá desarrollar componentes que, como se dijo antes, podrían ser utilizados a futuro en sistemas 5G o radares.

Existen algunos trabajos de titulación dentro de la misma área de investigación como “Dise-

ño y construcción de un arreglo de antenas con cambiadores de fase de control analógico" y "Estudio, diseño y construcción de un prototipo de arreglo de antenas microstrip para recepción en la banda x comparable a la ganancia de una antena parabólica", sin embargo el presente trabajo de titulación presentará como mecanismo de cambio de fase una lente de Rotman cuasi-óptica que es una solución mucho más simple en términos de circuitería, además de ser menos costosa y de menor tamaño mediante el uso de tecnología microstrip.

1.3.1. REDES DE CONFORMACIÓN DE HACES

Una red de conformación de haces (Beam-Forming Networks BFN) trabaja conjuntamente con un sistema de antenas multihaz, permitiendo seleccionar cada elemento del sistema de alimentación y designarlo como puerto de transmisión o recepción, además de controlar el ángulo de apuntamiento de cada haz y su potencia en cada elemento del sistema de antenas [6]. Existen tres tipos de redes de conformación de haces:

- Red de conformación de haces basada en circuitos (Circuitry Beam-Forming Networks CBFN).- son redes basadas en el uso de circuitería con elementos activos y pasivos como desplazadores de fase, acopladores, preamplificadores, atenuadores, entre otros. Realizan el control de la amplitud y ángulo de apuntamiento de cada elemento mediante el uso de los elementos antes mencionados.
- Red digital de conformación de haces (Digital Beam-Forming Networks DBFN).- Realizan el control de la amplitud y fase de cada elemento mediante el uso de recursos computacionales.
- Red cuasi-óptica de conformación de haces basadas en circuitos (Quasi-light Beam-Forming Networks QBFN).- Conocidas también como redes cuasi-ópticas o lentes de microondas [7] realizan el control de amplitud y fase de cada elemento radiante de forma pasiva mediante la geometría de la lente.

A continuación se presenta la Tabla 1.2 con las ventajas y desventajas de los tres tipos de redes de conformación de haces.

Tabla 1.2: Tipo de Redes [8] [7]

Redes conformadoras de haces	Ventajas	Desventajas
CBFN	<p>Fácil de diseñar para pocos haces</p> <p>Existen diversos métodos de diseño que pueden ser utilizados con distinta complejidad.</p>	<p>A mayor cantidad de número de haces se dificultará el diseño y su implementación.</p> <p>Se producen pérdidas con el uso de elementos activos.</p> <p>Dependencia de la frecuencia del ángulo de apuntamiento y ancho de banda.</p>
DBFN	<p>Error de fase y amplitud prácticamente nulo.</p> <p>Limita el uso de componentes analógicos</p> <p>Puede manejar cualquier cantidad de pasos para el barrido de haz.</p>	<p>Aumento del costo dado la cantidad de procesamiento necesario.</p> <p>A mayor cantidad de pasos en el barrido de haz el tiempo de procesamiento se incrementa.</p>
QBFN	<p>La complejidad en su diseño es independiente del número de haces que se maneje.</p> <p>Reducción del tamaño siempre que se usen materiales con permitividades elevadas.</p> <p>Independencia de los ángulos de apuntamiento del haz con respecto a la frecuencia de operación.</p>	<p>Consumo de gran cantidad de recursos computacionales para la simulación electromagnética.</p>

1.3.2. LENTES DE MICROONDAS

Las lentes de microondas también son conocidas como sistemas de alimentación semirestringidos (semiconstrained feeds) debido a que presentan limitaciones en una de sus dimensiones, es decir la onda puede propagarse en la cavidad sin limitaciones ya que su propagación no depende de una estructura guía. Pero si existen restricciones en las líneas de transmisión que llegan a la cavidad y por tanto la propagación de la onda se verá limitada. Una lente de microonda puede obtener la amplitud y fase deseada por cada antena de forma pasiva, mediante el retraso producido en cada camino de diferente longitud determinado por la geometría de la lente [9]. En la Figura 1.1 se observa la estructura general de una lente cuasi-óptica.

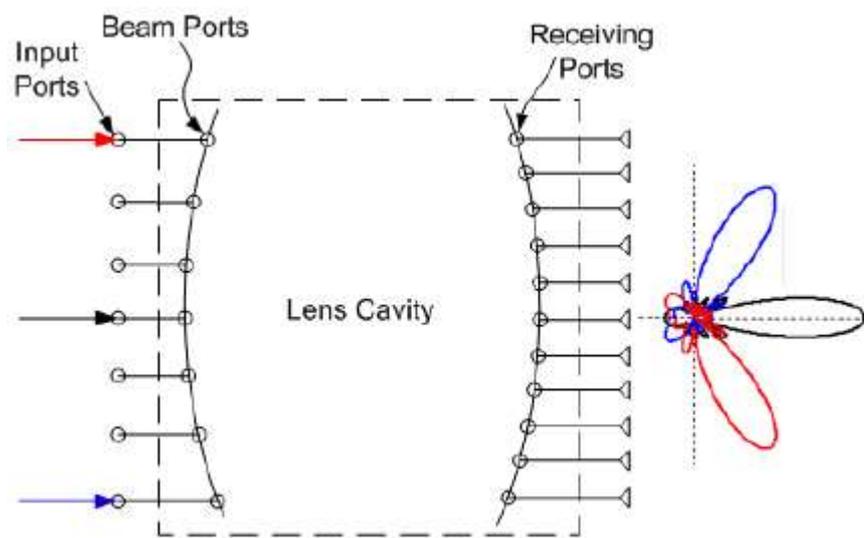


Figura 1.1: Red de conformación de haces cuasi-óptica [10]

Como se mencionó anteriormente las lentes de microondas tienen algunas ventajas con respecto a las demás redes de conformación de haces, siendo las más importantes:

- Bajo costo al existir en el mercado materiales que equilibran el rendimiento, la capacidad de fabricación y su costo a nivel de aplicaciones comerciales.
- Pérdidas bajas debido al uso de materiales con sustratos dieléctricos que permiten diseños en altas frecuencias.
- Gran capacidad de manejo de los niveles de potencia en cada elemento de la lente en guía de onda [9].

Este tipo de sistemas de alimentación presentan un modo de propagación cuasi-TEM en un espacio menor a $\lambda/2$ formado por placas metálicas paralelas. La propagación ocurre a lo largo

de la superficie en un espacio de Riemann bidimensional. Además trabajan bajo los principios de la óptica como la reflexión, refracción y la propagación rectilínea de una onda. Pueden ser fabricados en guía de onda, stripline o microstrip, siendo estas últimas tecnologías la solución al problema del gran tamaño de las lentes a bajas frecuencias [9].

1.3.3. TIPOS DE LENTES DE MICROONDAS

Existen varios tipos de lentes de microondas, algunas con pequeñas diferencias entre sí, por lo que se realizará un pequeño estudio de las más relevantes como la lente R-2R, lente R-kR, lente geodésica, lente de Luneburg, lente de Rinehart y la lente de Rotman.

1.3.3.1. LENTE R-2R

Son lentes de microondas con superficies paralelas circulares de radio R , tal que se pueda obtener la fase y amplitud requerida en un arreglo circular de radio $2R$. Este objetivo se logra mediante el uso de una red de conmutación con interruptores de estado sólido y de las propiedades ópticas de la lente. Cada puerto de la lente R-2R alimentará a dos elementos opuestos del arreglo tipo anillo a través de cables de igual longitud para todo el sistema. Tienen un ángulo de barrido de la mitad del arco de un círculo, es decir 180° .

La alimentación de la lente se la realiza mediante bocinas sectoriales o sondas simples, no obstante se debe tomar en cuenta que aunque se pueda realizar el control en la amplitud de la potencia en los puertos de salida, este control es mínimo y por tanto los niveles en los lóbulos laterales del patrón de radiación se ven afectados al tener magnitudes considerables respecto al lóbulo principal; para conseguir niveles bajos en los mismos se utiliza una red de conmutación que permitirá excitar una o más sondas simultáneamente.

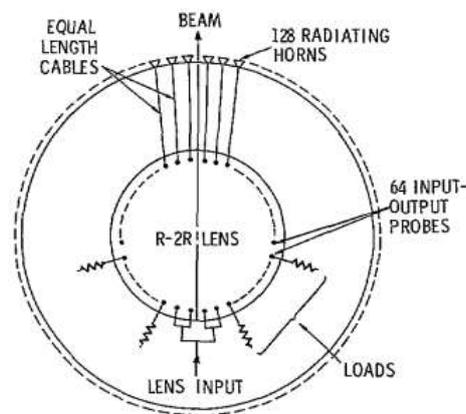


Figura 1.2: Esquema de un arreglo típico con la lente R-2R[11]

Boyns [11] propone un arreglo circular experimental de 128 elementos con 64 sondas de aliment-

tación conectadas a una red de conmutación con interruptores de 1 polo 4 posiciones y cables de igual longitud al arreglo de antenas, consiguiendo así 32 o 33 elementos radiantes excitados a través de los puertos de salida de la lente dependiendo si 3 o 4 sondas de la lente son utilizadas como se observa en el esquema de la Figura 1.2.

De esta forma cada interruptor conectado en los terminales de la entrada de la lente R-2R permitirá conectarse a cualquiera de los dos elementos del arreglo circular que se alimenta con la sonda o, a su vez permitirá la conexión del puerto de entrada de la lente con una carga acoplada para sondas en estado pasivo.

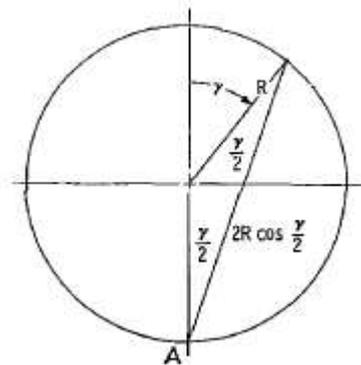


Figura 1.3: Geometría de la lente R-2R [11]

Como se puede observar en la Figura 1.3 se aplican retrasos en las trayectorias de cada sonda introducida, tal que para un arreglo circular de radio $\rho = 2R$ el retraso de su trayectoria debe ser igual a $\rho \cos \alpha$ para cada elemento del arreglo ubicado a un ángulo α .

$$R = \frac{1}{2}\rho \Rightarrow \gamma = 2\alpha \quad (1.1)$$

Según la Ecuación 1.1 el ángulo en la lente R-2R será el doble que el ángulo en el arreglo, es decir el haz generado por los elementos radiantes se moverá la mitad de lo que se mueve en el sistema de alimentación. Como característica principal en esta lente todos los puntos de alimentación son puntos focales perfectos.

1.3.3.2. LENTE R-kR

La lente R-kR está formada por superficies paralelas circulares al igual que las lentes R-2R, con la diferencia que poseen la misma cantidad de puertos de alimentación en la lente como de elementos radiantes en el arreglo circular. Por su geometría circular ofrece una cobertura de 360° tomando en consideración la reutilización de los puertos de alimentación para la conexión de elementos radiantes y viceversa, mediante el uso de interruptores, circuladores o dos lentes de iguales características para tener tantos puertos de entrada como elementos radiantes que

cumplan con un barrido de haz de 360° [12].

Estas lentes manejan un esquema similar al de las lentes R-2R pero la relación entre los radios de la superficie de alimentación y el arreglo de elementos radiantes difiere. En la lente R-kR se manejan cables de conexión de igual longitud desde la superficie de la lente de radio kR a los puertos del arreglo circular de radio R como se presenta en la Figura 1.4.

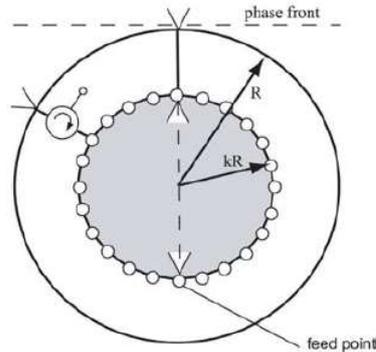


Figura 1.4: Esquema de la lente R-kR [12]

La constante k representa la relación entre los radios de la lente y el arreglo circular, así para una lente con aire como medio de propagación, k es mayor a 1 lo que produce problemas con el tamaño de la lente que puede llegar al mismo tamaño del arreglo circular. Por tanto se recomienda el uso de materiales dieléctricos con permitividades altas para que las lentes puedan caber dentro del arreglo de antenas [13].

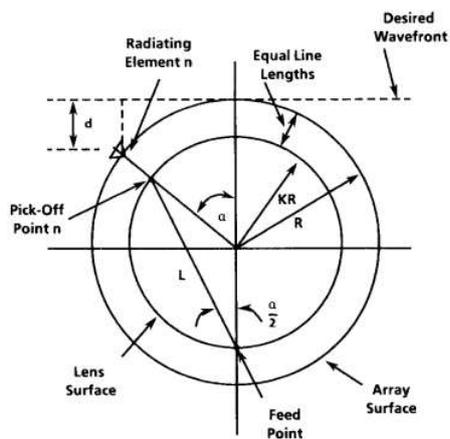


Figura 1.5: Geometría de la lente R-kR [12]

Este tipo de lentes no presentan puntos focales perfectos, sin embargo todos los alimentadores tienen el mismo error de fase debido a la simetría de sus contornos circulares [14]. Su funciona-

miento se muestra en la Figura 1.5 de donde se obtiene que la fase γ_n de cualquier puerto de salida n puede ser expresada como:

$$\gamma_n = k_0 2KR_e \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha_n}{2}\right)\right) \quad (1.2)$$

Un limitante de este tipo de lentes es que el centro de fase de cada elemento radiante debe estar ubicado en R, sin embargo varía su posición con la frecuencia lo que causa problemas en el direccionamiento del haz.

1.3.3.3. LENTES GEODÉSICAS

Fueron inventadas por los estadounidenses DuFort y Uyeda y están formadas por dos conductores concéntricos en forma de domo, que se encuentran conectados en su contorno a una bocina con dieléctrico en su interior como punto de alimentación para el domo. Esto le permite direccionar la energía en el plano ortogonal y obtener ángulos estrechos en el plano de barrido y por tanto un apuntamiento casi perfecto. Los dos conductores actúan como una guía de onda TEM [15].

El tamaño de la bocina dependerá de la longitud de onda y el ancho de haz que se requiera. Una lente geodésica y las trayectorias de sus múltiples haces que parten de un punto de alimentación se observa en la Figura 1.6.

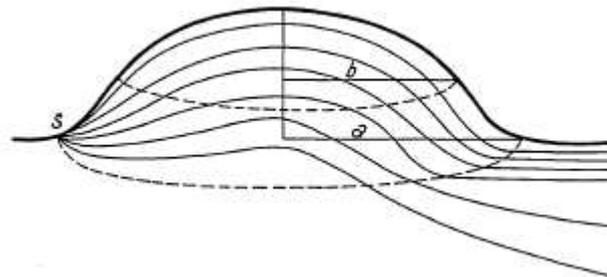


Figura 1.6: Trayectoria de los haces en una lente Geodésica [16]

Este tipo de lentes presentan como desventaja la complejidad de inserción en circuitos planos dada su geometría curvada.

1.3.3.4. LENTE DE LUNEBURG

Las lentes de Luneburg son consideradas una variación de las lentes geodésicas, ya que la trayectoria de los haces que parten del punto de alimentación siguen las líneas geodésicas sobre la superficie curva como se ve observa en la Figura 1.6. En la Figura 1.7 se presenta la geometría de la lente de Luneburg.

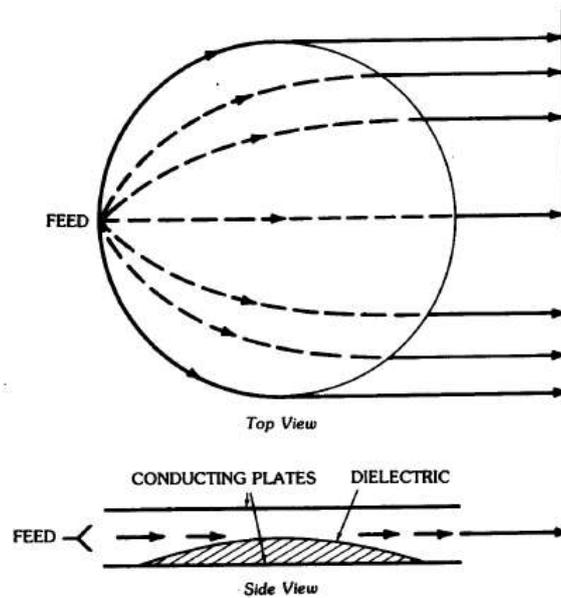


Figura 1.7: Lente de Luneburg [14]

Este tipo de lentes de microondas no son aplicables para la alimentación de agrupaciones lineales, solamente pueden ser utilizadas en agrupaciones circulares. Existen lentes de Luneburg de dos y tres dimensiones y en ambos casos su característica principal es la variación de su índice de refracción $e(r)$ con el radio r de la lente. Esta variación se presenta en la Ecuación 1.3:

$$e(r) = \sqrt{2 - \left(\frac{r^2}{a}\right)} \quad (1.3)$$

Donde a es el radio de la lente y r la distancia desde el centro de la esfera. No obstante esta variación tiene como ventaja el amplio barrido de haz que produce.

La región de la lente no uniforme se crea mediante el uso de materiales con constante dieléctrica graduada (escalonada) o mediante el uso de lentes geodésicas. Su construcción es costosa debido al uso de estos materiales, sin embargo se puede disminuir su costo y complejidad mediante el uso de una estructura en capas con distintos índices de refracción [14].

1.3.3.5. LENTE DE RINEHART

La lente de Rinehart es un caso particular de las lentes de Luneburg en dos dimensiones ya que el haz es transmitido entre dos placas conductoras curvadas como se observa en la Figura 1.8. Esta demostración fue hecha por Kunz [17], quien concluye que existen varias familias de lentes equivalentes y además presenta las fórmulas que permiten pasar de un tipo de lente a su equivalente.

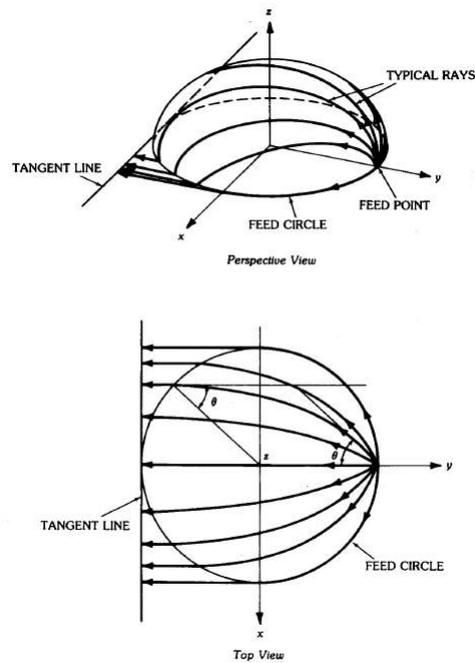


Figura 1.8: Trayectorias geodésicas en una lente de Rinehart [16]

1.3.3.6. LENTE DE ROTMAN

Las lentes de Rotman fueron creadas en 1962 por W. Rotman y R.F. Turner como parte de una investigación militar llamada "Wide-angle Microwave Lens for Line Source Applications". Este tipo de lentes son dispositivos pasivos de placas paralelas que forman múltiples haces, en los que se puede controlar pasivamente su fase para alimentar agrupaciones de antenas lineales, circulares de hasta 90° u otro tipo de curvatura. Con este tipo de lentes se puede escanear grandes sectores, ya que la separación angular entre haces puede llegar a ser del orden de fracciones de grado [18].

En la Figura 1.9 se muestra la geometría de la lente de Rotman que está definida por el contorno de alimentación (en el que se encuentran los puertos de alimentación o bocinas de entrada) y el contorno interior, formado por los puertos de antena a los que se conectan cables de determinada longitud hasta la agrupación lineal de radiadores, tal que se produzca un mismo frente de onda para esta agrupación [7].

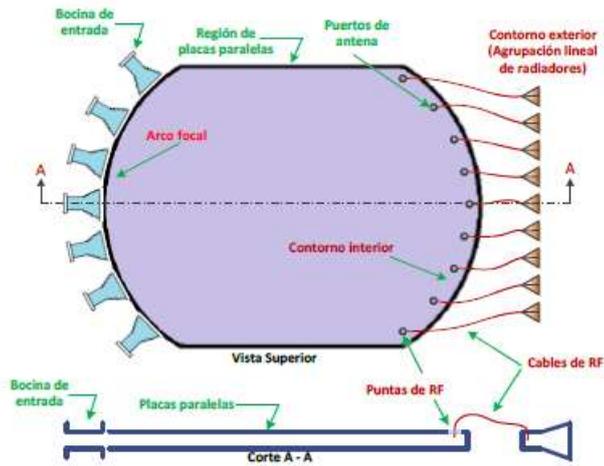


Figura 1.9: Lente de Rotman de placas paralelas [8]

Una de las características más llamativas de este tipo de lente es la independencia del ángulo de apuntamiento de su frecuencia de operación, razón por la que son utilizadas en banda ancha. El factor principal para el manejo del ángulo de apuntamiento es la geometría de la lente, mediante la cual se realiza el cambio de fase de los puertos de alimentación debido a los retardos producidos en los distintos caminos dentro de la lente.

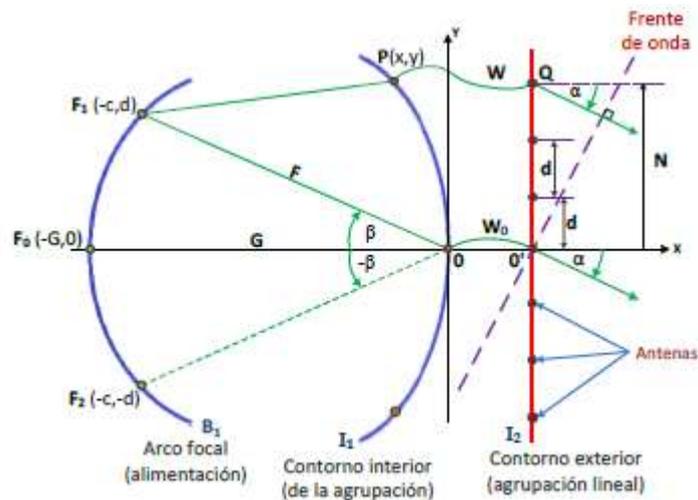


Figura 1.10: Parámetros geométricos de la lente de Rotman [8]

En la Figura 1.10 se establecen los parámetros geométricos de la lente de Rotman que posee dos puntos focales perfectos F_1, F_2 simétricos con respecto al eje de referencia x, y y un punto focal sobre este eje F_0 , los cuales producen haces perfectamente colimados con un ángulo igual a $\pm\alpha$. Las coordenadas de los puntos focales F_1, F_2 son $(-F\cos\alpha, \pm F\sin\alpha)$ y del punto foco central F_0 es $(-G, 0)$.

Se llama punto focal perfecto aquel que se encuentra sobre el arco de alimentación que no produce distorsiones en el haz, debido a la variación lineal de fase que ocasiona en la agrupación lineal de antenas, es decir las longitudes de los caminos desde el punto focal a cada elemento de la agrupación lineal son exactamente iguales produciendo un mismo frente de onda [8].

En la Figura 1.11 se muestran las trayectorias del haz desde el punto de alimentación focal perfecto hacia todos los elementos de la agrupación lineal.

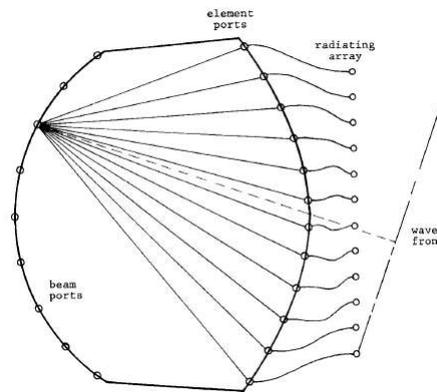


Figura 1.11: Punto focal sobre la lente de Rotman [13]

Actualmente es considerada una solución de bajo costo y diseño simple para el barrido de haz en sistemas de antenas radar o como sistemas de alimentación para reflectores cilindro parabólicos [18]. Una de las desventajas del diseño original de la lente de Rotman en guía de onda es su tamaño considerable para bajas frecuencias, sin embargo este problema es solucionado con el uso de un material con sustrato dieléctrico para su construcción, es decir este tipo de lentes pueden ser fabricadas en tecnología microstrip o stripline para la disminución de sus dimensiones [19].

Esta lente es similar a la lente de Ruze ya que comparten tres grados de libertad (superficie interior, superficie exterior, índice de refracción), pero con la diferencia de que posee un grado adicional de libertad (la posición de los elementos radiantes del contorno exterior respecto al contorno interior) lo que proporciona un mejor rendimiento para aperturas muy grandes [9] [8]. Para su diseño los valores de tres de los grados de libertad serán seleccionados para obtener las características de un amplio ángulo de barrido [18].

El diseño original de la lente de Rotman a sido el punto de partida de muchas otras investigaciones que buscan la optimización en su diseño, así por ejemplo la reducción del tamaño,

aumento en el ángulo de barrido, estudios sobre las paredes laterales absorbentes, mejora en el acoplamiento de las bocinas de alimentación, entre otras [1]. A continuación en la Tabla 1.3 se indican los parámetros de la lente de Rotman y su correspondiente simbología, la cual será utilizada en el desarrollo de este trabajo de titulación.

Tabla 1.3: Especificación de los parámetros de la lente de Rotman

Parámetro	Descripción
B_1	Arco Focal (alimentación)
I_1	Contorno interior de la agrupación lineal
I_2	Contorno exterior de la agrupación lineal
F	Longitud desde un punto focal al centro (0,0)
F_1, F_2	Puntos focales simétricos respecto al eje x
F_0	Punto focal sobre el eje x
G	Longitud desde el punto focal F_0 al centro (0,0)
R_p	Puntos no focales sobre el arco focal
H	Distancia desde un punto no focal al centro (0,0)
N	(Apertura de la agrupación lineal)/2
W	Distancia de las líneas de conexión entre contornos
X_1, Y_1	Coordenadas de los centros de fase de los puntos de alimentación
X, Y	Coordenadas de los puntos de la agrupación lineal del contorno interior
α	Ángulo de apuntamiento
β	Ángulo de los puntos focales

2. METODOLOGÍA

El presente estudio técnico ha seguido la siguiente metodología:

- Fase teórica.- Se investigaron distintas fuentes bibliográficas entre tesis de ingeniería, masterado y doctorado, así como libros, artículos científicos y patentes para realizar una breve introducción a las redes conformadoras de haces y lentes de microondas. Además se investigó con mayor detalle las lentes de Rotman y se determinó un procedimiento de diseño para las mismas.
- Fase de diseño.- Se procedió con la aplicación de las fórmulas presentadas en la fase teórica para el diseño de la lente de Rotman. Estas fórmulas fueron programadas en el software Matlab para encontrar las coordenadas de los puertos de alimentación y los puertos de la agrupación que conforman los contornos de la lente de Rotman, así como las longitudes de conexión hacia la agrupación lineal. Además se obtuvo la simulación de los diagramas de radiación producidos.
- Fase de simulación.- Se simuló el diseño en el software HFSS de ANSYS y se obtuvo los parámetros de dispersión "S". Se verificó el acoplamiento de los puertos a la cavidad de la lente de Rotman.
- Fase de validación y análisis de resultados.- Se validó la información obtenida del software HFSS con el diseño en Matlab de la lente. Se procedió con el procesamiento de los parámetros S de la lente de Rotman para calcular el diagrama de radiación en ambos casos y comparar resultados. Se realizó modificaciones al diseño hasta obtener la respuesta requerida.

2.1. INTRODUCCIÓN A LA METODOLOGÍA DE DISEÑO DE UNA LENTE DE ROTMAN

Una lente de Rotman está formada por M puertos de entrada y N puertos de salida que alimentan un arreglo de N antenas. Posee puertos dummy que son llamados también puertos de absorción utilizados para reducir ondas estacionarias y múltiples reflexiones que pueden afectar el rendimiento de la lente [18].

Para realizar el diseño de una lente de Rotman se han utilizado dos aproximaciones [8]:

- *Óptica Geométrica*.- esta aproximación es conocida también como modelo de longitud de caminos en el que se considera un retardo de tiempo de la señal proporcional a la distancia

entre los puertos del contorno de alimentación y los puertos del arreglo. Mediante esta primera aproximación se puede obtener la forma geométrica de la lente, la longitud de las líneas de conexión entre contornos y las aberraciones de cada camino; datos que permiten conseguir información sobre la fase en cada elemento de la agrupación.

- *Modelo Electromagnético.*-Esta aproximación permite obtener información de las magnitudes de potencia en cada elemento del arreglo de antenas, datos de acoplamiento, reflexiones internas, impedancia de puertos, patrones de radiación, entre otros. En este método es necesario el uso de un software de simulación electromagnética.

2.1.1. MODELO DE ÓPTICA GEOMÉTRICA

El modelo de óptica geométrica fue utilizado originalmente por Rotman y Turner para la obtención de las ecuaciones de diseño de la lente y es el método aplicado en este trabajo de titulación para conseguir la geometría de la lente. Este modelo considera que existen caminos directos conectados desde un puerto de alimentación hacia los puertos del contorno interior como se muestra en la Figura 1.11, ofreciendo así un acoplamiento perfecto, es decir un escenario sin pérdidas.

La diferencia en la longitud de caminos permite obtener el rendimiento de la lente. Cabe mencionar que para un punto focal se produce una función lineal dependiente de la posición de las antenas en el arreglo; para puntos no focales R_p , la diferencia de longitud de caminos no seguirá una función lineal, sino una desviación conocida como aberración óptica o error de longitud de caminos.

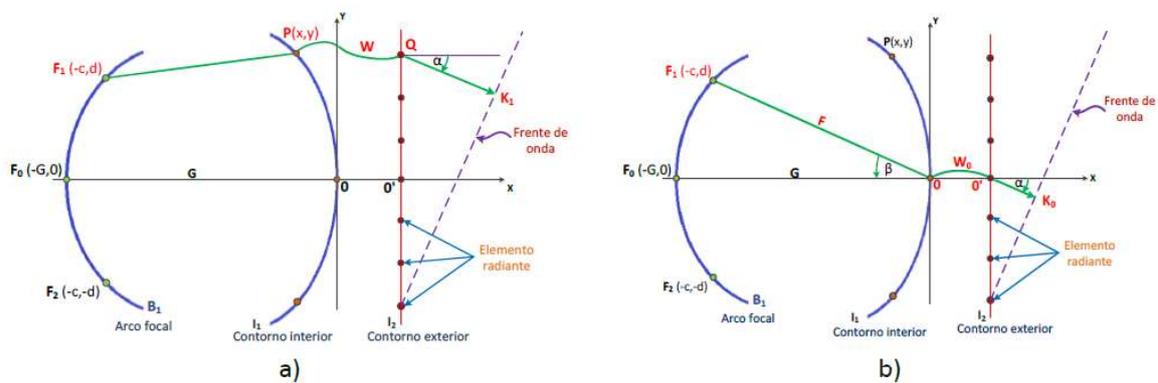


Figura 2.1: Longitud de caminos de los haces que parten de un punto focal [8]

Otra consideración que se tomó en cuenta en el modelo original de Rotman es $\alpha = \beta$, es decir el ángulo máximo para el puerto más externo dentro del contorno de alimentación es igual al ángulo máximo de barrido. Sin embargo estos ángulos pueden ser diferentes dependiendo de la

geometría que se requiera.

La condición de longitud de caminos establece que para un punto focal los caminos que se desprenden hacia un mismo frente de onda poseen igual longitud. Por ejemplo en la Figura 2.1 (a) desde el punto focal F_1 se extiende un camino de un haz que pasa por el punto P perteneciente al contorno interior de la lente, se une al punto Q del contorno exterior del arreglo y llega finalmente al frente de onda común mediante la línea de conexión entre el puerto de antena y elemento radiante, esta distancia se expresa como $\overline{F_1PQK_1}$. Para otro camino que se observa en la Figura 2.1 (b), esta distancia parte desde el mismo punto focal F_1 y pasa por el centro del sistema de referencia $(0,0)$ hasta terminar en el mismo frente de onda y se expresa como $\overline{F_1O'O'K_0}$ [18] [8]. Dada la condición de longitud de caminos $\overline{F_1PQK_1}$ es igual a $\overline{F_1O'O'K_0}$.

2.1.1.1. CÁLCULO DE LAS COORDENADAS DE LOS PUERTOS DE LA AGROPACIÓN (CONTORNO INTERIOR)

Aplicando la condición de longitud de caminos explicada anteriormente, se pueden deducir las fórmulas para encontrar la posición de los puertos de la agrupación en el contorno interior para el modelo original de Rotman y Turner, cuyo medio de propagación es el aire. Para esto se utilizaron las variables geométricas que se muestran en la Figura 2.2 y que se definieron en la Tabla 1.3.

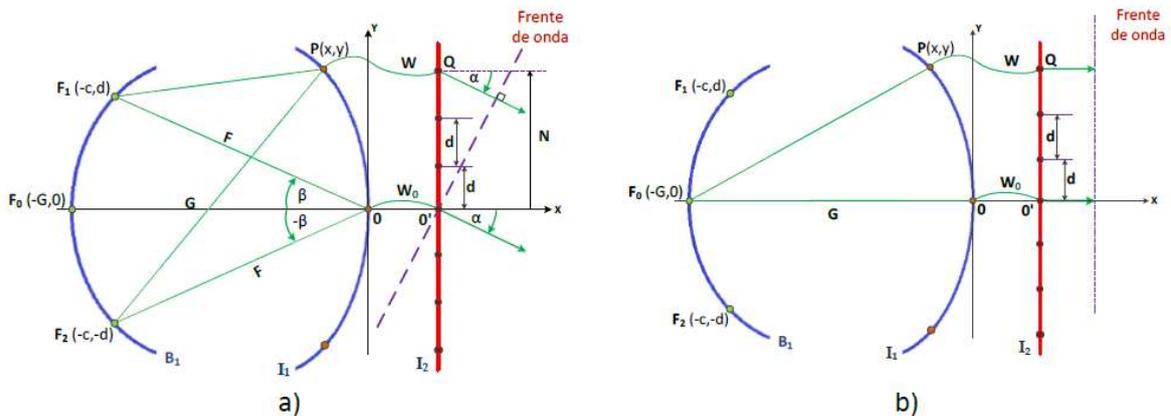


Figura 2.2: Variables geométricas para el cálculo del perfil del contorno interior [8]

Para los puntos focales F_0, F_1, F_2 que producen los ángulos de apuntamiento 0° y $\pm\alpha$ respectivamente la condición de igualdad de caminos se expresa como:

$$\overline{F_1P} + W + N \sin(\alpha) = F + W_0 \quad (2.1)$$

$$\overline{F_2P} + W - N \sin(\alpha) = F + W_0 \quad (2.2)$$

$$\overline{F_0P} + W = G + W_0 \quad (2.3)$$

Para empezar con el análisis de las ecuaciones para el cálculo de las coordenadas de los puertos de agrupación, se definen los siguientes parámetros normalizados con respecto a la distancia focal F :

$$x = \frac{X}{F} \quad ; \quad y = \frac{Y}{F}$$

$$w = \frac{W - W_0}{F} \quad ; \quad n = \frac{N}{F} \quad ; \quad g = \frac{G}{F}$$

$$a_0 = \cos(\alpha) \quad ; \quad b_0 = \sin(\alpha)$$

$$a_1 = \cos(\beta) \quad ; \quad b_1 = \sin(\beta)$$

Primero se normaliza con respecto a F las Ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.3 para obtener las ecuaciones:

$$\begin{aligned} \overline{F_1P} &= [F + W_0 - W - N \sin(\alpha)] \div F \\ \frac{\overline{F_1P}}{F} &= \overset{1}{\cancel{F}} + \left(\frac{W_0}{F} - \frac{W}{F} \right) - \frac{N \sin(\alpha)}{F} \\ \frac{\overline{F_1P}}{F} &= 1 - w - n b_0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} \overline{F_2P} &= [F + W_0 - W + N \sin(\alpha)] \div F \\ \frac{\overline{F_2P}}{F} &= \overset{1}{\cancel{F}} + \left(\frac{W_0}{F} - \frac{W}{F} \right) + \frac{N \sin(\alpha)}{F} \\ \frac{\overline{F_2P}}{F} &= 1 - w + n b_0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} \overline{GP} &= [G + W_0 - W] \div F \\ \frac{\overline{GP}}{F} &= g - w \end{aligned} \quad (2.6)$$

En la Figura 2.2 se definen $\overline{F_1P}$, $\overline{F_2P}$, \overline{GP} como las distancias entre cada punto focal del contorno de alimentación al punto P en el contorno interior de la lente. Aplicando la fórmula para calcular la distancia entre dos puntos conociendo sus coordenadas x, y se obtiene:

$$\begin{aligned} (\overline{F_1P})^2 &= (-F \cos(\beta) - X)^2 + (F \sin(\beta) - Y)^2 \\ &= F^2 \cos^2(\beta) + 2FX \cos(\beta) + X^2 + F^2 \sin^2(\beta) - 2FY \sin(\beta) + Y^2 \end{aligned}$$

$$(\overline{F_1P})^2 = F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos(\beta) - 2FY \sin(\beta) \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} (\overline{F_2P})^2 &= (-F \cos(\beta) - X)^2 + (-F \sin(\beta) - Y)^2 \\ &= F^2 \cos^2(\beta) + 2FX \cos(\beta) + X^2 + F^2 \sin^2(\beta) + 2FY \sin(\beta) + Y^2 \end{aligned}$$

$$(\overline{F_2P})^2 = F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos(\beta) + 2FY \sin(\beta) \quad (2.8)$$

$$(\overline{F_0P})^2 = (G - X)^2 + Y^2 \quad (2.9)$$

$$(\overline{GP})^2 = G^2 - 2GX + X^2 + Y^2 \quad (2.10)$$

Normalizando respecto a F las Ecuaciones 2.7, 2.8 y 2.10 se obtiene:

$$(\overline{F_1P})^2 = [F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos(\beta) - 2FY \sin(\beta)] \div F^2$$

$$\left(\frac{\overline{F_1P}}{F}\right)^2 = 1 + x^2 + y^2 + 2xa_1 - 2yb_1 \quad (2.11)$$

$$(\overline{F_2P})^2 = [F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos(\beta) + 2FY \sin(\beta)] \div F^2$$

$$\left(\frac{\overline{F_2P}}{F}\right)^2 = 1 + x^2 + y^2 + 2xa_1 + 2yb_1 \quad (2.12)$$

$$(\overline{GP})^2 = [G^2 - 2GX + X^2 + Y^2] \div F^2$$

$$\left(\frac{\overline{GP}}{F}\right)^2 = g^2 - 2gx + x^2 + y^2 \quad (2.13)$$

Elevando al cuadrado las Ecuaciones 2.4, 2.5 y 2.6 se obtiene:

$$\left(\frac{\overline{F_1P}}{F}\right)^2 = (1 - w - nb_0)^2$$

$$\left(\frac{\overline{F_1P}}{F}\right)^2 = 1 + w^2 + n^2b_0^2 - 2w - 2nb_0 + 2wnb_0 \quad (2.14)$$

$$\left(\frac{\overline{F_2P}}{F}\right)^2 = (1 - w + nb_0)^2$$

$$\left(\frac{\overline{F_2P}}{F}\right)^2 = 1 + w^2 + n^2b_0^2 - 2w + 2nb_0 - 2wnb_0 \quad (2.15)$$

$$\left(\frac{\overline{GP}}{F}\right)^2 = (g - w)^2$$

$$\left(\frac{\overline{GP}}{F}\right)^2 = g^2 - 2gw + w^2 \quad (2.16)$$

Igualando las Ecuaciones 2.11 y 2.14 se obtiene:

$$1 + x^2 + y^2 + 2xa_1 - 2yb_1 = 1 + w^2 + n^2b_0^2 - 2w - 2nb_0 + 2wnb_0 \quad (2.17)$$

Mientras que al igualar las Ecuaciones 2.12 y 2.15 se obtiene:

$$1 + x^2 + y^2 + 2xa_1 + 2yb_1 = 1 + w^2 + n^2b_0^2 - 2w + 2nb_0 - 2wnb_0 \quad (2.18)$$

Al restar la Ecuación 2.17 y 2.18 se llega a la Ecuación 2.19 para obtener el valor de y :

$$\begin{aligned} 1 + x^2 + y^2 + 2xa_1 - 2yb_1 &= 1 + w^2 + n^2b_0^2 - 2w - 2nb_0 + 2wnb_0 \\ -1 - x^2 - y^2 - 2xa_1 + 2yb_1 &= -1 - w^2 - n^2b_0^2 + 2w + 2nb_0 - 2wnb_0 \\ -4yb_1 &= 4nb_0 - 4wnb_0 \\ y &= n \frac{b_0}{b_1} (1 - w) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Sumando las Ecuaciones 2.17 y 2.18 se obtiene:

$$\begin{aligned} 1 + x^2 + y^2 + 2xa_1 - 2yb_1 &= 1 + w^2 + n^2b_0^2 - 2w - 2nb_0 + 2wnb_0 \\ 1 + x^2 + y^2 + 2xa_1 + 2yb_1 &= 1 + w^2 + n^2b_0^2 - 2w + 2nb_0 - 2wnb_0 \\ 2 + 2x^2 + 2y^2 &= 4xa_1 = 2 + 2w^2 + 2n^2b_0^2 - 4w \\ x^2 + y^2 + 2xa_1 &= w^2 + n^2b_0^2 - 2w \end{aligned} \quad (2.20)$$

Igualando las Ecuaciones 2.13 y 2.16 se obtiene:

$$\begin{aligned} g^2 - 2gx + x^2 + y^2 &= g^2 - 2gw + w^2 \\ x^2 + y^2 + 2gx &= w^2 - 2gw \end{aligned} \quad (2.21)$$

Restando la Ecuación 2.21 y 2.20 se llega a la Ecuación 2.22 para obtener el valor de x :

$$\begin{aligned} x^2 + y^2 + 2xa_1 &= w^2 + n^2b_0^2 - 2w \\ -x^2 - y^2 - 2gx &= -w^2 + 2gw \\ 2xa_1 - 2gx &= n^2b_0^2 - 2w + 2gw \\ x &= \frac{n^2b_0^2 - 2w + 2gw}{2a_1 - 2g} \\ x &= \frac{-n^2b_0^2 - 2w(g - 1)}{2(g - a_1)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Reemplazando la Ecuación 2.19 y 2.22 en la Ecuación 2.21 se obtiene:

$$\begin{aligned}
& \left(\frac{-n^2 b_0^2 - 2w(g-1)}{2(g-a_1)} \right)^2 + \left(n \frac{b_0}{b_1} (1-w) \right)^2 + 2g \left(\frac{-n^2 b_0^2 - 2w(g-1)}{2(g-a_1)} \right) = w^2 - 2gw \\
& \frac{n^4 b_0^4 - 4n^2 b_0^2 w(g-1) + 4w^2(g-1)^2}{4(g-a_1)^2} + \frac{n^2 b_0^2}{b_1^2} (1-2w+w^2) - \frac{n^2 b_0^2 g + 2wg(g-1)}{(g-a_1)} = w^2 - 2gw \\
& \frac{4(g-1)^2 + 4(g-a_1)n^2 \left(\frac{b_0}{b_1}\right)^2}{4(g-a_1)^2} w^2 + \frac{4n^2 b_0^2 (g-1) - 8(g-a_1)^2 n^2 \left(\frac{b_0}{b_1}\right)^2 - 8g(g-a_1)(g-1)}{4(g-a_1)^2} \\
& + \frac{n^4 b_0^4 + 4(g-a_1)^2 n^2 \left(\frac{b_0}{b_1}\right)^2 - 4g(g-a_1)n^2 b_0^2}{4(g-a_1)^2} = w^2 - 2gw \\
& \left[1 - \frac{(g-1)^2}{(g-a_1)^2} - n^2 \frac{b_0^2}{b_1} \right] w^2 + \left[n^2 b_0^2 \frac{(g-1)^2}{(g-a_1)^2} + 2n^2 \left(\frac{b_0}{b_1}\right)^2 + 2g \left(\frac{b_0}{b_1}\right)^2 - 2g \right] w + \\
& \frac{gn^2 b_0^2}{(g-a_1)} - n^2 \left(\frac{b_0}{b_1}\right)^2 - \frac{n^4 b_0^4}{4(g-a_1)^2} = 0 \\
& aw^2 + bw + c = 0 \tag{2.23}
\end{aligned}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
a &= \left[1 - \frac{(g-1)^2}{(g-a_1)^2} - n^2 \frac{b_0^2}{b_1} \right] \\
b &= \left[n^2 b_0^2 \frac{(g-1)^2}{(g-a_1)^2} + 2n^2 \frac{b_0^2}{b_1} + 2g \left(\frac{b_0}{b_1}\right)^2 - 2g \right] \\
c &= \left[\frac{gn^2 b_0^2}{(g-a_1)} + n^2 \left(\frac{b_0}{b_1}\right)^2 + \frac{n^4 b_0^4}{4(g-a_1)^2} \right] \tag{2.24}
\end{aligned}$$

Como se puede observar la Ecuación 2.23 es una ecuación cuadrática cuya solución es:

$$w = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \tag{2.25}$$

Los valores de a , b y c de la Ecuación 2.23 dependen de los parámetros b_0 , b_1 , a_1 , g y n que a su vez dependen de los ángulos α , β que son parámetros seleccionados desde el comienzo para el diseño de la lente de Rotman. Calculados estos parámetros es posible encontrar el valor de w y n , valor que se requiere para obtener las coordenadas (x, y) de los puertos de la agrupación pertenecientes al contorno interior.

Este procedimiento es aplicado cuando la lente posee tres puntos focales perfectos que apuntan a $\pm\alpha$ y 0° y puntos intermedios no focales que también enfoquen correctamente dentro del ángulo máximo de barrido. Dong propone un método alternativo de optimización para minimizar los errores de fase producidos en los puntos no focales de una lente trifocal convencional, utilizando un diseño no focal para todos los puertos de alimentación [20].

2.1.1.2. CÁLCULO DE LAS COORDENADAS DE LOS PUERTOS DE LA AGRUPACIÓN PARA UN DISEÑO EN MICROSTRIP

Las ecuaciones presentadas en la sección anterior se utilizan cuando el medio de propagación es el aire. Estas ecuaciones pueden ser escaladas para el material requerido mediante el uso de un factor $(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}})$, de esta forma es posible obtener lentes compactas a partir del modelo original planteado por Rotman y Turner [21].

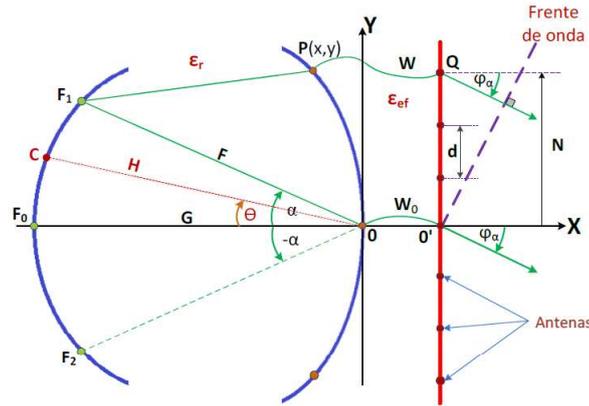


Figura 2.3: Geometría de la lente de Rotman para diseño microstrip [8]

Otra forma de obtener el diseño de lentes de Rotman en tecnología microstrip es aplicando directamente fórmulas que se encuentran en función de la constante dieléctrica de los materiales ϵ_r .

Dados los ángulos de apuntamiento 0° , α y $-\alpha$ correspondientes a los puntos focales de alimentación F_0 , F_1 , F_2 y asumiendo que los ángulos de salida son 0° , ψ_α y $-\psi_\alpha$ se plantean las siguientes ecuaciones para la Figura 2.3:

$$\overline{F_1P}\sqrt{\epsilon_r} + W\sqrt{\epsilon_{ef}} + N\sin\psi_\alpha = F\sqrt{\epsilon_r} + W_0\sqrt{\epsilon_{ef}} \quad (2.26)$$

$$\overline{F_2P}\sqrt{\epsilon_r} + W\sqrt{\epsilon_{ef}} - N\sin\psi_\alpha = F\sqrt{\epsilon_r} + W_0\sqrt{\epsilon_{ef}} \quad (2.27)$$

$$\overline{F_0P}\sqrt{\epsilon_r} + W\sqrt{\epsilon_{ef}} = G\sqrt{\epsilon_r} + W_0\sqrt{\epsilon_{ef}} \quad (2.28)$$

Dados los siguientes parámetros normalizados respecto a F se tiene:

$$x = \frac{X}{F}; \quad y = \frac{Y}{F}; \quad w = \frac{(W - W_0)}{F};$$

$$\eta = \frac{N}{\sqrt{\epsilon_r}F}; \quad g = \frac{G}{F};$$

$$a_0 = \cos\alpha; \quad b_0 = \sin\alpha; \quad a_1 = \cos\psi_\alpha; \quad b_1 = \sin\psi_\alpha;$$

$$\delta = \sqrt{\frac{\epsilon_{ef}}{\epsilon_r}}; \quad \gamma = \frac{\sin \psi \alpha}{\sin \alpha}$$

Donde γ es la relación del ángulo de apuntamiento de salida respecto al ángulo de los puntos focales.

En el modelo original planteado por Rotman y Turner se considera que el ángulo de salida es igual al ángulo de entrada, por lo que esta relación es igual a 1[19].

Normalizando respecto a $\sqrt{\epsilon_r}F$ las Ecuaciones 2.26, 2.27 y 2.28 se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{\overline{F_1P}}{F} &= 1 - \frac{(W - W_0)}{F} \frac{\sqrt{\epsilon_{ef}}}{\sqrt{\epsilon_r}} - \frac{N}{\sqrt{\epsilon_r}F} \sin \psi \alpha \\ \frac{\overline{F_1P}}{F} &= 1 - w\delta - \eta b_1 \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{\overline{F_2P}}{F} &= 1 - \frac{(W - W_0)}{F} \frac{\sqrt{\epsilon_{ef}}}{\sqrt{\epsilon_r}} + \frac{N}{\sqrt{\epsilon_r}F} \sin \psi \alpha \\ \frac{\overline{F_2P}}{F} &= 1 - w\delta + \eta b_1 \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} \frac{\overline{GP}}{F} &= \frac{G}{F} - \frac{(W - W_0)}{F} \frac{\sqrt{\epsilon_{ef}}}{\sqrt{\epsilon_r}} \\ \frac{\overline{GP}}{F} &= g - \delta w \end{aligned} \quad (2.31)$$

De la Figura 2.3 se establecen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \overline{F_1P}^2 &= (-F \cos \alpha - X)^2 + (-F \sin \alpha - Y)^2 \\ \overline{F_1P}^2 &= F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos \alpha + 2FY \sin \alpha \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \overline{F_2P}^2 &= (-F \cos \alpha - X)^2 + (F \sin \alpha + Y)^2 \\ \overline{F_2P}^2 &= F^2 + X^2 + Y^2 + 2FX \cos \alpha + 2FY \sin \alpha \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} \overline{GP}^2 &= (G - X)^2 + (0 - Y)^2 \\ \overline{GP}^2 &= G^2 + 2GX + X^2 + Y^2 \end{aligned} \quad (2.34)$$

Normalizando las Ecuaciones 2.32, 2.33 y 2.34 respecto a F:

$$\frac{\overline{F_1 P^2}}{F^2} = 1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 - 2yb_0 \quad (2.35)$$

$$\frac{\overline{F_2 P^2}}{F^2} = 1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 + 2yb_0 \quad (2.36)$$

$$\frac{\overline{GP^2}}{F^2} = g^2 + 2gx + x^2 + y^2 \quad (2.37)$$

Se eleva al cuadrado las Ecuaciones 2.29, 2.30 y 2.31

$$\frac{\overline{F_1 P^2}}{F^2} = 1 + w^2 \delta^2 + \eta^2 b_1^2 - 2w\delta - 2\eta b_1 + 2\eta b_1 \delta w \quad (2.38)$$

$$\frac{\overline{F_2 P^2}}{F^2} = 1 + w^2 \delta^2 + \eta^2 b_1^2 - 2w\delta + 2\eta b_1 - 2\eta b_1 \delta w \quad (2.39)$$

$$\frac{\overline{GP^2}}{F^2} = g^2 - 2g\delta w + w^2 \delta^2 \quad (2.40)$$

Igualando las Ecuaciones 2.35 y 2.38 se llega a la siguiente expresión:

$$1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 - 2yb_0 = 1 + w^2 \delta^2 + \eta^2 b_1^2 - 2w\delta - 2\eta b_1 + 2\eta b_1 \delta w \quad (2.41)$$

Igualando las Ecuaciones 2.40 y 2.41 se obtiene:

$$1 + x^2 + y^2 + 2xa_0 - 2yb_0 = 1 + w^2 \delta^2 + \eta^2 b_1^2 - 2w\delta + 2\eta b_1 - 2\eta b_1 \delta w \quad (2.42)$$

Igualando las Ecuaciones 2.37 y 2.40

$$g^2 + 2gx + x^2 + y^2 = g^2 - 2g\delta w + w^2 \delta^2$$

$$x^2 + y^2 + 2gx = w^2 \delta^2 - 2g\delta w \quad (2.43)$$

Restando las Ecuaciones 2.41 y 2.42

$$-4yb_0 = -4\eta b_1 + 4\eta b_1 \delta w$$

$$y = \eta \gamma (1 - w\delta) \quad (2.44)$$

Sumando las Ecuaciones 2.41 y 2.42

$$x^2 + y^2 + 2xa_0 = w^2 \delta^2 + \eta^2 b_1^2 - 2w\delta \quad (2.45)$$

Restando las Ecuaciones 2.45 y 2.43 se obtiene la Ecuación 2.46 para hallar x:

$$2xa_0 - 2gx = \eta^2 b_1^2 - 2w\delta + gw\delta$$

Se procede con el cálculo del radio R de la circunferencia mediante la aplicación de la ley de cosenos en el triángulo $\triangle(R, F, G - R)$

$$R^2 = (G - R)^2 + F^2 - 2F(G - R) \cdot \cos \beta \quad (2.48)$$

Conociendo previamente a_1 y b_1 :

$$a_1 = \cos \beta \quad ; \quad b_1 = \sin \beta$$

Y reemplazando a_1 y b_1 en la Ecuación 2.48 se obtiene:

$$\begin{aligned} R^2 &= (G - R)^2 + F^2 - 2F(G - R) \cdot a_1 \\ R^2 &= G^2 - 2GR + R^2 + F^2 - 2FGa_1 + 2FRa_1 \\ 2GR - 2FRa_1 &= G^2 + F^2 - 2FGa_1 \\ R &= \frac{G^2 + F^2 - 2FGa_1}{2G - 2Fa_1} \end{aligned} \quad (2.49)$$

Reemplazando la identidad $\sin^2 \beta + \cos^2 \beta = 1$ en la Ecuación 2.49 se obtiene:

$$\begin{aligned} R &= \frac{G^2 + F^2(a_1^2 + b_1^2) - 2FGa_1}{2(G - Fa_1)} \\ R &= \frac{G^2 + F^2a_1^2 + F^2b_1^2 - 2FGa_1}{2(G - Fa_1)} \\ R &= \frac{F^2a_1^2 - 2FGa_1 + G^2 + F^2b_1^2}{2(G - Fa_1)} \\ R &= \frac{(Fa_1 - G)^2 + F^2b_1^2}{2(G - Fa_1)} \end{aligned} \quad (2.50)$$

Normalizando respecto a F la Ecuación 2.50:

$$r = \frac{(a_1 - g)^2 + b_1^2}{2(g - a_1)} \quad (2.51)$$

Donde $r = \frac{R}{F}$.

Como se observa en la Figura 2.4 la distancia H se puede calcular aplicando ley de cosenos en el triángulo $\triangle(R_p, G - R, 0)$:

$$R^2 = (G - R)^2 + H^2 - 2H(G - R) \cdot \cos \theta_1 \quad (2.52)$$

Normalizando respecto a F :

$$\begin{aligned} r^2 &= (g - r)^2 + h^2 - 2h(g - r) \cdot \cos \theta_1 \\ r^2 &= g^2 - 2gr + r^2 + h^2 - 2h(g - r) \cdot \cos \theta_1 \\ 0 &= h^2 + g^2 - 2gr - 2h(g - r) \cdot \cos \theta_1 \end{aligned}$$

$-g + b$. Las coordenadas del punto focal $F_1(-\cos \alpha, \sin \alpha)$ son reemplazadas en la Ecuación 2.55 obteniendo:

$$\begin{aligned} \frac{(-\cos \alpha + g - b)^2}{b^2} + \frac{y^2}{a^2} &= 1 \\ \frac{(-\cos \alpha + g - b)^2}{b^2} + \frac{\sin^2 \alpha}{a^2} &= 1 \\ \frac{\cos^2 \alpha + g^2 + b^2 - 2g \cos \alpha + 2b \cos \alpha - 2gb}{b^2} + \frac{\sin^2 \alpha}{a^2} &= \frac{b^2}{b^2} \\ \frac{(-\cos \alpha + g)^2 - 2b(-\cos \alpha + g) + \sin^2 \alpha}{b^2} + \frac{\sin^2 \alpha}{a^2} &= 0 \end{aligned} \quad (2.56)$$

De la ecuación de la excentricidad se obtiene que $b^2 = a^2(1 - \varepsilon^2)$ que al ser reemplazada en la Ecuación 2.56 se hallan las ecuaciones para a y b :

$$\begin{aligned} \frac{(g - \cos \alpha)^2 - 2b(-\cos \alpha + g) + \sin^2 \alpha}{a^2(1 - \varepsilon^2)} + \frac{\sin^2 \alpha}{a^2} &= 0 \\ (g - \cos \alpha)^2 - 2b(-\cos \alpha + g) + \sin^2 \alpha (1 - \varepsilon^2) &= 0 \\ b &= \frac{(g - \cos \alpha)^2 + \sin^2 \alpha (1 - \varepsilon^2)}{2(-\cos \alpha + g)} \end{aligned} \quad (2.57)$$

$$a = \frac{b}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}} \quad (2.58)$$

Entonces las coordenadas de los puntos focales pueden ser expresadas como:

$$\begin{aligned} R_b \begin{cases} y_b = \sin \theta \overline{R_b O} & \Rightarrow \overline{R_b O} = \frac{y_b}{\sin \theta} \\ x_b = -\cos \theta \overline{R_b O} & \Rightarrow \overline{R_b O} = \frac{x_b}{-\cos \theta} \end{cases} \\ \frac{y_b}{\sin \theta} = \frac{x_b}{-\cos \theta} \\ y_b = x_b \cdot \frac{\sin \theta}{-\cos \theta} \\ y_b = -x_b \tan \theta \end{aligned} \quad (2.59)$$

Todo punto de la elipse debe cumplir su ecuación. Se reemplaza la Ecuación 2.59 en 2.55 para obtener:

$$\frac{(x_b + g - b)^2}{a^2(1 - \varepsilon^2)} + \frac{(-x_b \tan \theta)^2}{a^2} = 1 \quad (2.60)$$

Finalmente reemplazando el valor de b^2 en la Ecuación 2.60 se obtienen las ecuaciones para las coordenadas del punto $R_b(x_b, y_b)$:

$$\begin{aligned} x_b^2 + g^2 + b^2 + 2x_b g - 2x_b b - 2gb + x_b^2 \tan^2 \theta (1 - \varepsilon^2) &= a^2 (1 - \varepsilon^2) \\ x_b^2 + x_b^2 \tan^2 \theta (1 - \varepsilon^2) + g^2 + b^2 + 2x_b g - 2x_b b - 2gb - b^2 &= 0 \\ x_b^2 (1 + \tan^2 \theta (1 - \varepsilon^2)) + x_b (2g - 2b) + (g^2 - 2gb) &= 0 \end{aligned}$$

$$x_b = \frac{-(g^2 - 2gb) + \sqrt{(2g - 2b)^2 - 4(1 + \tan^2 \theta (1 - \varepsilon^2))(g^2 - 2gb)}}{2(1 + \tan^2 \theta (1 - \varepsilon^2))} \quad (2.61)$$

$$y_b = -x_b \tan \theta \quad (2.62)$$

2.1.2. MODELO DE APERTURAS BIDIMENSIONALES

El modelo de aperturas bidimensionales de la Figura 2.6 permite obtener los valores de potencia en los puertos de salida respecto a la potencia de los puertos de entrada, con los cuales se puede obtener a su vez los patrones de radiación de la agrupación de antenas alimentada por la lente de Rotman, además de las pérdidas de inserción producidas por cada puerto. Smith y Fong [22] utilizan la teoría de aperturas bidimensionales en la cual los alimentadores de guía de onda son aproximados por antenas bidimensionales con una distribución de campo tipo coseno en la apertura, esta aproximación también es válida para alimentadores en tecnología microstrip pero con una distribución de campo uniforme.

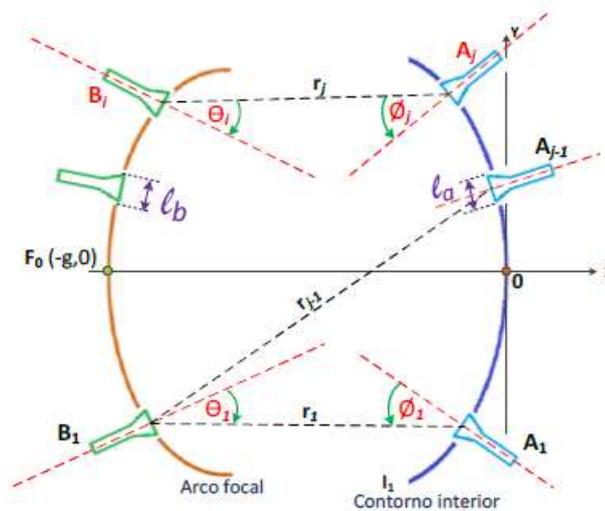


Figura 2.6: Modelo de aperturas bidimensionales [8]

Este modelo utiliza un equivalente bidimensional de la ecuación de transmisión de Friis para encontrar los valores de potencia en los puertos del contorno interior de la lente [19]. A continuación se presenta un análisis de este modelo.

Se considera a los puertos de alimentación como antenas transmisoras cuya ganancia está definida por la Ecuación 2.63:

$$S_d = G \frac{P_{trans}}{2\pi r h} \quad (2.63)$$

Donde: S_d es la densidad de flujo de potencia

P_{trans} la potencia transmitida

r la distancia de separación entre los puertos de alimentación del arco focal y los puertos del contorno interior

h es la distancia de separación entre placas paralelas

Conociendo la ganancia para una antena de apertura uniforme:

$$G = \frac{2\pi L_e}{\lambda} \quad (2.64)$$

Donde L_e es el ancho efectivo de la apertura.

Se plantea el equivalente bidimensional de la ecuación de Friis como:

$$P_{rec} = S_d(\theta) * A_{rec}(\phi)$$

$$P_{rec} = \frac{P_{trans} * G(\theta)}{2\pi r h} L_e(\phi) h \quad (2.65)$$

$$\frac{P_{rec}}{P_{trans}} = \frac{\lambda}{4\pi^2 r} G_t(\theta) G_r(\phi) \quad (2.66)$$

Donde: θ y ϕ están determinados por la geometría de la lente y son los ángulos respecto a las rectas normales a las aperturas de los puertos del arco focal y los puertos del contorno interior.

$G_T(\theta)$ y $G_T(\phi)$ las ganancias de los puertos de alimentación y los puertos de salida que se tratan como antenas sectoriales.

Para una lente en guía de onda, los puertos de entrada y salida se consideran antenas sectoriales de apertura l_b , para los cuales la ganancia está definida en la Ecuación 2.67:

$$G(\theta) = \frac{2\pi l_b}{\lambda} \frac{8}{\pi^2} (\cos \theta)^2 \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi l_b \sin \theta}{\lambda}\right)}{1 - \left(\frac{2l_b \sin \theta}{\lambda}\right)^2} \right]^2 \quad (2.67)$$

Para una lente en microstrip, los puertos de entrada y salida se consideran antenas sectoriales de apertura l_b , para los cuales la ganancia está definida en la Ecuación 2.68:

$$G(\theta) = \frac{2\pi l_b}{\lambda} (\cos \theta)^2 \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi l_b \sin \theta}{\lambda}\right)}{\frac{\pi l_b \sin \theta}{\lambda}} \right]^2 \quad (2.68)$$

2.1.3. DISEÑO DE LAS LÍNEAS DE CONEXIÓN MICROSTRIP

Para el diseño de la lente en tecnología microstrip se debe realizar el cálculo de las dimensiones de las líneas microstrip dada la impedancia de los puertos de alimentación y los puertos del contorno interior. A continuación se presentan las ecuaciones generales para este propósito [23][24].

Dada la Figura 2.7 se definen los siguientes parámetros para una línea microstrip.

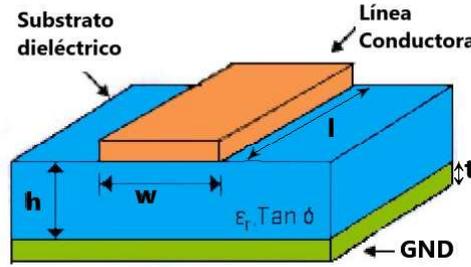


Figura 2.7: Esquema de una línea de transmisión microstrip [25]

Donde: w es el ancho de la línea microstrip

h el espesor del sustrato

l la longitud de la línea de transmisión

ϵ_r la constante del dieléctrico

t el espesor del material conductor del que esta hecha la línea de transmisión

GND es el plano de tierra del mismo material conductor

Sea $\epsilon_{r,eff}$ la constante dieléctrica efectiva que reemplaza a la constante del aire y del dieléctrico, cumple con la condición de la Ecuación 2.69.

$$1 < \epsilon_{r,eff} < \epsilon_r \quad (2.69)$$

En la Ecuación 2.70, la constante dieléctrica efectiva está definida como:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times F\left(\frac{w}{h}\right) \quad (2.70)$$

Hammerstad en su estudio define F para diferentes condiciones de $\frac{w}{h}$ de la siguiente forma:

$$F = \begin{cases} \left(1 + 12 \times \left(\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \times \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2\right)^{-1} & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \left(1 + 12 \times \left(\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}\right)^{-1} & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.71)$$

La constante dieléctrica efectiva dada la condición $l \gg w$ se encuentra mediante la Ecuación 2.72:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \left(1 + 12 \times \left(\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}\right)^{-1} \quad (2.72)$$

En general para calcular la impedancia característica Z_0 se tienen las siguientes ecuaciones que dependen de la relación $\frac{w}{h}$:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\epsilon_r e f} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r e f} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right)\right)} & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.73)$$

Donde:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right) & \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.74)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.75)$$

$$B = \frac{120\pi^2}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.76)$$

2.1.4. DISEÑO DE PAREDES LATERALES

Mediante el modelo de óptica geométrica es posible encontrar la geometría de la lente tanto del arco focal como del contorno interior y mediante el modelo de aperturas bidimensionales se encuentran las potencias de salida en cada puerto de la lente, sin embargo ninguno de los dos modelos permite obtener la geometría de las paredes laterales. Para una lente "ideal" las paredes laterales siguen una función lineal que une ambos contornos de la lente, por lo que idealmente toda la potencia de entrada es recibida en los puertos de salida, ya que no se consideran las reflexiones que se producen en estas paredes laterales debido a la geometría de la lente. Por ejemplo en las uniones de las bocinas sectoriales las señales pueden reflejarse al interior de la cavidad, por lo que es necesario realizar un diseño adecuado de las paredes laterales para que se eviten las reflexiones hacia los puertos de salida.

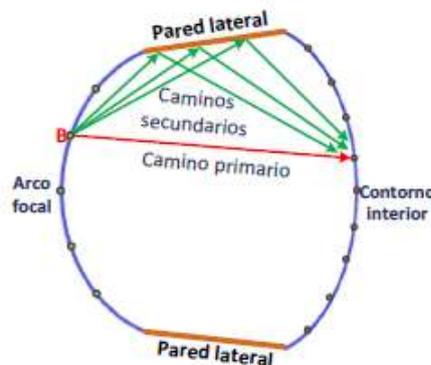


Figura 2.8: Reflexiones internas en las paredes laterales de la lente [8]

Existen diversas técnicas para el diseño de las paredes laterales, entre las cuales se pueden mencionar [5][22][26][27]:

- El uso de materiales absorbentes para una lente de placas paralelas alimentada por guía de onda como se observa en la Figura 2.9. Estos materiales absorbentes son de gran eficiencia pero de alto costo y de difícil adquisición. Proveen de una buena absorción y no depende de la frecuencia ni de los ángulos de incidencia de la señal.

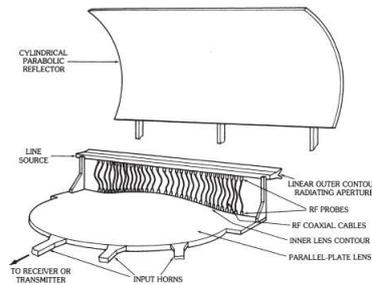


Figura 2.9: Lente de placas paralelas en guía de onda con material absorbente en las paredes laterales [5]

- Para lentes con tecnología microstrip se utilizan puertos “dummy” con carga acoplada sobre una curvatura que une a los contornos opuestos como se observa en la Figura 2.10. Fong y Smith utilizaron estos puertos dummy sobre las paredes laterales terminadas en cargas acopladas de 50Ω y mencionan el deterioro de su rendimiento en función del ángulo de incidencia. También se debe tomar en cuenta que esta alternativa puede resultar costosa al incrementar el número de puertos dummy y por tanto el número de cargas adaptadas.

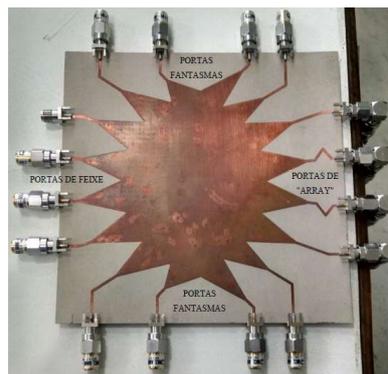


Figura 2.10: Lente de Rotman en tecnología microstrip con puertos dummy y cargas acopladas [28]

Estos puertos dummy son llamados también puertos ficticios con una apertura determinada y cuya función es absorber la energía reflejada por los contornos de la lente para evitar reflexiones dentro de la cavidad [19].

- Otra alternativa para el diseño de las paredes laterales en tecnología microstrip es el uso de puertos dummy con materiales de altas pérdidas sobre las líneas, se debe considerar que su uso se ve limitado a sustratos con constantes dieléctricas bajas ϵ_r (entre 2 y 3) [26].

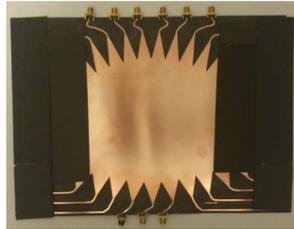


Figura 2.11: Lente de Rotman en tecnología microstrip con puertos dummy terminados en material absorbente [28]

- El uso de una o varias capas de un cuarto de onda de longitud sobre las paredes laterales de materiales con una permitividad igual a $\sqrt{\epsilon_r}$, como se observa en la Figura 2.11. Esta alternativa tiene como limitante su uso en banda estrecha, dado que su acoplamiento con la cavidad se produce a una sola frecuencia y un ángulo de incidencia. Otro limitante es su ángulo crítico para el cual se debe cumplir $\theta > \theta_{\text{crítico}}$ tal que no se produzcan reflexiones internas, para ello se debe cumplir con la Ecuación 2.77.

$$\text{sen } \theta_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.77)$$

El ángulo de incidencia varía entre $\pm\theta_c$. En la Figura 2.12 se puede observar el principio de funcionamiento de esta técnica que se basa en las múltiples reflexiones entre capas de distintos materiales con diferentes permitividades, los cuales reducen el coeficiente de reflexión efectivo de las paredes laterales de la lente [27].

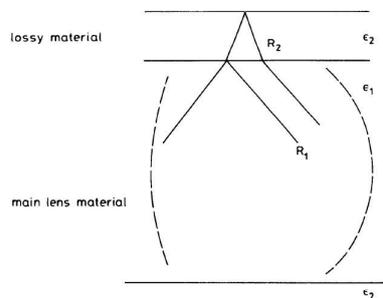


Figura 2.12: Reflexiones en las paredes laterales de una Lente de Rotman con capas de distintos materiales [27]

C. Penney [29] presenta un análisis sobre el impacto de la curvatura de las paredes laterales, el

número y ancho de los puertos dummy. A continuación se presentan las principales conclusiones.

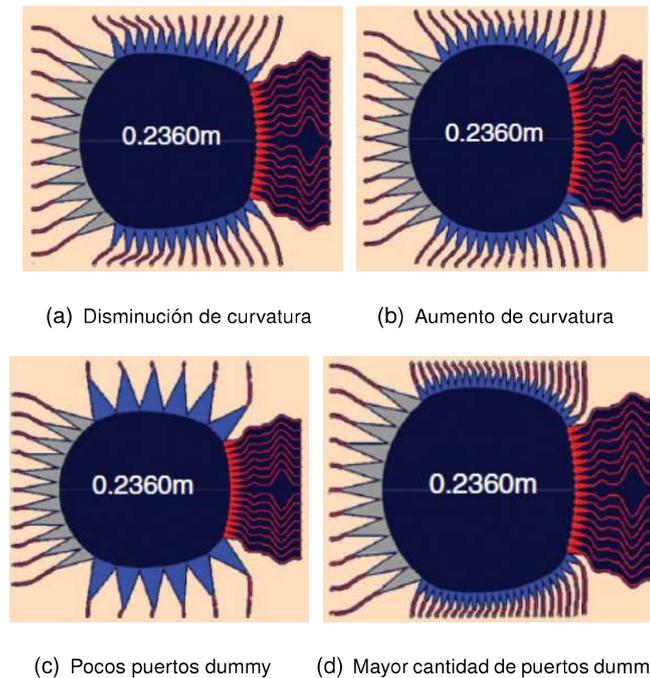


Figura 2.13: Algunas variaciones de las paredes laterales [29]

Para analizar la curvatura de las paredes laterales se mantiene fijo el tamaño de la apertura de los puertos dummy como se muestra en la Figura 2.13 (a) y (b) y considerando que mientras más plana es la pared lateral el número de puertos dummy disminuye, se concluye que las variaciones en la geometría de la lente afectan al nivel y posición de los lóbulos laterales. Los resultados muestran que para variaciones entre curvaturas más pronunciadas y curvaturas más planas se obtienen valores similares, es decir que las reflexiones producidas desde los puertos dummy son escasas y por tanto la forma y posición del haz no cambian.

En cuanto al número y tamaño de puertos dummy se considera constante la curvatura de las paredes laterales para realizar el análisis como se muestra en la Figura 2.13 (c) y (d) llegando a la misma conclusión anterior, las reflexiones producidas son mínimas por tanto no interfieren en la señal transmitida y en consecuencia el patrón de radiación generado es similar con el uso de muchos o pocos puertos dummy [29].

Otro parámetro que debe tomarse en cuenta es la geometría de las paredes laterales debido a las reflexiones que se producen en las mismas, ocasionadas por las señales provenientes de los puertos del arco focal y del contorno interno.

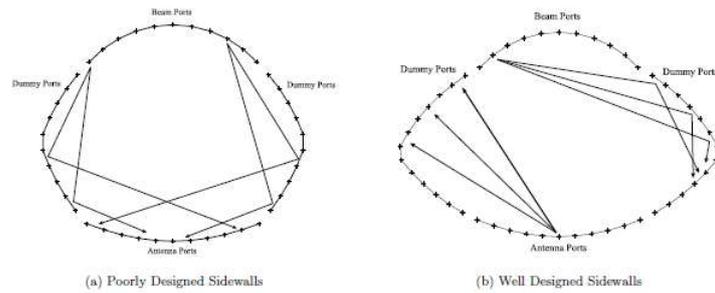


Figura 2.14: Geometría de las paredes laterales a)perfil mal diseñado, b)perfil bien diseñado [30]

Para la lente de la Figura 2.14 (b) pocos son los rayos o reflexiones que llegan al contorno interior desde los puertos dummy y dependiendo de la geometría estos rayos se propagan dentro de la cavidad formada por los puertos dummy, evitando así que estos lleguen a la cavidad de placas paralelas e interfieran con la posición del haz. Es decir se debe tratar que las paredes laterales sean pronunciadas para que las múltiples reflexiones se produzcan dentro de esta área y no se dispersen a la cavidad interior de la lente [30].

2.1.5. DISEÑO DEL TAPER

Un taper puede definirse como la transición entre la línea microstrip y la cavidad, de tal manera que el ancho de la línea de transmisión se incrementará gradualmente desde una impedancia igual al de la línea de transmisión (generalmente 50Ω) a la impedancia que presenta la cavidad de la lente, es decir se realiza el acoplamiento entre dos impedancias diferentes.

Existen algunos tipos de tapers como se muestra en la Figura 2.15. Por ejemplo los taper exponencial, gaussiano, multisección, lineal, entre otros. Se puede encontrar un análisis de estos tapers en [30] [31][32].

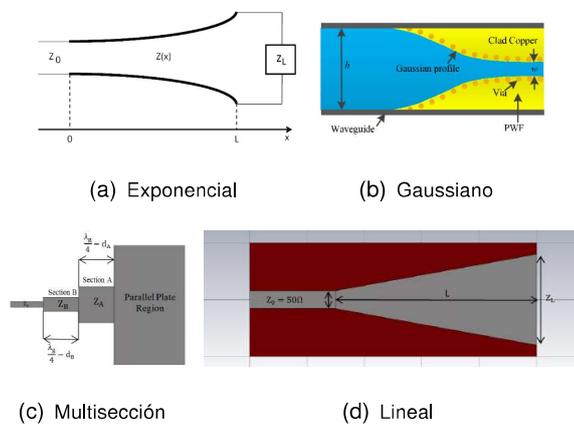


Figura 2.15: Tipos de taper [29]

En el presente trabajo de titulación se usarán los tapers de perfil lineal por su simplicidad en el diseño. Para el diseño de la transición se debe considerar el ángulo θ_{taper} que se observa en la Figura 2.16 ya que, con este parámetro se pueden minimizar las pérdidas de retorno para los puertos de entrada y salida. Hall presenta un estudio [30] para determinar este ángulo y sugiere valores menores a 12° para obtener acoplamientos bajo los $-12dB$. Posteriormente se han realizado estudios en los que se determina que para ángulos menores a 6° se registran parámetros S con valores bajo los $-20dB$ [25].

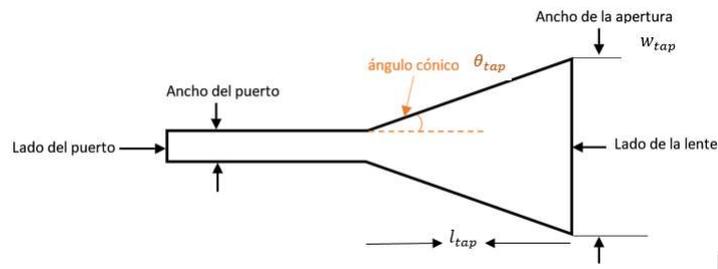


Figura 2.16: Parámetros de diseño para un taper lineal [25]

Además el ancho del taper lineal w_a debe ser menor o igual a $\frac{\lambda_g}{2}$ para prevenir acoplamientos de modos de orden superior.

2.1.6. APUNTAMIENTO DE LOS PUERTOS DE LALENTE DE ROTMAN

Mediante el modelo de óptica geométrica se encuentran las coordenadas de cada puerto del arco focal y del contorno interior pero no se define el apuntamiento de las bocinas sectoriales bidimensionales.

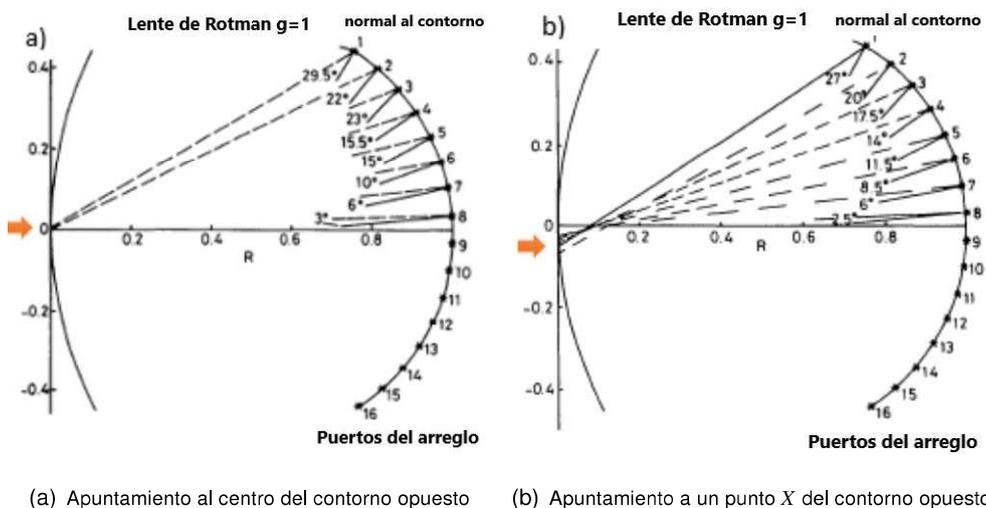


Figura 2.17: Dirección en la cual los puntos del arreglo realizan el apuntamiento [27].

Originalmente el apuntamiento de los puertos de alimentación está definido hacia el centro del

contorno interior (0,0) y viceversa, los puertos del contorno interior apuntarán al centro del contorno de alimentación $(-G,0)$ como se muestra en la Figura 2.17(a).

Musa y Smith [27] realizaron un estudio para otros puntos de apuntamiento como se muestra en la Figura 2.17(b) dando como resultado una pequeña diferencia de $0.2dB$ en el nivel del lóbulo lateral, en general el rendimiento de la lente no muestra una variación considerable al mover el centro de apuntamiento de los puertos.

2.2. ERROR DE FASE DE TRAYECTORIA

El error de fase de trayectoria es conocido también como "Aberración óptica" y se produce solo para los puertos no focales ubicados dentro del contorno de alimentación. Este error se lo define como la diferencia de longitudes entre la trayectoria de un camino que pasa por el origen y cualquier otro camino medido desde los puntos no focales del arco focal a la recta normal del frente de onda. Este error de fase es función del ángulo de apuntamiento del haz y de la posición de los elementos de la agrupación de salida, por tanto puede limitar el ángulo de barrido máximo

2.2.1. ERROR DE FASE EN GUÍA DE ONDA

Para encontrar el error de fase en la lente se realiza el siguiente análisis. Dado el punto R_p en el arco focal y un punto $P(X, Y)$ en el contorno interior como se observa en la Figura 2.4 (pág.27), la distancia de la trayectoria hasta el frente de onda es:

$$\begin{aligned}\overline{R_p P^2} &= (-H \cos \theta_1 - X)^2 + (H \sin \theta_1 - Y)^2 \\ \overline{R_p P^2} &= H^2 + X^2 + Y^2 + 2HX \cos \theta_1 - 2HY \sin \theta_1\end{aligned}\quad (2.78)$$

La distancia entre los puntos R_p , el origen (0,0) y frente de onda es:

$$\overline{R_p O} = H + W_0 \quad (2.79)$$

Dada la condición de igualdad de caminos para puntos focales, se aplica al punto R_p y se consigue una diferencia de longitudes $\Delta L = R_a - R_b$.

$$\underbrace{\overline{R_p P} + W + N \sin \theta}_{R_a} = \underbrace{H + W_0}_{R_b} \quad (2.80)$$

$$\Delta L = \overline{R_p P} + W + N \sin \theta - H - W_0 \quad (2.81)$$

Normalizando respecto a F la Ecuación 2.80 y 2.78 :

$$\Delta l = \frac{\Delta L}{F} = \frac{\overline{R_p P}}{F} + w + \eta \sin \theta - h \quad (2.82)$$

$$\frac{\overline{R_p P^2}}{F^2} = h^2 + x^2 + y^2 + 2hx \cos \theta_1 - 2hy \sin \theta_1 \quad (2.83)$$

Reemplazando la Ecuación 2.83 en 2.82:

$$\Delta l = [h^2 + x^2 + y^2 + 2hx \cos \theta_1 - 2hy \sin \theta_1]^{\frac{1}{2}} + w + \eta \sin \theta - h \quad (2.84)$$

La Ecuación 2.84 permite calcular el error de fase de trayectoria para una lente con un medio de propagación tipo aire.

2.2.2. ERROR DE FASE EN MICROSTRIP

Para una lente en tecnología microstrip o stripline se realiza el mismo análisis. Dados los puntos C y P , en el arco focal y en el contorno interior respectivamente, que se muestran en la Figura 2.3 de la página 25, se calcula la distancia entre estos puntos.

$$\overline{CP^2} = (-H \cos \theta - X)^2 + (H \sin \theta - Y)^2$$

$$\overline{CP^2} = H^2 + X^2 + Y^2 + 2HX \cos \theta - 2HY \sin \theta \quad (2.85)$$

Dada la condición de igualdad para puntos focales se tiene:

$$\underbrace{\overline{CP} \sqrt{\epsilon_r} + W \sqrt{\epsilon_{ef}} + N \sin \psi_0}_{L_a} = \underbrace{H \sqrt{\epsilon_r} + W_0 \sqrt{\epsilon_{ef}}}_{L_b} \quad (2.86)$$

Se produce una diferencia de longitud de caminos dado que el punto C no es un punto focal. Entonces:

$$\Delta L = \overline{CP} \sqrt{\epsilon_r} + (W - W_0) \sqrt{\epsilon_r} + N \sin \psi_\theta - H \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.87)$$

Normalizando la Ecuación 2.85 y 2.87 con respecto a $\sqrt{\epsilon_r} F$ se obtiene

$$\Delta l = \frac{\Delta L}{F} = \frac{\overline{CP}}{F} + w\delta + \eta \sin \psi_\theta - h \quad (2.88)$$

$$\frac{\overline{CP^2}}{F^2} = h^2 + x^2 + y^2 + 2hx \cos \theta - 2hy \sin \theta \quad (2.89)$$

Reemplazando la Ecuación 2.89 en 2.88 se obtiene el error de fase de trayectoria para una lente diseñada en un material con permitividad ϵ_r diferente a 1.

$$\Delta l = [h^2 + x^2 + y^2 + 2hx \cos \theta_1 - 2hy \sin \theta_1]^{\frac{1}{2}} + w\delta + n \sin \psi_\theta - h \quad (2.90)$$

En la Figura 2.18 se presenta el gráfico del error de fase de la Ecuación 2.90 en función de la apertura normalizada y para diferentes valores de ángulo de apuntamiento. Se puede ver que para tener valores del error menores a 0.0001 se usan aperturas normalizadas η menores a 0,55.

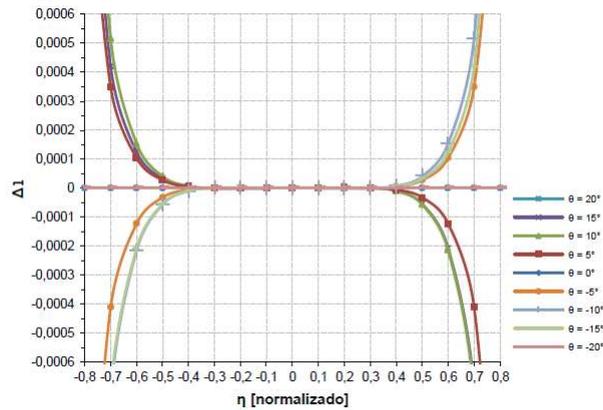


Figura 2.18: Error de fase para diferentes ángulos de apuntamiento [8]

2.3. EFECTOS DE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO EN LA GEOMETRÍA DE LALENTE

A continuación se presenta un análisis de como afectan los parámetros g , η_{max} , e y β en el rendimiento de la lente de Rotman.

2.3.1. RADIO FOCAL g

El radio focal respecto a la Figura 2.3 se define como la distancia medida desde el punto focal F_0 al punto de origen $(0,0)$. Este parámetro afecta en la geometría del contorno interno y del arco focal. En la Figura 2.19 se muestra como cambia la geometría de la lente al variar el parámetro g y mantener los otros parámetros constantes.

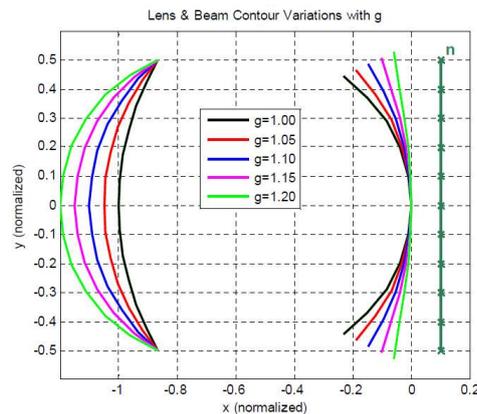


Figura 2.19: Variación del parámetro g [25]

Al disminuir el parámetro g , el contorno del arco focal se aplana y la curva del contorno interno se pronuncia, mientras que al incrementar este parámetro la curva del arco focal se pronuncia y el contorno interno se aplana.

En las ecuaciones obtenidas por Rotman y Turner no se presenta un procedimiento para la elección de g y otros parámetros, sin embargo en su investigación se realiza una sugerencia de como encontrar un valor óptimo de g basado en las investigaciones realizadas por Ruze sobre el análisis del error de fase en una lente, cuyo arco focal es una porción de un círculo de radio F y cuya alimentación se encuentra desfasada $(\frac{\alpha^2 - \theta^2}{2})F$ donde θ es el ángulo intermedio al que se desfasa.

Al realizar un desenfocado de los puertos de alimentación las aberraciones de fase producidas en los elementos radiantes son muy pequeñas para ser consideradas, por tanto sus resultados pueden aproximarse a los resultados producidos por una lente con un desenfocado de $\theta = 0^\circ$. De esta manera se propone la elección de un valor óptimo de g que corresponde a la misma cantidad de desfase ($\theta = 0^\circ$) como se indica en la Ecuación 2.91 [18].

$$g = 1 + \frac{\beta^2}{2} \quad (2.91)$$

2.3.2. APERTURA DEL ARREGLO NORMALIZADO η_{max}

La apertura del arreglo normalizado está definida como la distancia desde el elemento más alejado del arreglo al eje x normalizada con respecto a F . En la Figura 2.20 se muestra la variación del parámetro η_{max} [18].

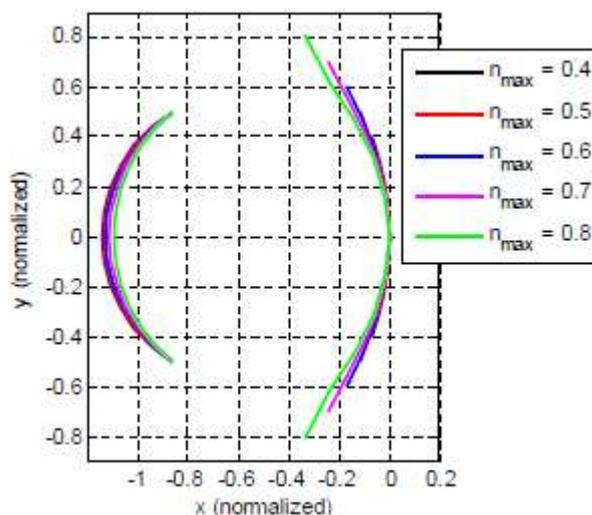


Figura 2.20: Variación del parámetro η_{max} [25]

Al incrementar η_{max} el valor de g disminuye y viceversa, manteniendo así una relación inversa entre estos dos parámetros. También se debe considerar que al incrementar η_{max} el error de fase por trayectoria será mayor [25].

2.3.3. EXCENTRICIDAD e

Este parámetro interviene en la forma del contorno de alimentación que sigue la Ecuación $\varepsilon = \sqrt{\frac{a^2 - b^2}{a^2}}$, su valor varía entre 0 y 1. Para un e igual a 0 el resultado será un contorno circular que al incrementar su valor e hasta 1 se obtendrá un contorno más elíptico como se muestra en la Figura 2.21.

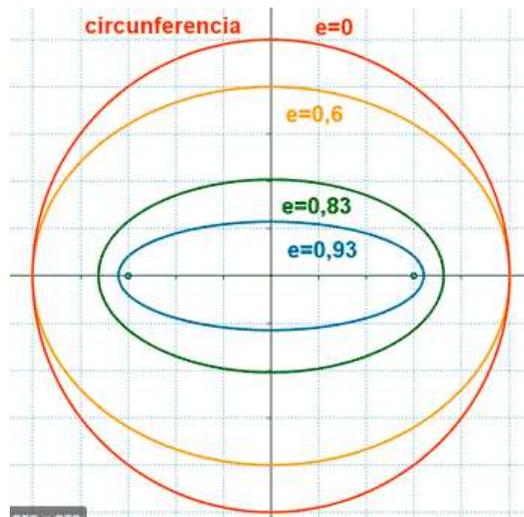


Figura 2.21: Variación del parámetro e [25]

En [25] se realiza un estudio sobre este parámetro y concluye que al incrementar e el valor de η_{max} aumenta y g disminuye. En este análisis se determina que para un valor de $n = 0,5$ el valor óptimo de g es 1,136 y $e = 0,08$.

2.3.4. MÁXIMO ÁNGULO DE BARRIDO β

Este parámetro está definido como el ángulo comprendido entre la recta que pasa por el origen $(0,0)$ y la recta que pasa por los puntos focales F_1, F_2 . Según Rotman y Turner [18] este ángulo β es igual al máximo ángulo de barrido α . Sin embargo se tienen problemas para ángulos de barrido grandes que producen contornos de alimentación demasiado grandes e irrealizables de construir como se muestra en la Figura 2.22. Este problema es solucionado mediante la elección de un ángulo β distinto a α , lo que produce una disminución en el tamaño del contorno de alimentación.

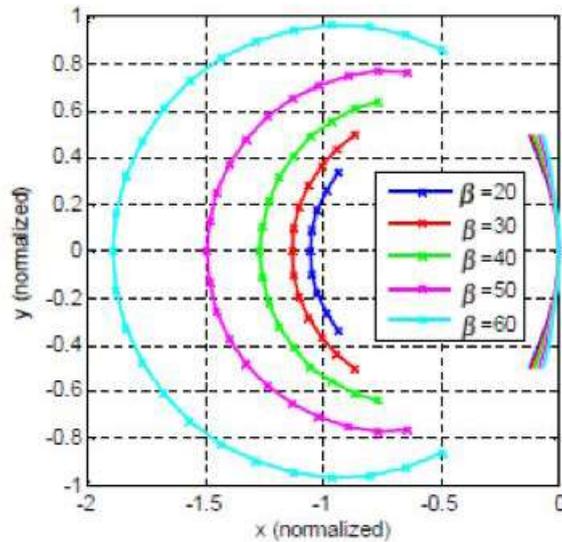


Figura 2.22: Variación del parámetro β [25]

2.3.5. SUSTRATO

Para el diseño de la lente en tecnología microstrip es necesario tomar las siguientes consideraciones para la selección del sustrato sobre el cual se trabajará [33]:

- Rendimiento superior en diseños de alta frecuencia.
- Rango de frecuencia de operación.
- Pérdidas de inserción del material.
- La constante dieléctrica del material ϵ_r , ya que interviene en el factor $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ utilizado para escalar el tamaño de la lente; es decir mientras mayor sea ϵ_r , las dimensiones de la lente serán menores.
- Estabilidad de la constante dieléctrica en el rango de frecuencia de operación.
- Estabilidad térmica.
- Uso de tratamientos especiales al material para la construcción del diseño (Capacidad de fabricación).
- Tamaño del panel.
- Costo del material.
- Espesor del sustrato. Para elegir el sustrato adecuado se debe tomar en cuenta que con un espesor muy delgado se tienen problemas con el ancho de las líneas de transmisión al ser demasiado delgadas, por lo que se requiere muchos recursos para su procesamiento

en el software de simulación, además de necesitar equipos mucho más avanzados que provean mayor precisión en su construcción. Para sustratos muy gruesos las líneas de transmisión son mucho más anchas por lo que se requiere aumentar el largo de las líneas, es decir el tamaño de la lente aumentará [29].

En la Figura 2.23 se muestran las pérdidas de inserción de algunos materiales según su frecuencia.

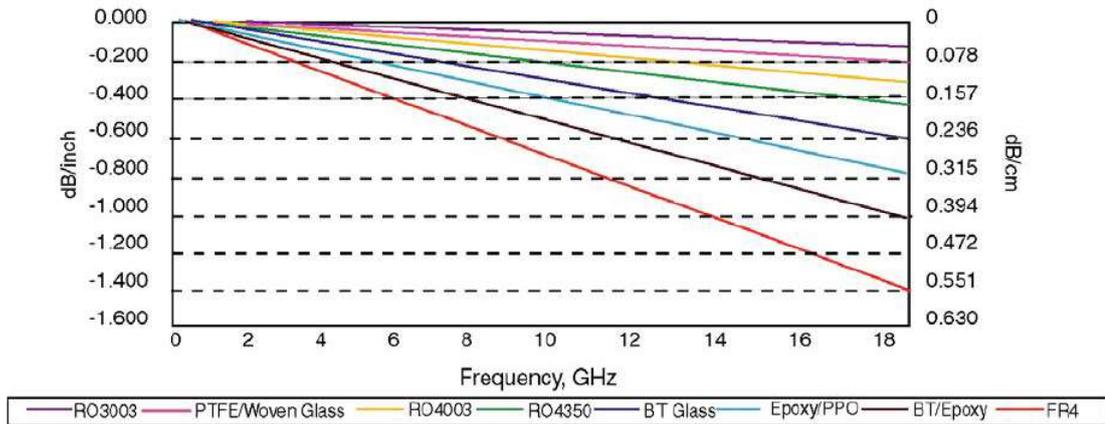


Figura 2.23: Pérdidas de inserción para el sustrato RO4003C [33]

2.4. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE UNALENTE DE ROTMAN

Se puede aplicar un método genérico para diseñar una lente de Rotman, el mismo que ha sido utilizado por varios investigadores anteriormente y se detalla a continuación:

- Selección de las especificaciones de diseño.- Los parámetros más importantes dentro de las especificaciones generales para el diseño de la lente son el ángulo máximo de barrido, número de puertos de entrada y salida, frecuencia de operación, impedancia de los puertos de entrada, tamaño, temperatura de funcionamiento, permitividad del sustrato si se utiliza tecnología microstrip o stripline, entre otros.
- Cálculo de la geometría de la lente mediante la aplicación del modelo de óptica geométrica.- Se realiza el cálculo de las coordenadas de los puertos de alimentación pertenecientes al arco focal y las coordenadas de los puertos de salida que conforman el contorno interior del arreglo. Además mediante las ecuaciones presentadas en la sección anterior se calculan las longitudes de las líneas de conexión del contorno interior y exterior del arreglo de antenas.
- Diseño de puertos y líneas de conexión.- Se aplica el método según la tecnología para líneas de transmisión que se decida usar. En la sección anterior se presentaron las ecua-

ciones de diseño para tecnología microstrip, en la cual se utilizan tapers lineales para su acoplamiento con la cavidad. Se debe realizar el diseño del taper para microstrip por lo cual se varía el ancho y la longitud del mismo buscando el acoplamiento adecuado.

- Evaluación del funcionamiento.- Se utiliza un software de simulación electromagnética para verificar el comportamiento de la lente. Se realiza el modelo en 3D para predecir su funcionamiento y obtener valores de potencia y fase en los puertos exteriores del arreglo y así obtener su patrón de radiación y ángulos de barrido permitiendo optimizar la lente para obtener las especificaciones requeridas. A continuación se utiliza el procedimiento planteado para el diseño de la lente.

2.5. DISEÑO DE LALENTE DE ROTMAN

Para el diseño de la lente de Rotman se escogieron los parámetros de la Tabla 1.1 tomando las siguientes consideraciones para cada elección:

Frecuencia Central.- Las aplicaciones radares utilizan la banda X (8.2GHz - 12.4GHz), razón por la cual la frecuencia central seleccionada es 10GHz. Mientras que para aplicaciones 5G se utiliza la banda de 27GHz a 29GHz por lo que se necesitaría trabajar a una frecuencia central mayor, sin embargo la lente de Rotman diseñada a una frecuencia central de 10GHz puede ser escalada para otra frecuencia mediante la Ecuación 2.92:

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \quad (2.92)$$

Esta relación de frecuencias y permitividades permite obtener diseños escalados a partir de un diseño previo. Un mismo diseño de una lente puede ser utilizado para diversas aplicaciones siempre y cuando este sea escalado.

Puertos de salida.- Se eligieron 11 puertos de salida que determinan una ganancia total que dependerá del tipo de antenas que se utilicen. Por ejemplo con una antena tipo parche de polarización lineal (ganancia de $\sim 4dB$) y para un arreglo lineal de 11 antenas se obtiene una ganancia total de $\sim 14dB$.

Máximo ángulo de barrido.- Este dato puede ser elegido de acuerdo a la aplicación en la que se requiera el control del barrido. Se ha seleccionado un valor de $\pm 30^\circ$ de referencia para obtener un ángulo total de barrido de 60° .

Número de haces.- este valor es igual al número de entradas que se seleccione. En este caso el número de haces es 7.

Impedancia de los puertos de entrada.- Se ha seleccionado el valor de 50Ω al ser la impedancia utilizada habitualmente para equipos de transmisión y recepción.

Alimentación de la lente.- Por líneas microstrip para disminuir el tamaño de la lente, por lo cual se utilizará un sustrato RO4003C, cuyas características principales se detallan a continuación.

Sustrato RO4003C.- Son láminas reforzadas de hidrocarburos/cerámica de bajas pérdidas para frecuencias altas y de bajo costo en comparación con otros sustratos como el FR-4 de vidrio/epoxi. En la tabla 2.1 se indican las características más relevantes de este sustrato . Para el sustrato RO4003C se tienen los espesores presentados en la Tabla 2.2.

Tabla 2.1: Propiedades del material RO4003C [33]

Propiedad	Valor Típico RO4003C	Dirección	Unidad	Condición	Método de Prueba
Constante Dieléctrica, ϵ_r Proceso	3.38 ± 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2,5,5,5 Clamped Stripline
Constante Dieléctrica, ϵ_r Diseño	3,55	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Factor de Disipación \tan, δ	0,0027 0,0021	Z	--	10GHz/23°C 2,5GHz/23°C	IPC-TM-650 2,5,5,5
Coefficiente Térmico of ϵ_r	+40	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2,5,5,5
Resistividad de Volumen	$1,7 \times 10^{10}$		MΩ · cm	COND A	IPC-TM-650 2,5,17,1
Resistividad de Superficie	$4,2 \times 10^9$		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2,5,17,1
Fuerza Eléctrica	31,2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0,51mm (0,020")	IPC-TM-650 2,5,6,2
Módulo de tracción	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	X Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Fuerza de tracción	139 (20,2) 100 (14,5)	X Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Fuerza Flexible	276 (40)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2,4,4
Estabilidad Dimensional	<0.3	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2,4,39A

Tabla 2.2: Características del material RO4003C [33]

Espesor [mm]	Tamaño del panel [mm]	Revestimiento de cobre [μm]
0.203	305 x 457	17
0.305	610 x 457	35
0.406	610 x 457	70
0.508	1,224 x 457	
0.813		
1.524		

En la Figura 2.23 (pág.46) se observan las pérdidas producidas en este sustrato para el rango de frecuencias $[0 - 18\text{GHz}]$. Para la frecuencia de 10GHz se tienen pérdidas de $0,05\text{dB/cm}$.

Se utiliza una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 3,55$ (según la Tabla 2.1) sin embargo es necesario calcular el valor de ϵ_{reff} para el diseño de las líneas de transmisión. Aplicando la Ecuación 2.72 se obtiene un $\epsilon_{\text{reff}} = 2,7804$. Dada la disponibilidad del sustrato se trabajará con un espesor $h = 1,52\text{mm}$.

Considerando la relación $\frac{w}{h}$ mayor a 2 se aplica la Ecuación 2.74 y 2.76 para obtener el valor de $\frac{w}{h} = 2,2368$ y por tanto el valor de $w = 3,4\text{mm}$. La condición inicial se asume porque el ancho de la línea de transmisión w es usualmente mayor que el espesor del sustrato h .

Para el cálculo de las coordenadas del contorno interior y el arco focal se aplica el modelo de óptica geométrica para lo cual se ha tomado el siguiente orden de los parámetros seleccionados:

- Primero: se elige un valor normalizado de apertura del arreglo $n_{\text{max}} = 0,5$ para obtener un error máximo de longitud de $\sim 6 \times 10^{-4}$ como se muestra en la Figura 2.18 (pág.42). Conociendo este parámetro y el número de elementos del arreglo N se conoce la ubicación de cada puerto exterior.
- Segundo: la distancia entre los elementos del arreglo lineal se calcula utilizando la restricción dada por la Ecuación 2.93 que evita la aparición de lóbulos de difracción, los cuales son lóbulos que poseen la misma amplitud que el lóbulo principal, produciendo interferencia al haz principal [25].

$$d < \frac{\lambda_{\text{min}}}{1 + \sin(\theta_{\text{max}})}$$

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (2.93)$$

Dada la frecuencia central de $10GHz$ se obtiene una longitud de onda $\lambda_g = 0,018 m$ y aplicando la Ecuación 2.93 se obtiene una distancia $d = 15 mm$.

- Tercero: para la distancia focal F se considera la limitación dada por la Ecuación 2.94 [25].

$$F_{max} < \frac{(N-1)d}{2n_{max}} \quad (2.94)$$

Esta consideración evita lóbulos de difracción y mayores pérdidas de inserción que se producen para longitudes mayores. Dado que la lente es diseñada para un sustrato se eligió un valor de F que considere la permitividad efectiva ϵ_{reff} y se utiliza la Ecuación 2.95 [25].

$$F_{max} < \frac{(N-1)d}{2n_{max}\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.95)$$

- Cuarto: se calcula el parámetro g mediante la Ecuación 2.91, valor para el cual se utiliza la excentricidad $e = 0,08$ para minimizar el error de fase por trayectoria según el estudio presentado por Ozgen [25].

Seleccionados los parámetros anteriormente mencionados y aplicando el modelo geométrico con las Ecuaciones 2.61 y 2.62 se obtienen las coordenadas de los puntos de alimentación, puntos focales y puntos que conforman el contorno interior. Aplicando la Ecuación 2.47 se calculan las longitudes de las líneas de conexión w y conociendo la distancia d se obtiene la ubicación de los puntos de conexión al arreglo.

2.6. PROCESAMIENTO DE DATOS EN MATLAB

Mediante el programa Matlab se procesaron las ecuaciones anteriores para obtener los valores de las coordenadas de los puertos de entrada y salida que se muestran en la Tabla 2.3. Además se obtuvo la Figura 2.24 de los perfiles de la lente de Rotman.

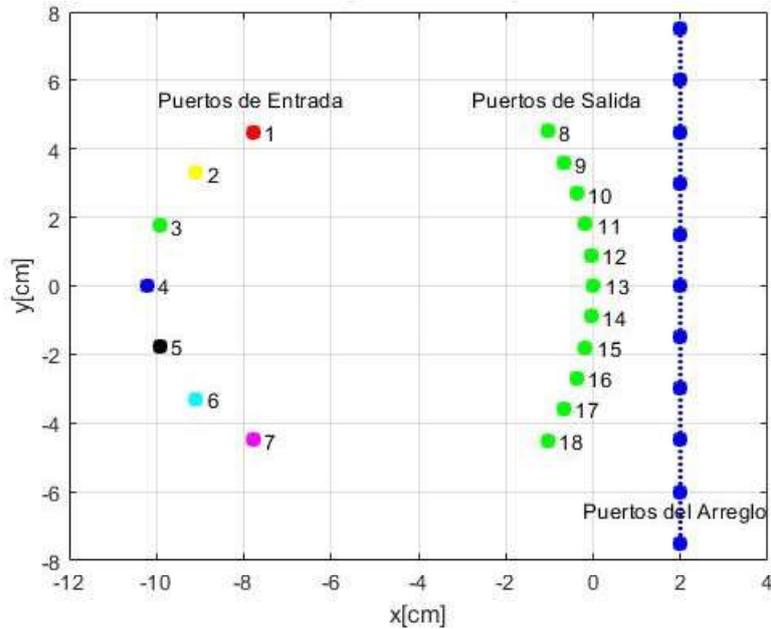


Figura 2.24: Perfiles de la Lente de Rotman

Tabla 2.3: Coordenadas de los puertos de entrada y salida

Puerto de entrada		Puertos de alimentación [mm]		Puerto de salida		Puertos contorno interior [mm]	
N°	HFSS	X	Y	N°	HFSS	X	Y
1	a	-77.91	44.98	8	1	-10.33	45.02
2	b2	-90.88	33.08	9	2	-6.76	35.89
3	b	-99.35	17.52	10	3	-3.86	26.91
4	c	-102.29	0	11	4	-1.73	17.96
5	d	-99.35	-17.52	12	5	-0.43	8.99
6	d2	-90.88	-33.08	13	6	0	0
7	e	-77.91	-44.98	14	7	-0.43	-8.99
				15	8	-1.73	-17.96
				16	9	-3.86	-26.91
				17	10	-6.76	-35.89
				18	11	-10.33	-45.02

En la Tabla 2.4 se registran los valores de longitud de las líneas de conexión calculados y las coordenadas del contorno exterior. Además en la Figura 2.25 se grafican las longitudes de las líneas de conexión entre puertos del contorno interior y exterior.

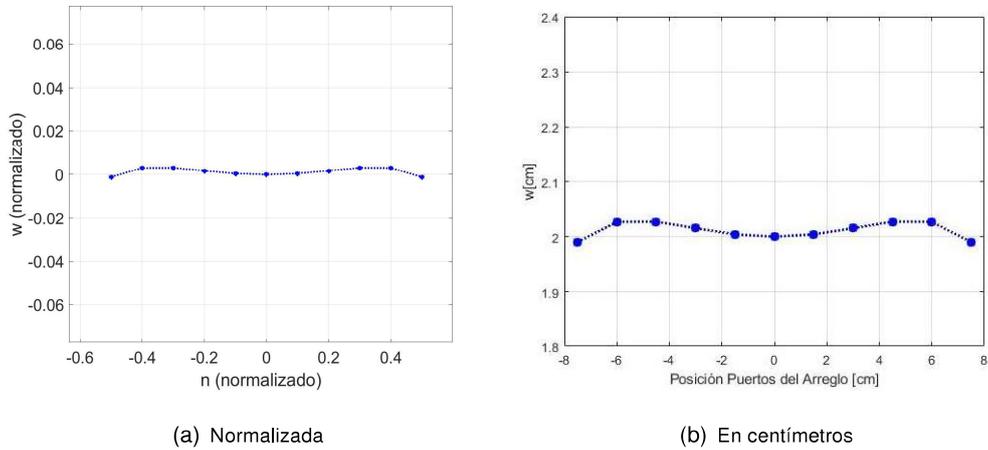


Figura 2.25: Longitud de las líneas de conexión

Tabla 2.4: Longitud de las líneas de conexión y coordenadas del contorno exterior

Puerto del arreglo	Longitud líneas de conexión [mm]	Coordenadas del contorno exterior [mm]	
		X	Y
N°	[mm]		
1	19.9009	20	-75
2	20.2702	20	-60
3	20.2738	20	-45
4	20.1538	20	-30
5	20.0427	20	-15
6	20	20	0
7	20.0427	20	15
8	20.1538	20	30
9	20.2738	20	45
10	20.2702	20	60
11	19.9009	20	75

En base al modelo de aperturas bidimensionales y el programa Matlab se obtiene la distribución de potencias y la distribución de fases para los puertos de salida del arco interior de la lente

diseñada. En la Figura 2.26 se puede observar que la distribución de potencias es la adecuada según el ángulo de apuntamiento de los puertos de entrada, mientras que en la Figura 2.27 se muestra una distribución de fases lineal que corresponde a lo esperado para una agrupación lineal de antenas.

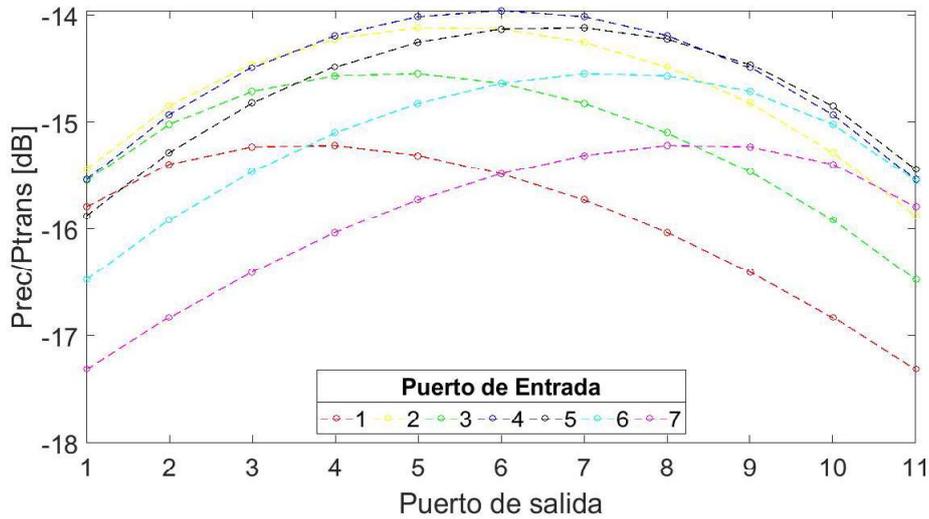


Figura 2.26: Distribución de Potencias en los puertos del contorno exterior

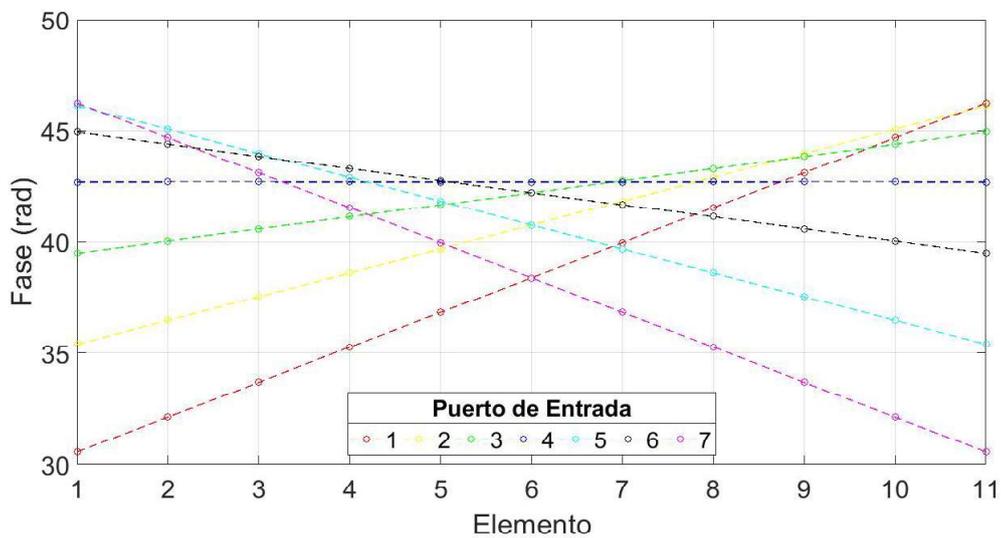


Figura 2.27: Distribución de Fases en los puertos del contorno exterior

Para calcular el diagrama de radiación del arreglo lineal se utilizan los datos recopilados de distribución de potencias y la distribución de fases para los puertos del arreglo. Posteriormente se utiliza la Ecuación 2.96 para el cálculo del factor de agrupación AF .

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)\psi}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)}$$

$$AF = 1 + e^{j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{j2(kd \cos \theta + \beta)} + e^{j3(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.96)$$

Donde: N es el número de elementos radiantes equiespaciados.

d separación entre elementos.

β fase progresiva.

θ ángulo de apuntamiento.

a_n magnitud de excitación de cada elemento.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

En la Figura 2.28 se muestran los diagramas de radiación de la lente de Rotman diseñada. Los ángulos de apuntamiento obtenidos para cada haz principal son: 60° , 70° , 80° , 90° , 100° , 110° y 120° . La relación de lóbulo principal a secundario es $8dB$ para broadside y $7dB$ para los haces exteriores.

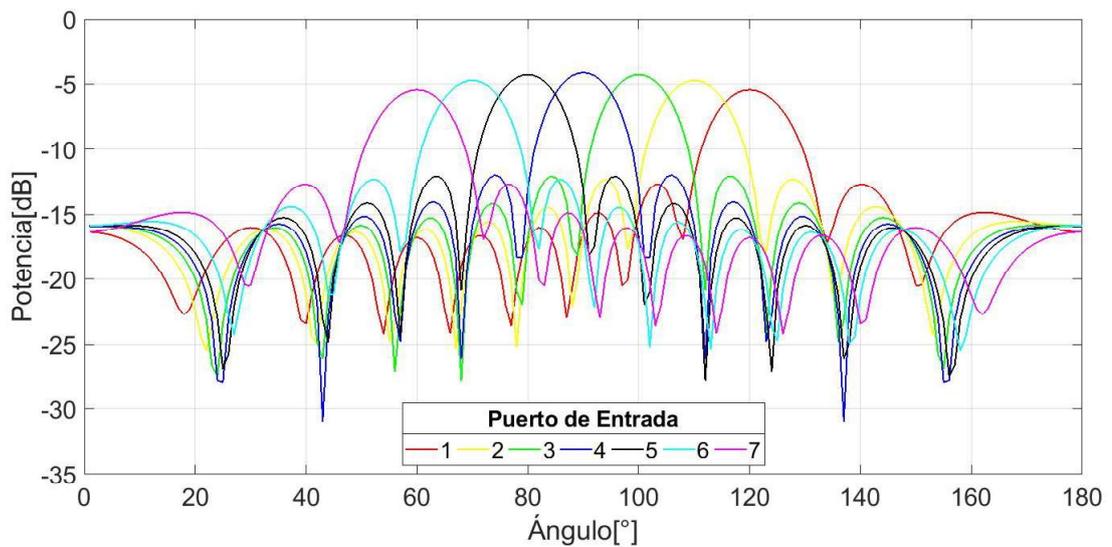


Figura 2.28: Diagrama de radiación de la lente de Rotman diseñada

La técnica que se utiliza en este trabajo de titulación para el diseño de las paredes laterales de la lente de Rotman son los puertos dummy con cargas adaptadas, dada la facilidad de imprimir los puertos en el mismo sustrato de la lente, además de ser un método de bajo costo y de fácil implementación al tomar en cuenta la cantidad de puertos.

Para conseguir una buena adaptación de los puertos dummy a la cavidad de placas paralelas se considera en el diseño del taper de la Figura 2.16 (pág.39) un θ_{lap} igual a $11,2^\circ$ y un ancho del puerto w_{lap} de $8,6 \text{ mm}$.

En la Tabla 2.5 se indican los parámetros encontrados en Matlab, los cuales fueron usados para el cálculo de las coordenadas de los puertos de la lente, líneas de conexión, fases y potencias en cada elemento.

Tabla 2.5: Parámetros encontrados en Matlab para la lente 7x11

Parámetro	Valor
$\epsilon_{r,eff}$	2.7804
λ_0	0.03m
λ_g	0.018m
d	1.5cm
F	9cm
g	1.1371
G	10.23cm

2.7. SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE LA LENTE EN HFSS

Para analizar con mayor precisión el funcionamiento de la lente y comprobar los datos teórico obtenidos con Matlab, se utiliza el programa de simulación electromagnética HFSS (High Frequency Structure Simulator). Este programa emplea el método de elementos finitos, para el cual realiza el mallado de la estructura en 3D y encuentra la solución para cada pequeño elemento creado, luego interpola la solución del modelo en general. A partir del modelo creado, este programa permite obtener los parámetros S , frecuencia de resonancia, ganancia y campos presentes en un sólido según se requiera [34].

A continuación se presenta el proceso de implementación de la lente de Rotman diseñada.

- Construir las líneas microstrip con los valores obtenidos anteriormente y el taper lineal como se observa en la Figura 2.29. Se debe considerar que para los contornos de entrada y salida los taper no son necesariamente iguales, por tanto este proceso deberá ser repetido según sea necesario.

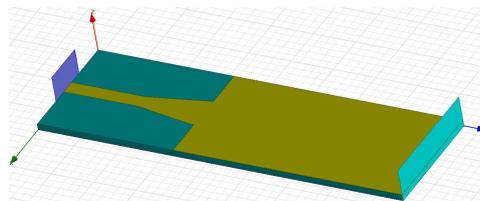


Figura 2.29: Línea microstrip y taper lineal en HFSS

- Optimizar las dimensiones del taper para obtener un valor de acoplamiento adecuado con la cavidad rectangular que sustituye a la cavidad de placas paralelas de la lente de Rotman. En la Figura 2.30 se muestra un ejemplo de optimización de las dimensiones del taper, manteniendo el ancho del puerto constante $8,6\text{mm}$ se busca una longitud l_{tap} adecuada tal que produzca pérdidas de retorno mayores a 12dB para tener un buen acoplamiento del puerto a la cavidad; se observa que cada gráfica de $S(1, 1)$ corresponde a un valor de l_{tap} .

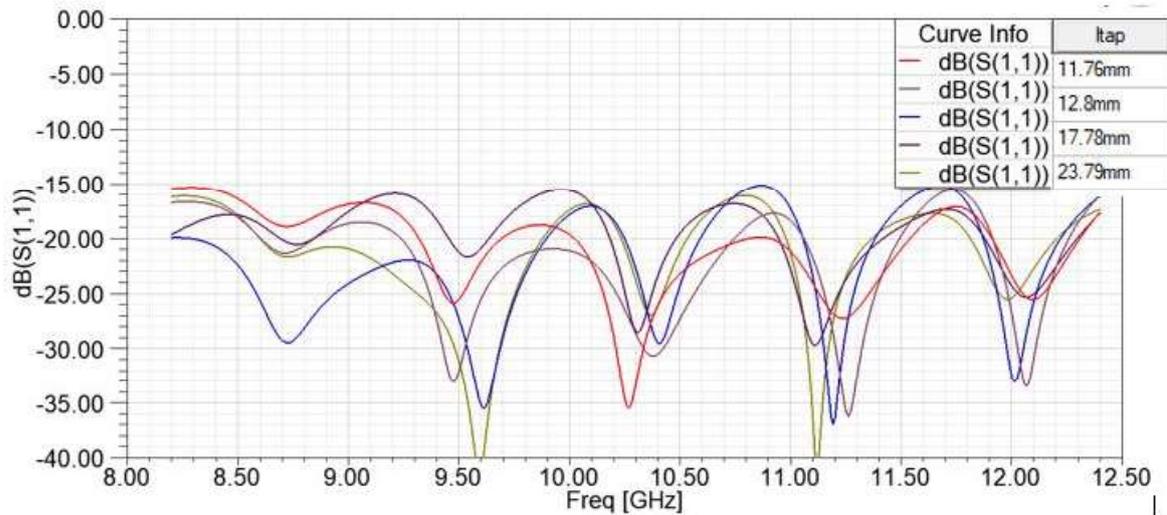


Figura 2.30: Optimización de las dimensiones del taper de la Figura 2.29

- Trazar las líneas microstrip y taper lineal para cada puerto de la lente, según las coordenadas (X,Y) presentadas en la Tabla 2.3; esto se muestra en la Figura 2.31.

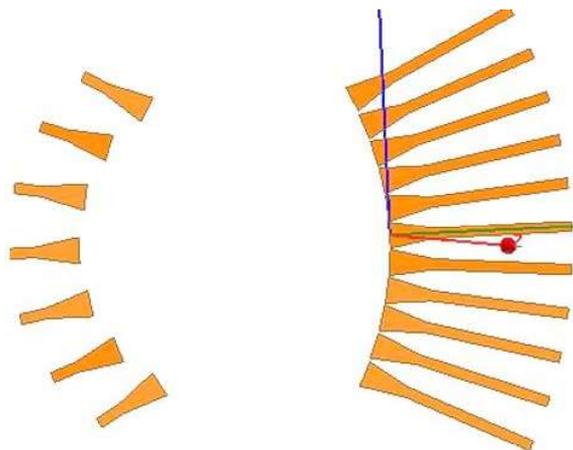


Figura 2.31: Perfiles lente de Rotman con líneas microstrip y taper en HFSS

- Trazar los rectángulos que serán utilizados posteriormente como waveports para cada línea microstrip de los puertos de la lente como se muestra en la Figura 2.32, además se muestra las dimensiones sugeridas por HFSS para los waveport.

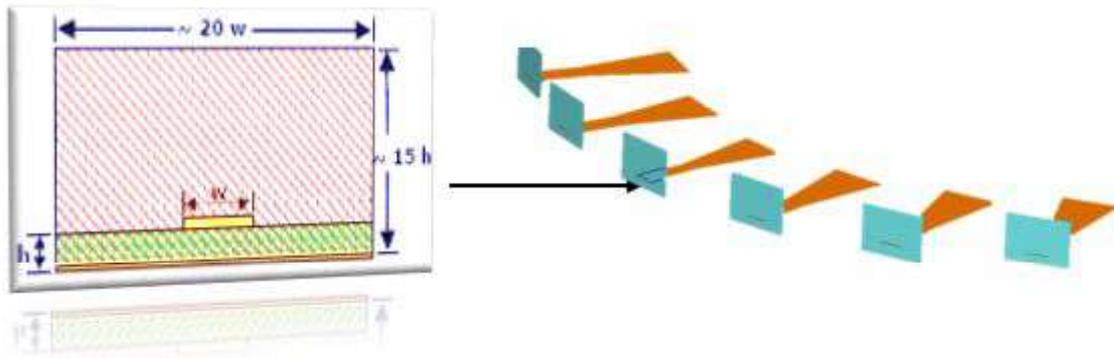


Figura 2.32: Colocación de waveports en la lente

- Unir las bases de los tapers y crear las paredes lineales como se observa en la Figura 2.33 para realizar las primeras pruebas de funcionamiento de la lente de Rotman. Este tipo de paredes simulan condiciones ideales de absorción. Se añade espesor a la superficie total para crear el sustrato.

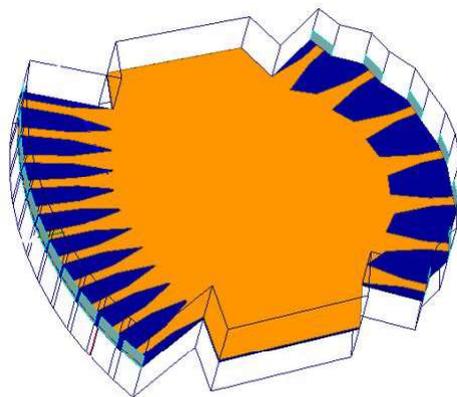


Figura 2.33: Lente de Rotman con paredes laterales lineales

- Crear los planos de tierra, sustrato, microstrip y la caja de radiación para el modelo como se muestra en la Figura 2.34. Agregar el material a cada sólido [34].

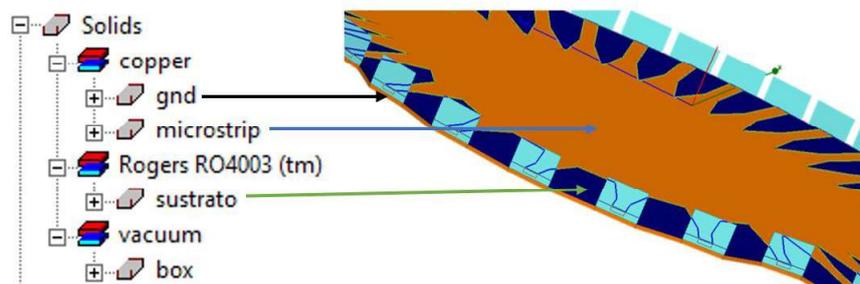


Figura 2.34: Material de cada sólido

- Colocar los puertos dummy en las paredes laterales, para los cuales se considera el ancho del taper y se realiza un acoplamiento previo.

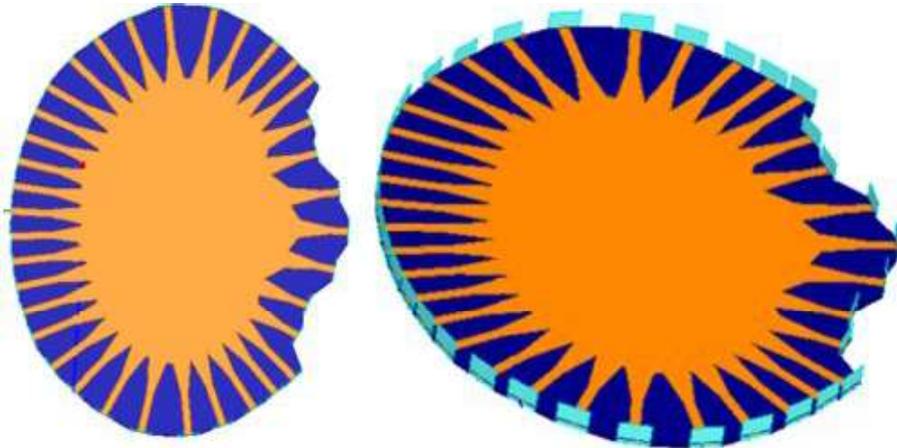


Figura 2.35: Lente de Rotman 7x11

- Configurar los waveport de los puertos de entrada, salida y dummy como se presenta en la Figura 2.36.

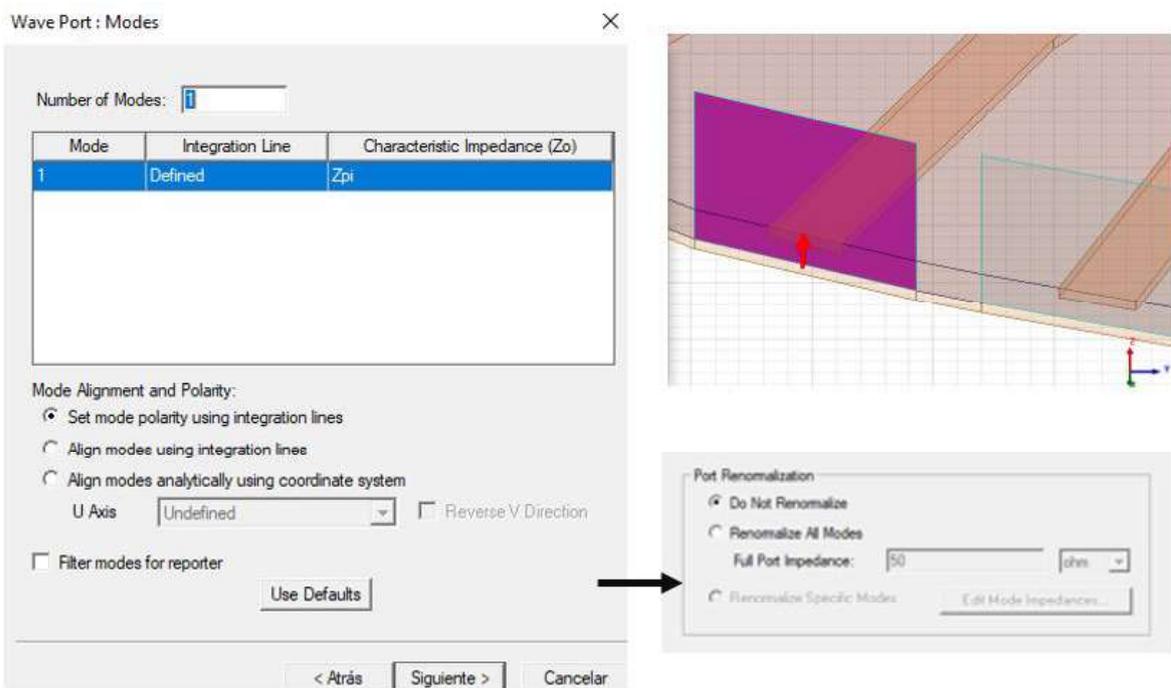


Figura 2.36: Configuración del waveport

- Configurar los parámetros para la simulación que se muestran en la Figura 2.37.

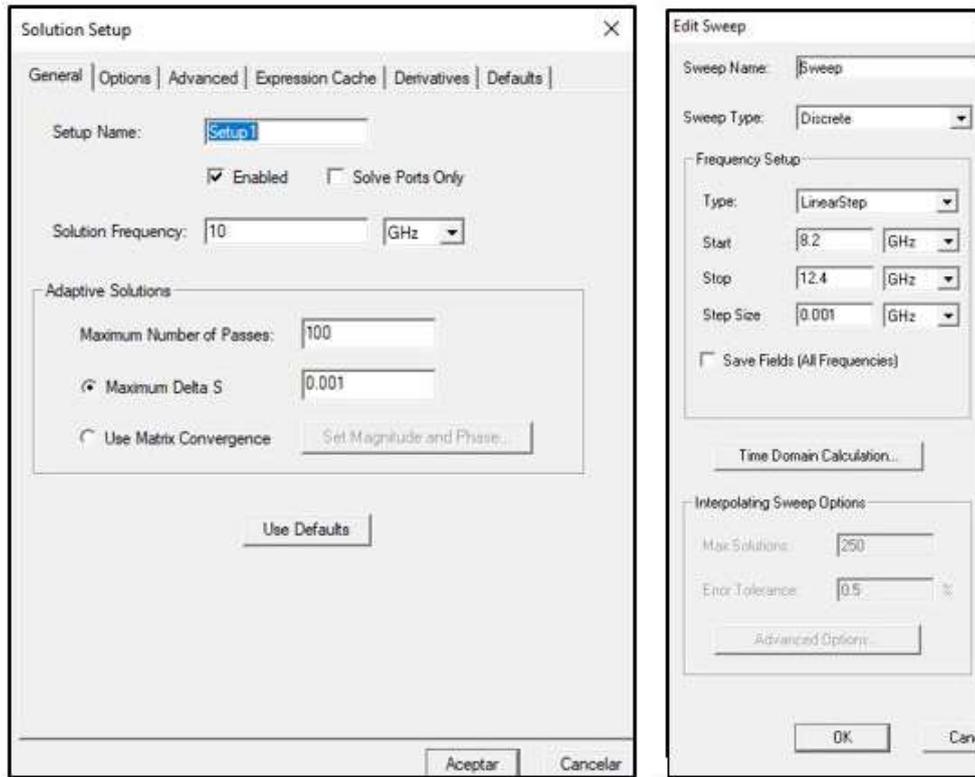


Figura 2.37: Configuración del análisis

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En la Figura 3.1 se indica la denominación de los puertos utilizada para el análisis de resultados. Los 7 puertos de entrada están representados por las letras *a*, *b2*, *b*, *c*, *d*, *d2* y *e* según corresponda, mientras que los puertos de salida están numerados del 1 al 11 y los puertos dummy son nombrados como D1, D2, D3, ..., Dn según sea necesario.

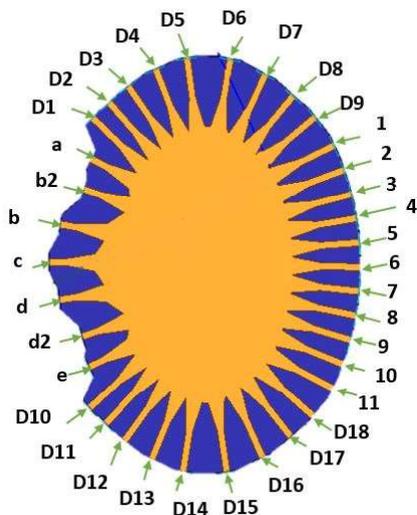


Figura 3.1: Puertos lente de Rotman 7x11

3.1. MODELO 1

Para realizar la simulación electromagnética de la lente de Rotman 7x11 en HFSS se utiliza el modelo de la Figura 3.2 y se considera que los puertos dummy apuntan al centro de la curvatura que conforman; se dispuso 8 puertos por pared lateral. Para describir el comportamiento eléctrico de la lente se utilizan los parámetros de dispersión *S* que se indican en la Figura 3.3 y 3.4 obtenidos como resultado de la simulación en HFSS.

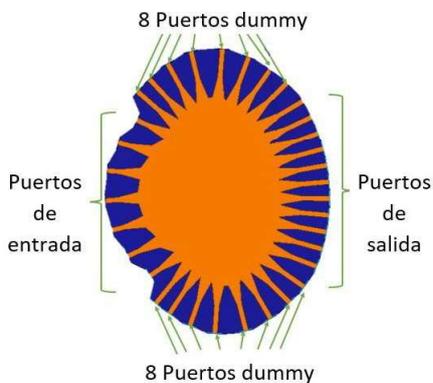
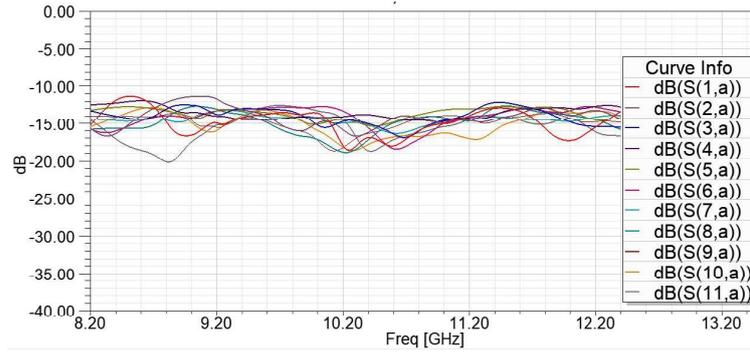
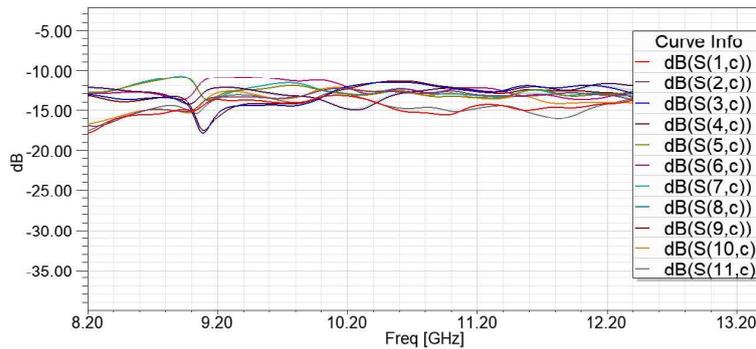


Figura 3.2: Lente de Rotman 7x11 (Modelo 1)



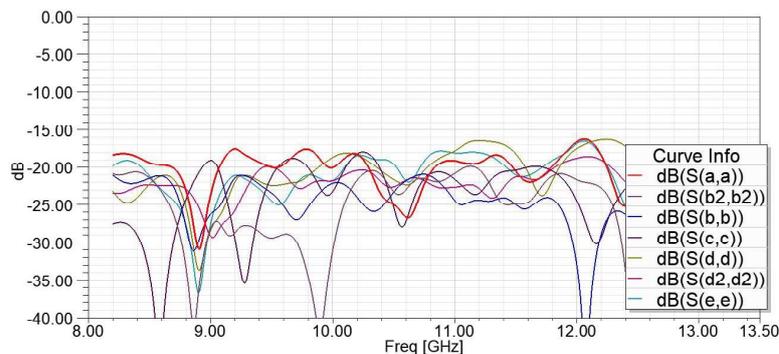
(a) Parámetro S_{ja}



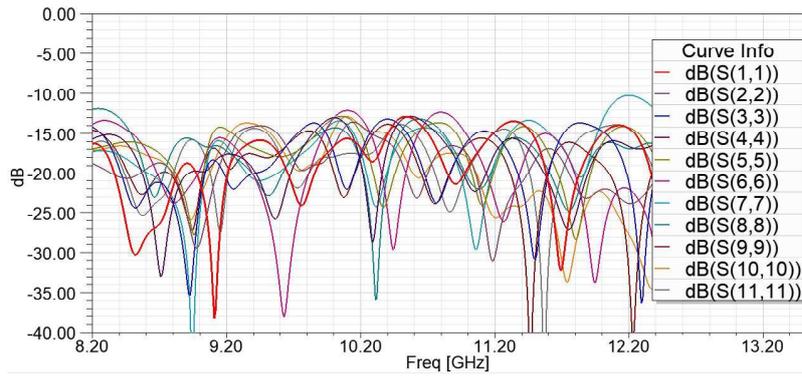
(b) Parámetro S_{jc}

Figura 3.3: Parámetros de transmisión S_{ja} y S_{jc} de la lente (Modelo 1)

En el rango de frecuencia de $8,2GHz$ a $12GHz$ de la Figura 3.3, S_{ja} representa la peor condición de transmisión (debido al apuntamiento de las bocinas sectoriales al centro del contorno opuesto) y presenta pérdidas de inserción ($PI \geq 11,25dB$) mientras que para S_{jc} (mejor condición de transmisión) dichas pérdidas son $\geq 10,65dB$; por lo tanto para los puertos externos se producen mayores pérdidas que en el puerto central. Se podría decir que para los demás puertos de entrada las pérdidas de inserción pueden estar dentro de este rango; el valor máximo esperado para PI es $\leq 10,41dB$ producido por la relación de potencias en una lente ideal con 11 puertos de salida.



(a) Parámetro S_{ii}



(b) Parámetro S_{jj}

Figura 3.4: Parámetros de reflexión S_{ii} y S_{jj} de la lente (Modelo 1)

Mediante los parámetros S_{ii} y S_{jj} de la Figura 3.4 (a) y (b) se pueden obtener las pérdidas de retorno (PR), las cuales presentan un valor mayor a $16dB$, por lo cual la potencia que se refleja es menor al $2,5\%$ de la potencia incidente para los puertos de entrada; mientras que para los puertos de salida se tienen pérdidas mayores a $12dB$, es decir menos del $6,3\%$ de la potencia incidente se refleja.

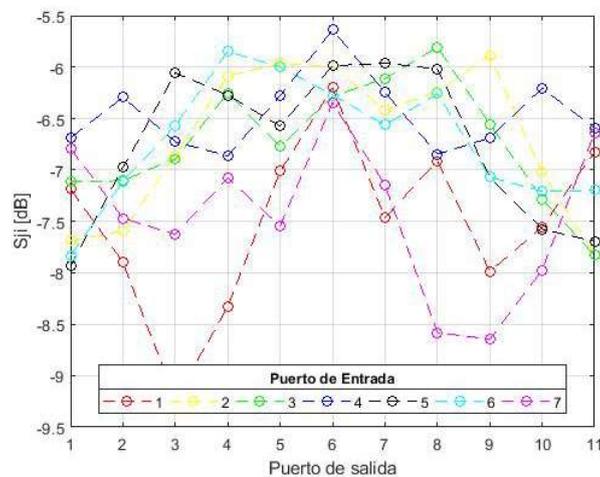


Figura 3.5: Distribución de potencias para los puertos de salida respecto a c (Modelo 1)

El parámetro S_{ji} permite encontrar la potencia transmitida para cada puerto de salida respecto a la potencia incidente de los puertos de entrada y relacionarlo con su apuntamiento; de esa manera para una frecuencia de $10GHz$ se obtiene el diagrama de distribución de potencias de la Figura 3.5 similar al que se puede observar en la Figura 2.26. Para los puertos a y e (puertos de entrada extremos) su mayor potencia se produce en el puerto de salida central 6, por lo que su apuntamiento será distinto al requerido.

Los coeficientes de transmisión S_{ji} de cada puerto de salida son procesados en Matlab para encontrar el diagrama de radiación de la lente, el cual se observa en la Figura 3.6.

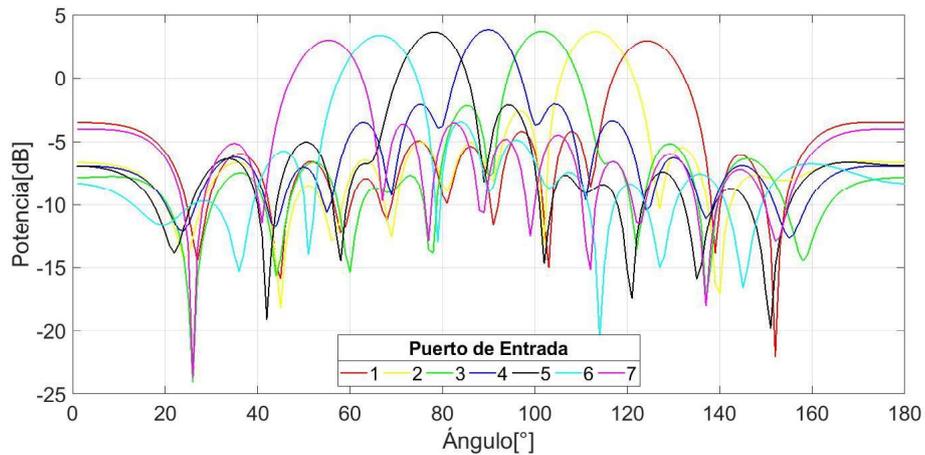


Figura 3.6: Diagrama de radiación lente de Rotman 7x11 (Modelo 1)

En la Tabla 3.1 se indican los valores de apuntamiento obtenidos del diagrama de radiación ideal que se observa en la Figura 2.28 (pág.54) y del diagrama de radiación calculado mediante el procesamiento en Matlab de los resultados obtenidos de la simulación en HFSS de la lente de la Figura 3.2.

Tabla 3.1: Tabla comparativa de ángulos de apuntamiento (Modelo 1)

Valor teórico	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
Valor obtenido	55°	67°	78°	90°	102°	113°	125°
Error absoluto	5°	3°	2°	0°	2°	3°	5°

Se observa que los resultados obtenidos para los ángulos de apuntamiento no son los mismos que fueron calculados en Matlab y se presenta un error absoluto máximo considerable, por tanto se realizaron modificaciones para lograr disminuir dicho error y lograr cumplir con los parámetros seleccionados de la lente. A continuación se presentan algunos de los modelos que se crearon para llegar al resultado deseado.

3.2. MODELO 2

Se utiliza el modelo 1 como referencia para este modelo y se incrementa el número de puertos dummy (de 8 a 11 puertos por pared lateral) manteniendo el ancho W_{tap} de los taper; por tanto la curvatura que conforman es más pronunciada, lo que disminuye reflexiones dentro de la cavidad de la lente como se muestra en la Figura 3.7.

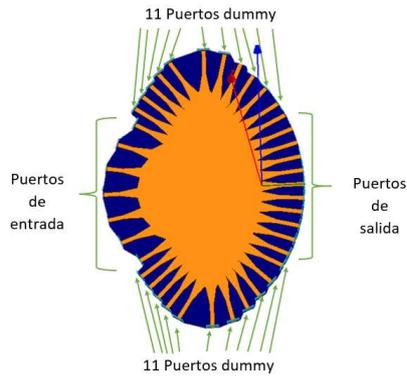
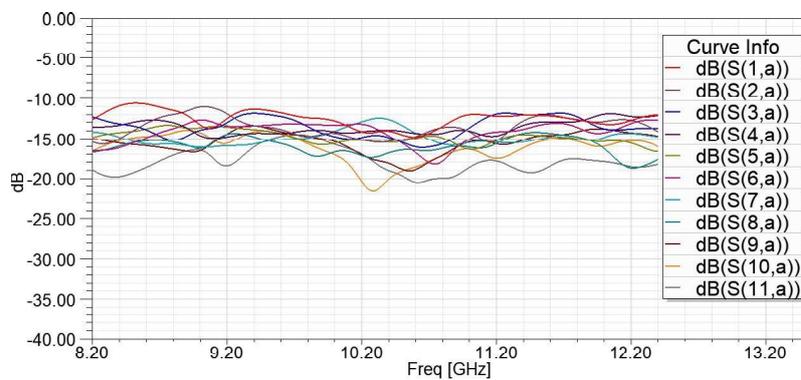
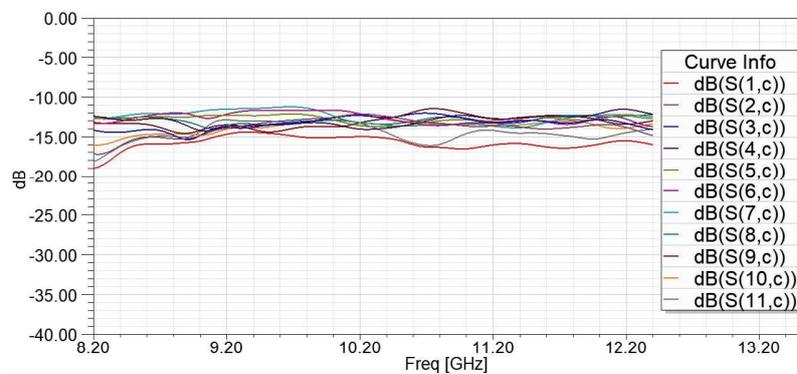


Figura 3.7: Lente de Rotman 7x11 (Modelo 2)



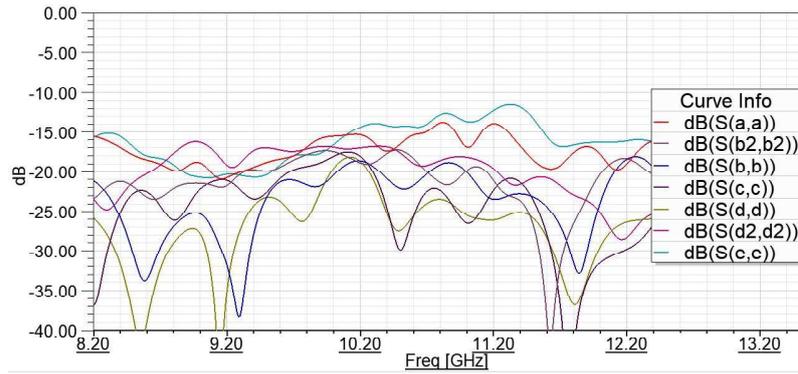
(a) Parámetro S_{ja}



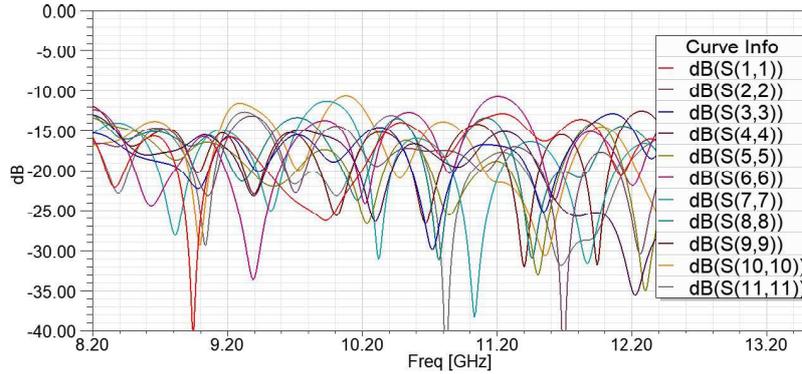
(b) Parámetro S_{jc}

Figura 3.8: Parámetros de transmisión S_{ja} y S_{jc}

En el rango de frecuencia de $8,2GHz$ a $12GHz$ de la Figura 3.8, S_{ja} presenta pérdidas de inserción (PI) $\geq 10,6dB$ mientras que para S_{jc} las pérdidas de inserción son $\geq 11,2dB$; por lo tanto para los puertos extremos se producen menores pérdidas que en el puerto central. Se podría decir que para los demás puertos de entrada las pérdidas de inserción pueden estar dentro de este rango; el valor máximo esperado para PI es $\leq 10,41dB$ producido por la relación de potencias en una lente ideal con 11 puertos de salida.



(a) Parámetro S_{ii}



(b) Parámetro S_{jj}

Figura 3.9: Parámetros de reflexión S_{ii} y S_{jj} de la lente (Modelo 2)

Mediante los parámetros S_{ii} y S_{jj} de la Figura 3.9(a) y (b) se pueden obtener las pérdidas de retorno (PR), las cuales presentan un valor mayor a 12dB , por lo cual la potencia que se refleja es menor al $6,3\%$ de la potencia incidente para los puertos de entrada; mientras que para los puertos de salida se tienen pérdidas mayores a 10dB , es decir menos del 10% de la potencia incidente se refleja.

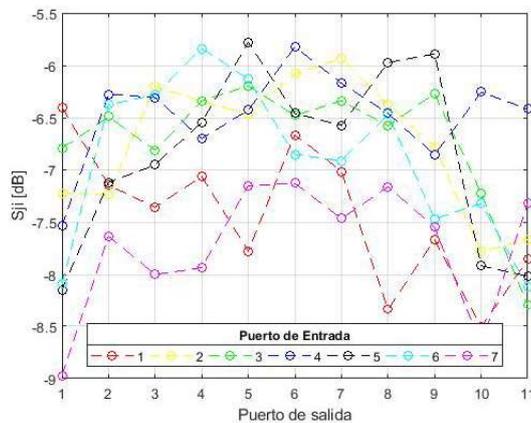


Figura 3.10: Distribución de potencias para los puertos de salida respecto a c (Modelo 2)

El parámetro S_{ji} permite encontrar la potencia transmitida para cada puerto de salida respecto a la potencia incidente de los puertos de entrada y relacionarlo con su apuntamiento; de esa manera para una frecuencia de $10GHz$ se obtiene el diagrama de distribución de potencias a partir de los parámetros S_{ji} que se muestra en la Figura 3.10. Se observa que el apuntamiento para el puerto 5 y 7 se arregla, pero en otros puertos (2 y 3) se pierde su apuntamiento. Para el puerto extremo 7 la potencia mejora, pero para el puerto 1 se mantiene una potencia de mayor nivel que apunta al puerto central de salida. Por lo que este cambio aún no producirá el apuntamiento deseado de los puertos de entrada.

Los coeficientes de transmisión S_{ji} de cada puerto de salida son procesados en Matlab para encontrar el diagrama de radiación de la lente, el cual se observa en la Figura 3.11.

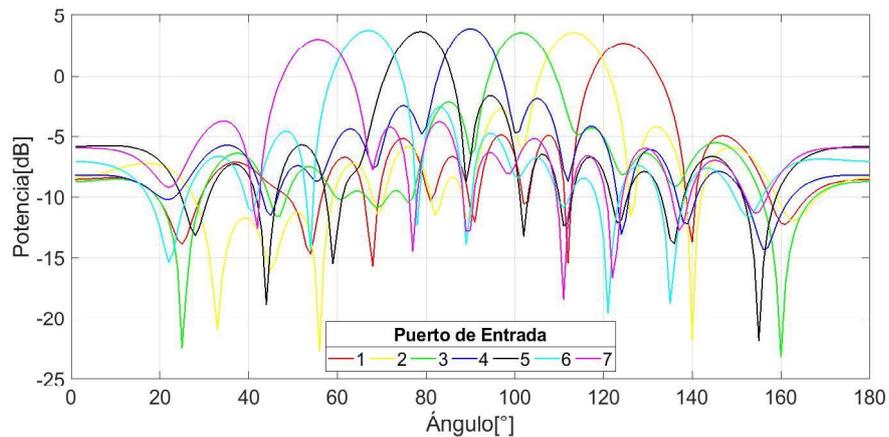


Figura 3.11: Diagrama de radiación lente de Rotman 7×11 (Modelo 2)

En la Tabla 3.2 se indican los valores de apuntamiento obtenidos del diagrama de radiación ideal que se observa en la Figura 2.28 (pág.54) y del diagrama de radiación calculado mediante el procesamiento en Matlab de los resultados obtenidos de la simulación en HFSS de la lente de la Figura 3.7.

Tabla 3.2: Tabla comparativa de ángulos de apuntamiento (Modelo 2)

Valor teórico	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
Valor obtenido	56°	67°	79°	90°	101°	113°	124°
Error absoluto	4°	3°	1°	0°	1°	3°	4°

Se observa un error máximo de apuntamiento de 4°, por tanto se realizaron modificaciones para lograr disminuir dicho error respecto al diseño original y lograr cumplir con los parámetros seleccionados de la lente.

3.3. MODELO 3

Para este modelo se modifica el número de puertos dummy respecto al modelo 2 (11 puertos) a 8 puertos por pared lateral, además se varía su apuntamiento respecto al modelo 1 como se indica en la Figura 3.12. Se mantiene el apuntamiento de 7 de los puertos dummy centrales a un punto central a la curvatura creada, mientras que el puerto extremo cercano al puerto de entrada a apunta al puerto de salida 9 y el puerto junto al puerto de salida 1 apunta al puerto de entrada c .

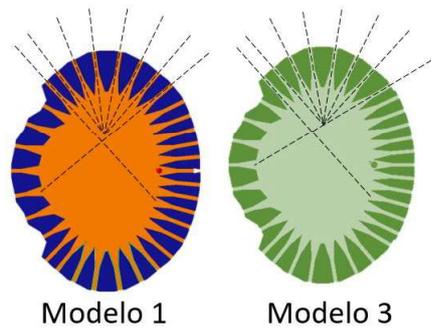
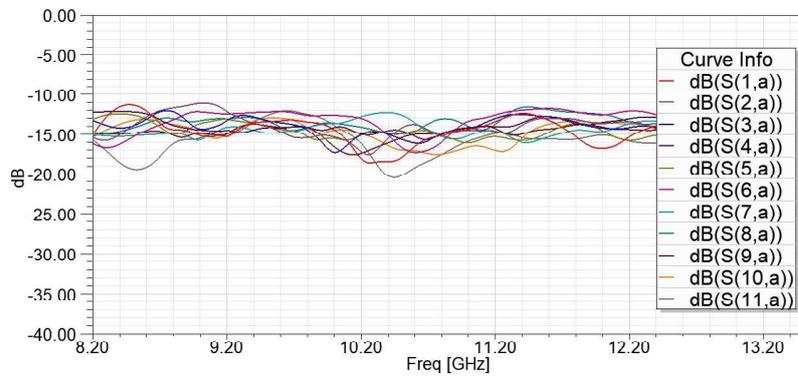
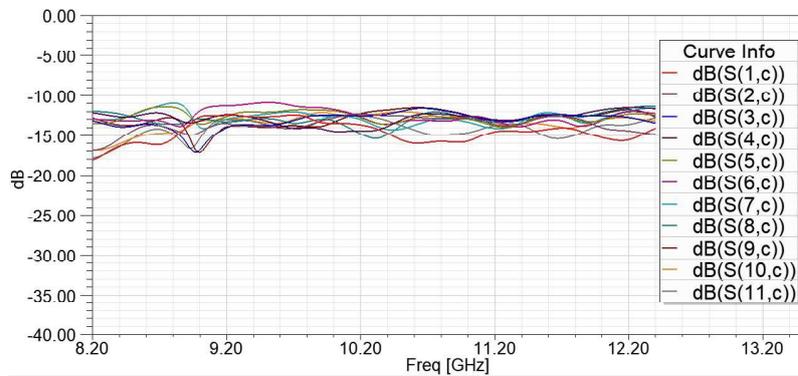


Figura 3.12: Lente de Rotman 7x11 (Modelo 3)



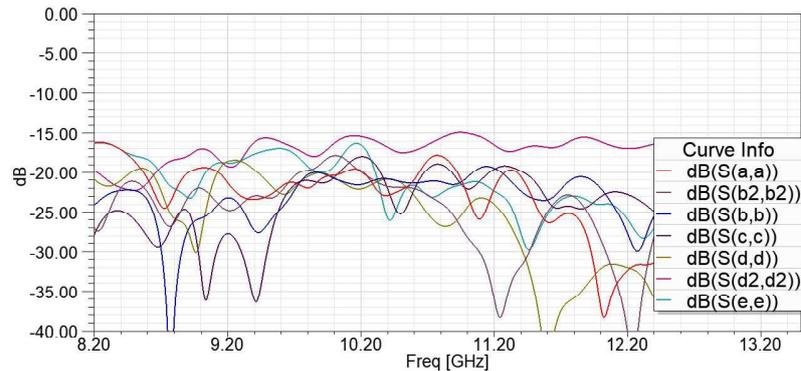
(a) Parámetro S_{ja}



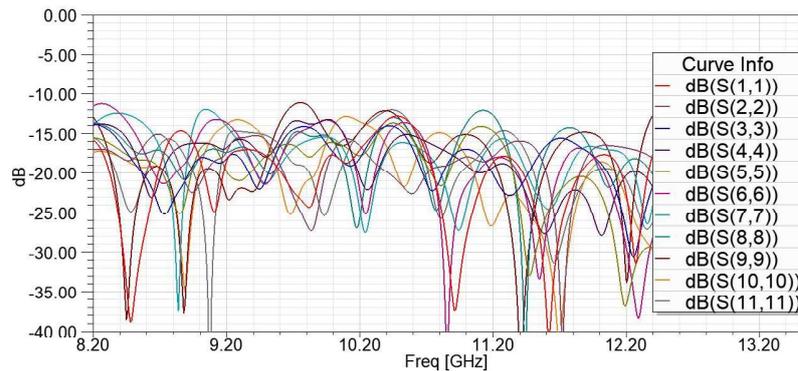
(b) Parámetro S_{jc}

Figura 3.13: Parámetros de transmisión S_{ja} y S_{jc} de la lente (Modelo 3)

En el rango de frecuencia de $8,2GHz$ a $12GHz$ de la Figura 3.13, S_{ja} presenta pérdidas de inserción (PI) $\geq 11,2dB$ mientras que para S_{jc} las pérdidas de inserción son $\geq 12dB$; por lo tanto para los puertos extremos se producen menores pérdidas que en el puerto central. Se podría decir que para los demás puertos de entrada las pérdidas de inserción estarán dentro de este rango; el valor máximo esperado para PI es $\leq 10,41dB$ producido por la relación de potencias en una lente ideal con 11 puertos de salida.



(a) Parámetro S_{ii}



(b) Parámetro S_{jj}

Figura 3.14: Parámetros de reflexión S_{ii} y S_{jj} de la lente (Modelo 3)

Mediante los parámetros S_{ii} y S_{jj} de la Figura 3.14(a) y (b) se pueden obtener las pérdidas de retorno (PR), las cuales presentan un valor mayor a $15dB$, por lo cual la potencia que se refleja es menor al $3,1\%$ de la potencia incidente para los puertos de entrada; mientras que para los puertos de salida se tienen pérdidas mayores a $11dB$, es decir menos del $7,9\%$ de la potencia incidente se refleja.

El parámetro S_{ji} permite encontrar la potencia transmitida para cada puerto de salida respecto a la potencia incidente de los puertos de entrada y relacionarlo con su apuntamiento; de esa manera para una frecuencia de $10GHz$ se obtiene el diagrama de distribución de potencias a

partir de los parámetros S_{ji} que se muestra en la Figura 3.15.

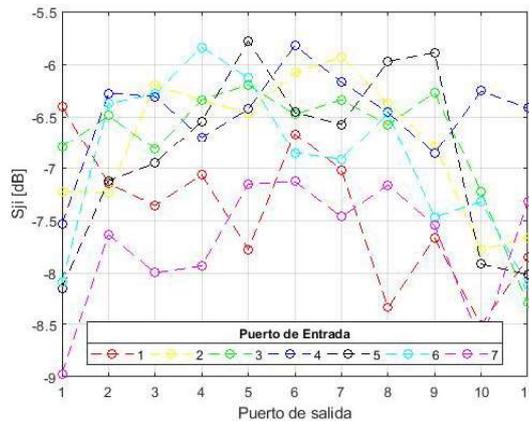


Figura 3.15: Distribución de potencias para los puertos de salida respecto a c (Modelo 3)

Se observa que el apuntamiento para el puerto 5 se arregla pero para el puerto 2 y 3 se pierde su apuntamiento. Para el puerto extremo 7 la potencia mejora, pero para el puerto 1 se mantiene una potencia de mayor nivel en el puerto de salida 6. También se puede observar que los niveles máximos de potencia para cada puerto de entrada disminuyen gradualmente, siendo el puerto c (mejor condición) el que mayor potencia transmite y los puertos extremos (a y e) los que menos potencia transmiten.

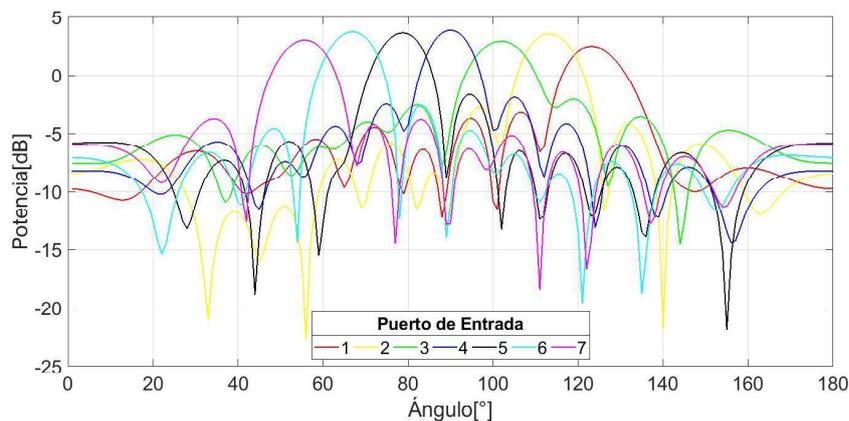


Figura 3.16: Diagrama de radiación lente de Rotman 7x11 (Modelo 3)

Los coeficientes de transmisión S_{ji} de cada puerto de salida son procesados en Matlab para encontrar el diagrama de radiación de la lente, el cual se observa en la Figura 3.16. En la Tabla 3.3 se indican los valores de apuntamiento obtenidos del diagrama de radiación ideal que se observa en la Figura 2.28 (pág.54) y del diagrama de radiación calculado mediante el procesamiento en Matlab de los resultados obtenidos de la simulación en HFSS de la lente de la Figura 3.12.

Tabla 3.3: Tabla comparativa de ángulos de apuntamiento modelo 3

Valor teórico	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
Valor obtenido	56°	67°	79°	90°	101°	113°	125°
Error absoluto	4°	3°	1°	0°	1°	3°	5°

Se observa que el error máximo de apuntamiento de 4° se mantiene, por tanto se realizaron otras modificaciones para lograr disminuir dicho error respecto al diseño original y lograr cumplir con los parámetros seleccionados de la lente.

3.4. MODELO 4

En este modelo se modifica el apuntamiento de los puertos de entrada 1 y 7, el apuntamiento del puerto *a* ha sido movido 0,5° respecto al original, mientras que el apuntamiento del puerto *e* fue movido 1,2° respecto al original como se indica en la Figura 3.17.

En este modelo se trabaja con 8 puertos dummy por pared lateral, los cuales apuntan al centro de su curvatura. Los puertos de salida apuntan al centro del contorno de alimentación.

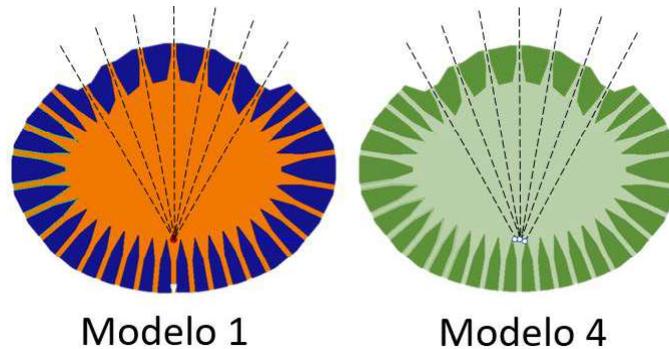
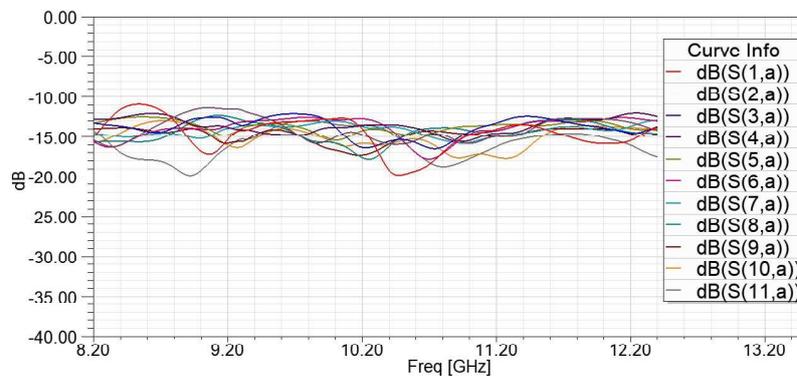
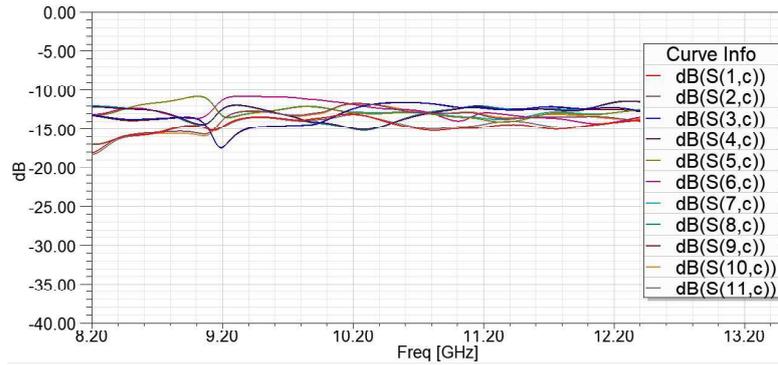


Figura 3.17: Lente de Rotman 7x11 (Modelo 4)



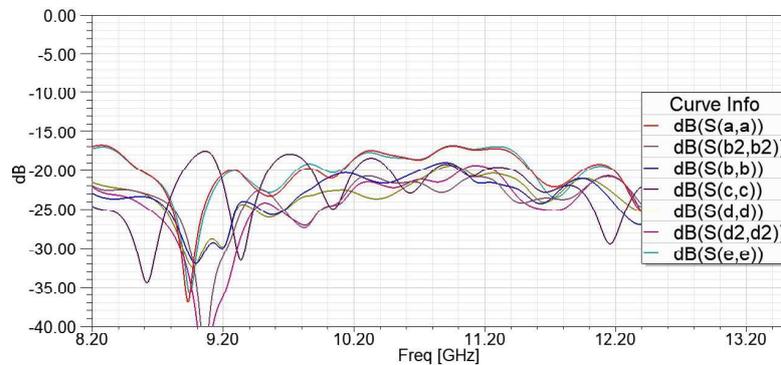
(a) Parámetro S_{ja}



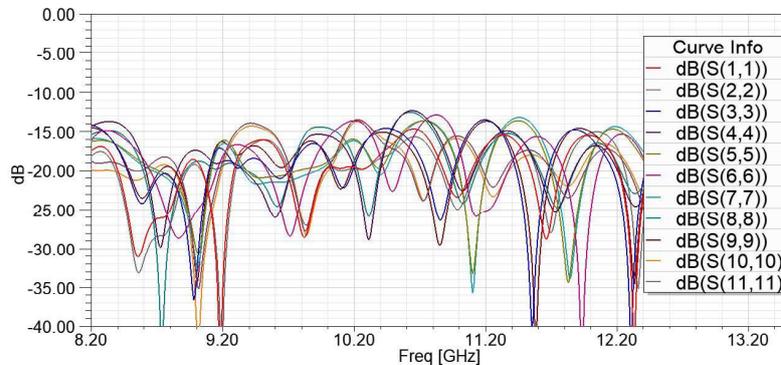
(b) Parámetro S_{jc}

Figura 3.18: Parámetros de transmisión S_{ja} y S_{jc} de la lente (Modelo 4)

En el rango de frecuencia de $8,2GHz$ a $12GHz$ de la Figura 3.18, S_{ja} presenta pérdidas de inserción (PI) $\geq 11,2dB$ mientras que para S_{jc} las pérdidas de inserción son $\geq 10,9dB$; por lo tanto para los puertos extremos se producen mayores pérdidas que en el puerto central. Se puede decir que para los demás puertos de entrada las pérdidas de inserción estarán dentro de este rango; el valor máximo esperado para PI es $\leq 10,41dB$ producido por la relación de potencias en una lente ideal con 11 puertos de salida.



(a) Parámetro S_{ii}



(b) Parámetro S_{jj}

Figura 3.19: Parámetros de reflexión S_{ii} y S_{jj} de la lente (Modelo 4)

Mediante los parámetros S_{ii} y S_{jj} de la Figura 3.19(a) y (b) se pueden obtener las pérdidas por reflexión (PR), las cuales presentan un valor mayor a $16,5dB$, por lo cual la potencia que se refleja es menor al $2,24\%$ de la potencia incidente para los puertos de entrada; mientras que para los puertos de salida se tienen pérdidas mayores a $12dB$, es decir menos del $6,31\%$ de la potencia incidente se refleja.

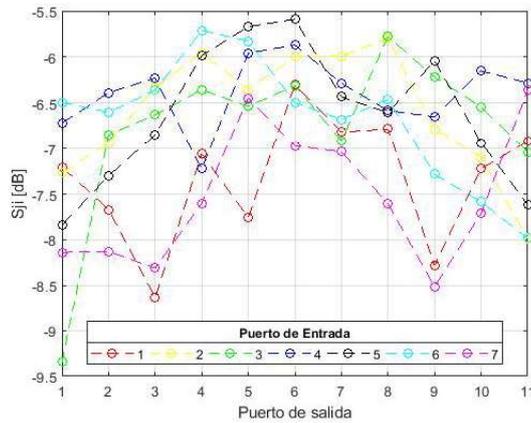


Figura 3.20: Distribución de potencias para los puertos de salida respecto a c (Modelo 4)

El parámetro S_{ji} permite encontrar la potencia transmitida para cada puerto de salida respecto a la potencia incidente de los puertos de entrada y relacionarlo con su apuntamiento; de esa manera para una frecuencia de $10GHz$ se obtiene el diagrama de distribución de potencias a partir de los parámetros S_{ji} que se muestra en la Figura 3.20; se observa que el apuntamiento del puerto 3 y el punto 4 son los correctos, sin embargo para el resto de puertos el apuntamiento no es el deseado y cambia del modelo 1. Se mantiene los mismos errores del modelo 1 para los puerto extremos a y e ; además la variación gradual de los niveles de potencia se pierde en este modelo.

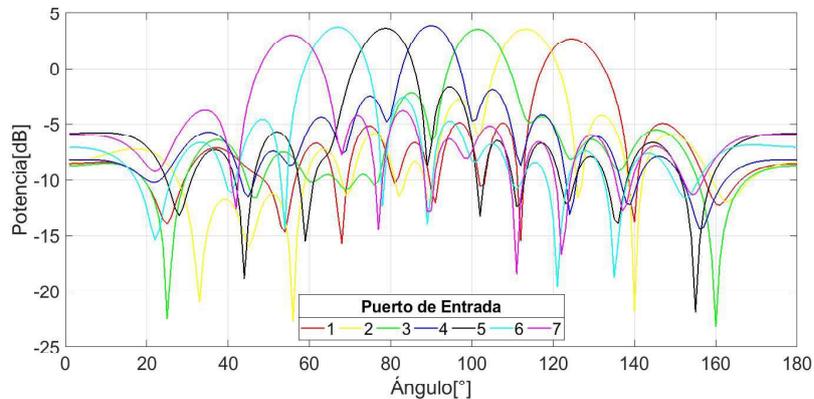


Figura 3.21: Diagrama de radiación lente de Rotman 7×11 (Modelo 4)

Los coeficientes de transmisión S_{ji} de cada puerto de salida son procesados en Matlab para encontrar el diagrama de radiación de la lente que se observa en la Figura 3.21.

En la Tabla 3.4 se indican los valores de apuntamiento obtenidos del diagrama de radiación ideal que se observa en la Figura 2.28 (pág.54) y del diagrama de radiación calculado mediante el procesamiento en Matlab de los resultados obtenidos de la simulación en HFSS de la lente de la Figura 3.17.

Tabla 3.4: Tabla comparativa de ángulos de apuntamiento modelo 2

Valor teórico	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
Valor obtenido	56°	67°	78°	90°	102°	113°	123°
Error absoluto	4°	3°	2°	0°	1°	2°	3°

Se observa que el error máximo de apuntamiento de 4° se mantiene e incluso aumenta el mínimo a 2° por tanto se realizaron otras modificaciones para lograr disminuir el error absoluto para que cumpla con los parámetros seleccionados de la lente.

3.5. MODELO 5

Para este modelo modifican las coordenadas de los puertos de entrada del modelo 1 y se agrega un puerto dummy para compensar la distancia desplazada de los puertos de entrada (9 por pared lateral) como se muestra en la Figura 3.22.

Los puertos de entrada apuntan al centro del contorno interior mientras que los puertos de salida apuntan al centro del contorno de alimentación, además los puertos dummy apuntan al centro de su curvatura.

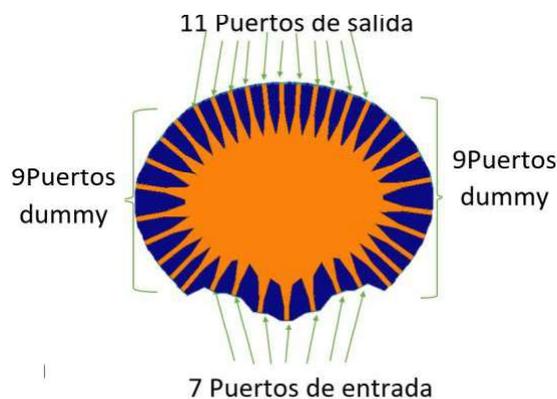
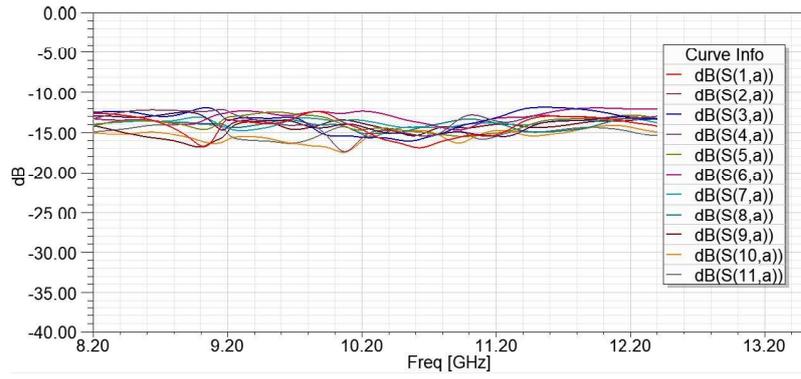
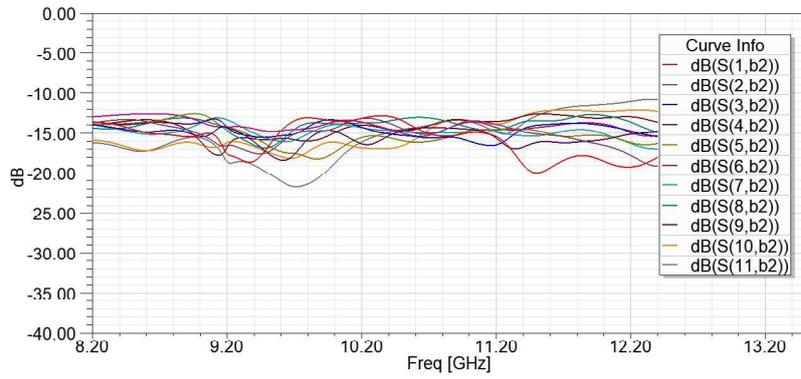


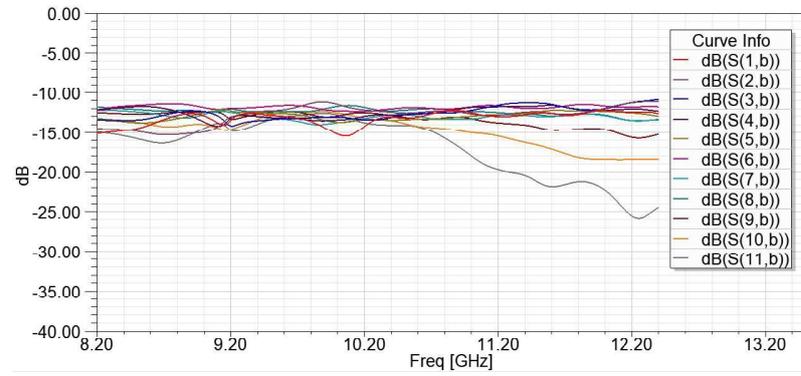
Figura 3.22: Lente de Rotman 7x11 (Modelo 5)



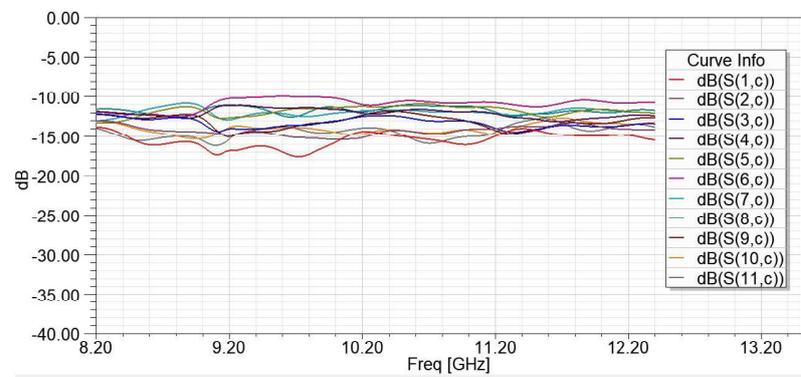
(a) Parámetro S_{ja}



(b) Parámetro S_{jb2}

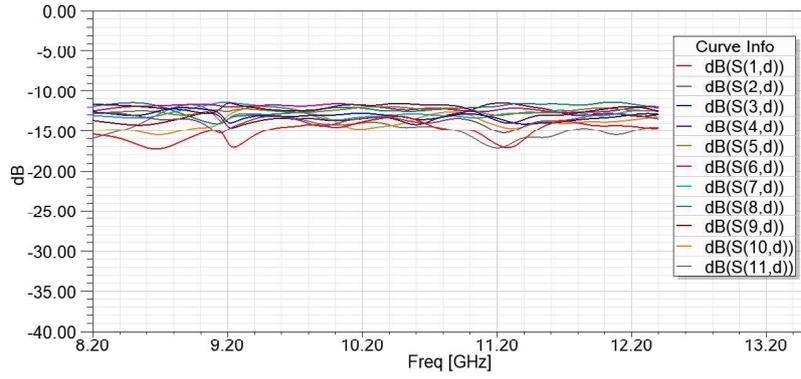


(c) Parámetro S_{jb}

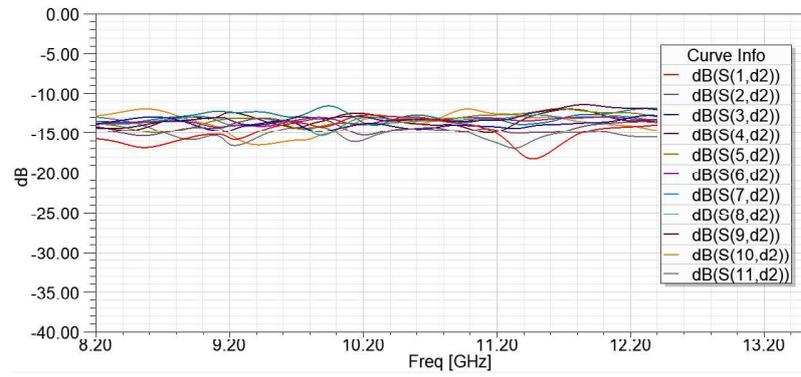


(d) Parámetro S_{jc}

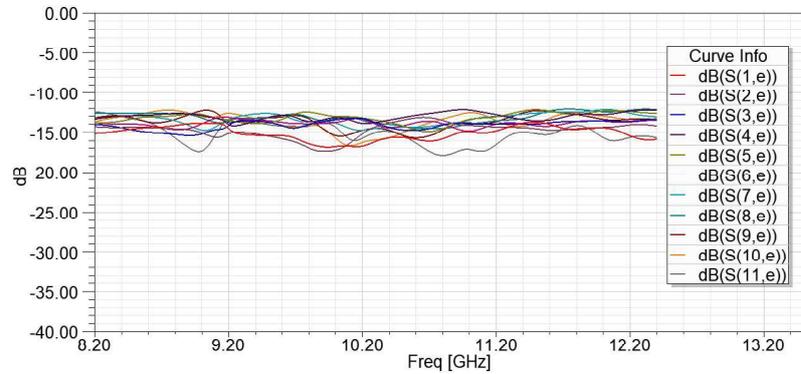
Figura 3.23: Parámetros de transmisión S_{ja} , S_{jb2} , S_{jb} y S_{jc} de la lente (Modelo 5)



(a) Parámetro S_{jd}



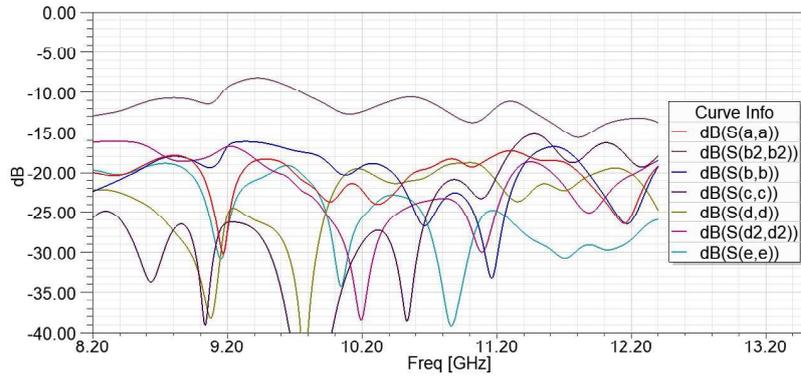
(b) Parámetro S_{jd2}



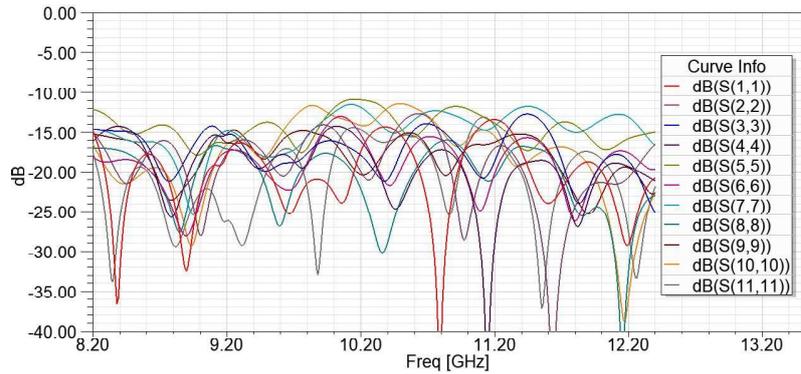
(c) Parámetro S_{je}

Figura 3.24: Parámetros de transmisión S_{jd} , S_{jd2} y S_{je} de la lente (Modelo 5)

En el rango de frecuencia de $8,2GHz$ a $12GHz$ para la Figura 3.23 y la Figura 3.24, S_{ja} presenta pérdidas de inserción (PI) $\geq 11,75dB$ mientras que para S_{jc} las pérdidas de inserción son $\geq 10,4dB$; por lo tanto para los puertos extremos se producen mayores pérdidas que en el puerto central. Además se puede observar que para los demás puertos de entrada las pérdidas de inserción están dentro de este rango, como se observa en la Figura 3.24 ($PI_{S_{jb2}} \geq 12,4dB$, $PI_{S_{jb}} \geq 11,2dB$, $PI_{S_{jd}} \geq 11,5dB$, $PI_{S_{jd2}} \geq 12dB$) a excepción del puerto S_{jb2} y S_{jd2} que presentan PI mayores. El valor máximo esperado para PI es $\leq 10,41dB$.



(a) Parámetro S_{ii}



(b) Parámetro S_{jj}

Figura 3.25: Parámetros de reflexión S_{ii} y S_{jj} de la lente (Modelo 5)

Mediante los parámetros S_{ii} y S_{jj} de la Figura 3.25(a) y (b) se pueden obtener las pérdidas de retorno (PR), las cuales presentan un valor mayor a $15dB$, para todos los puertos de entrada a excepción del puerto $b2$, en el cual se producen mayor cantidad de reflexiones ya que presenta pérdidas de $11dB$ en todo el rango de frecuencia menos para $[9,1GHz - 9,9GHz]$ que muestra pérdidas bajo los $7,8dB$. Es decir, la potencia que se refleja es $7,9\%$ de la potencia incidente para el puerto $b2$ y $16,6\%$ para el rango indicado, mientras que para los demás puertos se presenta una potencia reflejada del $3,16\%$ de la potencia incidente.

Para los puertos de salida se tienen pérdidas mayores a $11dB$, es decir menos del $7,9\%$ de la potencia incidente se refleja.

El parámetro S_{ji} permite encontrar la potencia transmitida para cada puerto de salida respecto a la potencia incidente de los puertos de entrada y relacionarlo con su apuntamiento; de esa manera para una frecuencia de $10GHz$ se obtiene el diagrama de distribución de potencias a partir de los parámetros S_{ji} el cual se muestra en la Figura 3.26; se observa que el apuntamiento de los puertos de entrada son muy cercanos a los deseados. La variación gradual de los niveles

de potencia se mantiene para todos los puertos a excepción del puerto central 4, esto se debe al cambio de posición de los puertos contiguos que producen un cambio en las líneas de conexión entre puertos y que afectan a la señal transmitida.

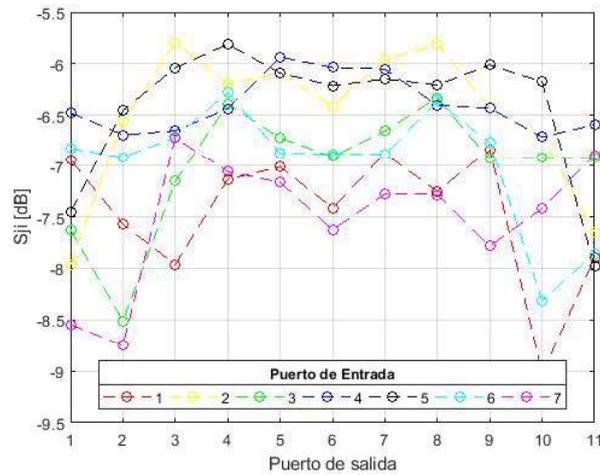


Figura 3.26: Distribución de potencias para los puertos de salida respecto a c (Modelo 5)

Solamente las coordenadas de los puertos de entrada han sido modificadas respecto al modelo original. En la Tabla 3.5 se presentan las coordenadas de cada puerto de entrada de la lente.

Tabla 3.5: Coordenadas de los puertos de entrada (Modelo 5)

Puerto de entrada		Puertos de alimentación (Modelo 5) [mm]		Puerto de alimentación original [mm]	
N°	HFSS	X	Y	X	Y
1	a	-83.5	41.2	-77.91	44.98
2	b2	-86	29	-90.88	33.08
3	b	-97	15	-99.35	17.52
4	c	-102.28	0	-102.29	0
5	d	-97	-15	-99.35	-17.52
6	d2	-86	-29	-90.88	-33.08
7	e	-83.5	-41.2	-77.91	-44.98

Los coeficientes de transmisión S_{ji} de cada puerto de salida son procesados en Matlab para encontrar el diagrama de radiación de la lente, el cual se observa en la Figura 3.27.

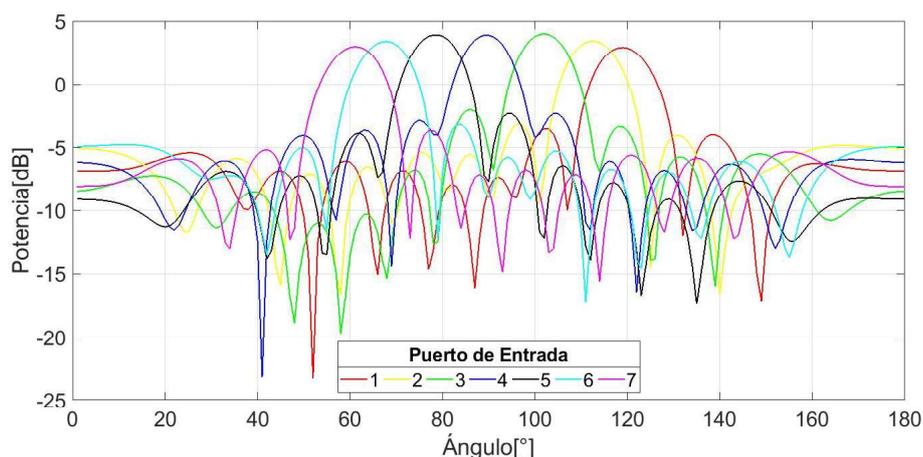


Figura 3.27: Diagrama de radiación obtenido de HFSS para la lente 7x11 (Modelo 5)

En la Tabla 3.6 se indican los valores de apuntamiento obtenidos del diagrama de radiación ideal que se observa en la Figura 2.28 (pág.54) y del diagrama de radiación calculado mediante el procesamiento en Matlab de los resultados obtenidos de la simulación en HFSS de la lente de la Figura 3.22.

Tabla 3.6: Tabla comparativa de ángulos de apuntamiento

Valor teórico	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°
Valor obtenido	61°	70°	79°	90°	101°	110,5°	119°
Error absoluto	1°	0°	1°	0°	1°	0,5°	1°

En la Figura 3.27 se presenta el ángulo de apuntamiento de cada haz, así como la relación de lóbulo principal a secundario *NLPS*. Como se puede observar, el *NLPS* es igual a 7dB como valor máximo para el haz de 61° y 6 dB como valor mínimo para el haz de 79°.

Se elige este modelo dado que es el que mejor resultados proporciona en cuanto al ángulo de apuntamiento esperado.

Para visualizar mejor el comportamiento de la lente se muestra en la Figura 3.28 la distribución de corrientes superficiales según los puertos de entrada seleccionados de la lente (Modelo 5). Se considera la simetría de los puertos de entrada respecto al eje x y por lo tanto solo se presenta el flujo de potencia para los puertos 1, 2, 3 y 4. Se observa el apuntamiento de cada puerto de entrada y la potencia recibida en cada puerto de salida, además de la energía absorbida por los puertos dummy.

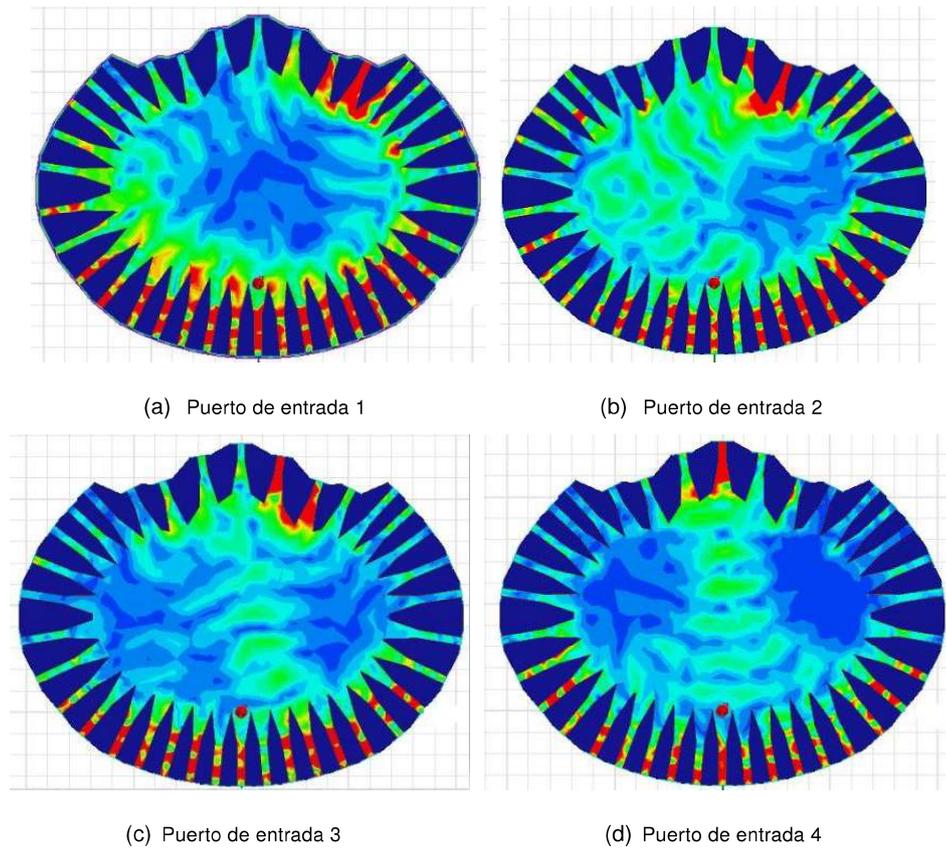


Figura 3.28: Densidad de flujo de potencia para la lente (Modelo 5)

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

- El principio de funcionamiento de la lente se basa en la propagación de ondas dentro de una determinada geometría, por lo cual su análisis es bastante complicado y la formulación utilizada en este trabajo de titulación se puede considerar básica para este propósito, ya que considera una propagación lineal y omite reflexiones dentro de la cavidad.
- Para definir un procedimiento de diseño se deben considerar las especificaciones de la lente además del efecto de cada parámetro de diseño para lograr una lente funcional con un error por longitud de trayectorias mínimo.
- Aplicando el procedimiento de diseño se pueden validar los resultados obtenidos mediante la aplicación del software Matlab, determinando así que el procedimiento es el adecuado y que cumple con las especificaciones seleccionadas.
- Los resultados obtenidos en Matlab para los ángulos de apuntamiento difieren con los presentados por HFSS, ya que este software realiza consideraciones más reales del modelo como las reflexiones dentro de la geometría de la lente y sus pérdidas. Este error también se debe a que las bocinas del contorno de alimentación pierden su forma al unirse entre sí y por lo tanto la propagación de la onda cambia.
- Realizar las paredes laterales con una curvatura más pronunciada implica el uso de un mayor número de puertos dummy para reducir un poco el error de apuntamiento, es decir la relación costo beneficio no es la adecuada para solucionar este problema, ya que al incrementar puertos dummy también aumenta el costo por las cargas adaptadas que se requieren.
- Es necesario realizar un apuntamiento correcto de los puertos dummy para que estos reciban las reflexiones producidas al interior de la lente y no produzcan más reflexiones, ni tampoco reciban parte de la señal a transmitirse.
- Mediante el reapuntamiento de los puertos de entrada se pudo corregir en parte el apuntamiento de los haces, pero la relación de los lóbulos secundarios respecto al lóbulo principal va disminuyendo.
- La mejor alternativa para optimizar la lente fue modificar las coordenadas de los puertos de entrada en Matlab hasta obtener un error que compense el obtenido en HFSS, ya que este presenta un resultado más cercano a la realidad.

4.2. RECOMENDACIONES

- En futuros trabajos sería recomendable emplear una formulación matemática más compleja para obtener una aproximación real del comportamiento de la lente y de las reflexiones internas que se producen; por ejemplo la teoría de rayos que es aplicada sobre el modelo de la lente terminada para lograr una mejor comprensión del sistema y predecir su comportamiento sin la necesidad de usar un software como HFSS que consume gran cantidad de recursos computacionales a medida que el tamaño del modelo aumenta.
- Se recomienda crear una GUI en Matlab para obtener la geometría de la lente según las especificaciones que se requieran, visualizar los diagramas de radiación y observar como afecta cada parámetro de diseño en su rendimiento.
- Para mejorar la distribución de potencias en los puertos de salida se puede utilizar otro tipo de tapers como los mencionados en este trabajo de titulación o usar una red de tapers para evitar distorsionar la forma de las bocinas de los puertos de alimentación y lograr optimizar el apuntamiento de la onda, además de aumentar su ancho de banda.
- Este modelo puede ser modificado para ser utilizado en radares con ángulos de barrido amplios (360°), para lo cual se modifica en su diseño la condición de igualdad entre el ángulo de incidencia y el ángulo máximo de apuntamiento, de esta manera se mejora el rendimiento de la lente al evitar bocinas sectoriales anchas en los puertos de entrada.
- El software electromagnético HFSS es una herramienta de simulación completa y puede ser utilizada para automatizar la creación de la lente mediante scripts y evitar así crearla manualmente.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Ershadi, A. Keshtkar, A. Bayat, A. Abdelrahman, and H. Xin, "Rotman lens design and optimization for 5g applications," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 10, no. 9, pp. 1048–1057, 2018.
- [2] E. Obiodu and M. Giles, "The 5g era: age of boundless connectivity and intelligent automation," *GSM Association*, 2017.
- [3] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, "Massive mimo for next generation wireless systems," *arXiv preprint arXiv:1304.6690*, 2013.
- [4] J. C. Soriano, "Modelo experimental de propagación de rf en espacio libre y vegetación a 9,1ghz," 2006.
- [5] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*. Artech house, 2017.
- [6] D. H. Archer, "Radio frequency beam forming network," May 16 1978, uS Patent 4,090,199.
- [7] S. Vashist, M. Soni, and P. Singhal, "A review on the development of rotman lens antenna," *Chinese Journal of Engineering*, vol. 2014, 2014.
- [8] L. F. Carrera, "Antenas multihaz con lente de rotman para las bandas de microondas y milimétricas realizadas en diferentes tecnologías," Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2015.
- [9] Y. Lo and S. Lee, "Antenna handbook vol 3: Antenna applications," 1993.
- [10] S. Adibifard and A. Kouki, "Design of a wideband rotman lens with dummy ports for wide-scan phased array applications," in *2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*. IEEE, 2016, pp. 1–2.
- [11] J. Boyns, A. Munger, J. Provencher, J. Reindel, and B. Small, "A lens feed for a ring array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 16, no. 2, pp. 264–267, 1968.
- [12] L. Josefsson and P. Persson, *Conformal array antenna theory and design*. John wiley & sons, 2006, vol. 29.
- [13] D. Archer, "Lens-fed multiple beam arrays," *Electronic Progress*, vol. 16, Winter 1974, p. 24-32., vol. 16, pp. 24–32, 1974.

- [14] P. Hall and S. Vetterlein, "Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas," in *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, vol. 137, no. 5. IET, 1990, pp. 293–303.
- [15] E. C. DuFort and H. A. Uyeda, "Geodesic dome-lens antenna," Dec. 11 1984, uS Patent 4,488,156.
- [16] G. Righini, V. Russo, S. Sottini, and G. T. Di Francia, "Geodesic lenses for guided optical waves," *Applied Optics*, vol. 12, no. 7, pp. 1477–1481, 1973.
- [17] K. Kunz, "Propagation of microwaves between a parallel pair of doubly curved conducting surfaces," *Journal of Applied Physics*, vol. 25, no. 5, pp. 642–653, 1954.
- [18] W. Rotman and R. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623–632, 1963.
- [19] M. Smith and A. Fong, "Amplitude performance of ruze and rotman lenses," *Radio and Electronic Engineer*, vol. 53, no. 9, pp. 329–336, 1983.
- [20] J. Dong, A. Zaghloul, and R. Rotman, "Phase-error performance of multi-focal and non-focal two-dimensional rotman lens designs," *IET microwaves, antennas & propagation*, vol. 4, no. 12, pp. 2097–2103, 2010.
- [21] D. R. Gagnon, "Procedure for correct refocusing of the rotman lens according to snell's law," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 3, pp. 390–392, 1989.
- [22] A. Fong and M. Smith, "A microstrip multiple beam forming lens," *Radio and Electronic Engineer*, vol. 54, no. 7, pp. 318–320, 1984.
- [23] E. O. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design," in *1975 5th European Microwave Conference*. IEEE, 1975, pp. 268–272.
- [24] D. M. Pozar, "Microwave engineering," *Wiley*, 2012.
- [25] C. Özgen, "Design of a wideband beam scanning rotman lens array," Ph.D. dissertation, Doctoral dissertation, MIDDLE EAST TECHNICAL UNIVERSITY, 2012.
- [26] A. Y. Niazi, "A new type of microwave band branching filter," Ph.D. dissertation, University College London (University of London), 1977.
- [27] L. Musa and M. Smith, "Microstrip port design and sidewall absorption for printed rotman lenses," in *IEE Proceedings H-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 136, no. 1. IET, 1989, pp. 53–58.

- [28] I. L. F. Filho, “Estudos de lente de rotman em microstrip para aplicacoes em sistemas phased array,” Ph.D. dissertation, Pontificia Universades Católica Do Rio de Janeiro, 2016.
- [29] C. W. Penney, “Rotman lens design and simulation in software [application notes],” *IEEE Microwave magazine*, vol. 9, no. 6, pp. 138–149, 2008.
- [30] L. T. Hall, H. J. Hansen, and D. Abbott, “Rotman lens for mm-wavelengths,” in *Smart Structures, Devices, and Systems*, vol. 4935. International Society for Optics and Photonics, 2002, pp. 215–221.
- [31] K. Embais, “The radiation pattern and phase center of two-dimensional apertures,” Master’s thesis, Eastern Mediterranean University (EMU)-Doğu Akdeniz Üniversitesi (DAÜ), 2016.
- [32] A. Kozak, “A variable-exponent taper equation,” *Canadian Journal of Forest Research*, vol. 18, no. 11, pp. 1363–1368, 1988.
- [33] R. Corporation, *RO4000 Series High Frequency Circuit Materials*, 2018.
- [34] O. El Mrabet, “High frequency structure simulator (hfss) tutorial,” *IETR, UMR CNRS 6164, INSA, 20 avenue Butte des Coësmes 35043 Rennes*, 2006.