

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**REDES DE ALIMENTACIÓN PARA CONFORMACIÓN DE HACES
EN ARREGLOS DE ANTENAS**

**RED DE ALIMENTACIÓN TIPO MATRIZ DE BLASS PARA UN
ARREGLO DE RADIADORES**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
TELECOMUNICACIONES**

PAÚL ANDRÉS VILLAGRÁN MORILLO

paul.villagran@epn.edu.ec

DIRECTOR: HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

hernan.barba@epn.edu.ec

DMQ, abril 2024

CERTIFICACIONES

Yo, PAÚL ANDRÉS VILLAGRÁN MORILLO declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

PAÚL ANDRÉS VILLAGRÁN MORILLO

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por PAÚL ANDRÉS VILLAGRÁN MORILLO, bajo mi supervisión.

HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA
DIRECTOR

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

PAÚL ANDRÉS VILLAGRÁN MORILLO

HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

DEDICATORIA

Con todo mi amor y cariño:

A mi querida madre y abuelita, auténticas mujeres de amor y sabiduría, cuyas manos han tejido los hilos que forman la esencia de este ser humano.

A mi querido hermano, cómplice inseparable de risas y apoyo incondicional en cada tramo de la travesía llamada vida.

A mi amada compañera, mi novia, quien no solo ilumina mis días con su amor, sino que también se convierte en mi constante fuente de inspiración y motivación.

A mi familia en general, pilar fundamental de mi existencia. Cada uno de ustedes ha contribuido a esculpir el camino que hoy celebro.

A mis amigos del colegio, camaradas de travesías y cómplices de risueñas travesuras.

A mis entrañables amigos de la universidad, con quienes he compartido momentos imborrables y cuyo apoyo ha sido un faro en mi travesía académica.

Este logro no solo es mío, sino de cada uno de ustedes, porque sus risas, consejos, y presencias han dejado una huella indeleble en mi camino. Gracias por ser parte esencial de este capítulo en mi vida.

AGRADECIMIENTO

Quiero expresar mi profundo agradecimiento a la Escuela Politécnica Nacional por brindarme la invaluable oportunidad de crecer académicamente. Mi querida universidad se ha convertido en el espacio donde he cultivado conocimientos y forjado momentos inolvidables.

Agradezco de corazón a todos los profesores y compañeros que han contribuido significativamente a mi formación. En especial, quiero reconocer a mi tutor de tesis y amigo, el Ph.D. Hernán Barba, cuya guía y apoyo han sido pilares fundamentales en este viaje académico. Su dedicación y sabiduría han iluminado mi camino hacia el éxito.

Este logro no habría sido posible sin el respaldo incondicional de esta institución y las personas maravillosas que conforman mi entorno. ¡Gracias por ser una parte esencial de mi travesía hacia el conocimiento y el crecimiento personal!

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VII
ABSTRACT	VIII
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVO GENERAL	2
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.3 ALCANCE	2
1.4 BREVE REVISIÓN TEÓRICA	3
1.4.1 PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE UNA ANTENA.....	4
1.4.2 ARREGLO DE ANTENAS.....	8
1.4.3 TÉCNICAS DE CONFORMACIÓN DE HACES	10
1.4.4 MATRICES DE ALIMENTACIÓN	11
2 METODOLOGÍA.....	17
2.1 PROCEDIMIENTO GENERAL DEL DISEÑO TEÓRICO DE LA MATRIZ DE BLOSS.....	17
2.2 IMPLEMENTACIÓN DE CADA ELEMENTO DE LA MATRIZ DE BLOSS	23
2.2.1 DISEÑO, SIMULACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE ACOPLADORES DIRECCIONALES.....	24
2.2.2 DISEÑO, SIMULACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE DESFASADORES.....	29
2.3 IMPLEMENTACIÓN DE LA MATRIZ DE BLOSS PROPUESTA.....	37
3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	41
3.1 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DE LA MATRIZ DE BLOSS	42
3.2 DISCUSIÓN DE RESULTADOS	49

3.3	CONCLUSIONES	52
3.4	RECOMENDACIONES	53

RESUMEN

En este trabajo de integración curricular se aborda el diseño y simulación de una red de alimentación tipo matriz de Blass con una configuración de 4×4 , que opera a una frecuencia de 2,4 GHz y utiliza un sustrato FR4. El objetivo principal es alimentar a un arreglo lineal de antenas y que éste apunte en cuatro direcciones distintas.

Cada nodo de la matriz incorpora un desfasador y un acoplador. El enfoque adoptado consiste en diseñar un acoplador único para todos los nodos, y los valores de los desfasadores se determinan para direccionar los vectores de alimentación hacia las cuatro direcciones deseadas. Además, se integran cargas resistivas en la matriz de Blass para su correcto funcionamiento.

La etapa de simulación permite observar el comportamiento de la matriz de Blass bajo el diseño propuesto. Esto proporciona perspectivas valiosas para extraer conclusiones y recomendaciones significativas en relación con la construcción y optimización de esta red de alimentación.

PALABRAS CLAVE: matriz de Blass, acopladores, desfasadores, arreglo lineal de antenas, red de alimentación

ABSTRACT

The present project involves the design and simulation of a feeding network matrix proposed by Blass with a 4×4 configuration, operating at a frequency of 2,4 GHz and using a FR4 substrate. The main aim is to feed a linear array of antennas in order to focus the radiation in four different directions.

Each node of the array incorporates a phase shifter and a directional coupler. The approach taken is to design a single coupler for all nodes and the values of the phase shifters are determined to steer the feed vectors to the four desired directions. In addition, resistive loads are integrated into the Blass matrix for proper operation.

The simulation stage allows observing the behavior of the Blass matrix under the proposed design. This provides valuable insights to draw meaningful conclusions and recommendations regarding the construction and optimization of this feeding network.

KEYWORDS: Blass matrix, couplers, phase shifters, linear array of antennas, feeding network

1 INTRODUCCIÓN

En la evolución histórica de las comunicaciones inalámbricas, el trabajo pionero de James Clerk Maxwell en el siglo XIX, al establecer las ecuaciones que rigen los fenómenos electromagnéticos, sentó las bases teóricas para el entendimiento de las ondas electromagnéticas [1]. Heinrich Hertz, posteriormente, llevó a cabo experimentos que confirmaron la existencia de estas ondas. Guglielmo Marconi, en las primeras décadas del siglo XX, aplicó estos avances y logró realizar las primeras transmisiones inalámbricas de larga distancia, revolucionando así las comunicaciones [1].

Dentro del contexto de las comunicaciones inalámbricas, las antenas desempeñan un papel esencial como sistemas radiantes, ya que irradian y reciben ondas electromagnéticas, lo que posibilita la transmisión y recepción de señales en el medio inalámbrico. Su diseño y configuración impactan directamente en la eficiencia y el rendimiento de las comunicaciones.

A medida que las comunicaciones inalámbricas han avanzado, han surgido tecnologías clave para mejorar el rendimiento de la transmisión de información a través de ondas electromagnéticas. Entre ellas, el "*beamforming*" permite enfocar la energía de transmisión en una dirección específica, lo que mejora la potencia de la señal y reduce la interferencia en otras direcciones [2]. Por otro lado, el "*beam steering*" permite cambiar dinámicamente la dirección del haz de radiación de una antena, lo que es útil en aplicaciones como comunicaciones móviles y radares [2].

En este contexto, las antenas son cruciales para cualquier sistema de comunicaciones inalámbricas, ya que éstas representan el *front-end* de estos sistemas. Estos dispositivos adquieren una relevancia crucial al constituir el vínculo entre el mundo digital y el medio inalámbrico. Además, cabe destacar la vital importancia de los arreglos de antenas, ya que estos arreglos no solo mejoran el rendimiento de la comunicación, sino que también abren la puerta a la formación y dirección precisa de haces de radiación.

Sin embargo, para alcanzar una conformación precisa y orientación de los haces de radiación en arreglos de antenas, es esencial contar con sistemas de redes de alimentación. Estas redes cumplen el rol de distribuir las señales de manera estratégica a los distintos elementos radiantes del arreglo.

Para lograr una formación y dirección controlada del haz de radiación en arreglos de antenas, se utilizan redes de alimentación, y específicamente, la matriz de Blass es un tipo de red que permite controlar la fase y amplitud de las señales aplicadas a cada elemento

radiador [3]. De esta manera, la matriz de Blass mejora la eficiencia y rendimiento del arreglo de antenas en el sistema de comunicación inalámbrica.

El presente componente engloba el estudio, diseño y simulación de una red de alimentación tipo matriz de Blass de $n \times m$, para un arreglo de antenas de m radiadores que utilicen la técnica de cambio de fase para la obtención del barrido de haz "*beam steering*".

1.1 OBJETIVO GENERAL

Realizar el diseño y la simulación de una red de alimentación tipo matriz de Blass de 4×4 para un arreglo de 4 radiadores en tecnología *microstrip*.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Describir brevemente las redes de alimentación para arreglos de antenas.
- Realizar el diseño y la simulación de una red de alimentación del tipo matriz de Blass de 4×4 en tecnología *microstrip*.
- Optimizar el diseño realizado.
- Analizar los resultados arrojados en la simulación.
- Establecer conclusiones acerca de la red de alimentación tipo matriz de Blass.

1.3 ALCANCE

El presente proyecto detalla el diseño y simulación de una red de alimentación tipo matriz de Blass que opera a una frecuencia de 2,4 GHz. Para lograr lo planteado, se utilizarán diferentes herramientas de simulación circuitales o electromagnética tridimensional como MATLAB (RF PCB Toolbox) y QUCS (Quite Universal Circuit Simulator). La red de alimentación se realizará en tecnología *microstrip* y tendrá 4 puertos de entrada y 4 puertos de salida hacia los elementos radiantes.

Para hacer el diseño, es necesario realizar un breve análisis de qué son las redes de alimentación y centrar la atención en la red de alimentación tipo matriz de Blass. Aquí se describirá la matriz de Blass así como sus aspectos importantes.

Seguidamente, se detallará el diseño de la red de alimentación tipo matriz de Blass de 4×4 , es decir con 4 entradas y 4 salidas hacia los elementos radiantes. Una vez realizado el diseño, se abordará la simulación donde se observará el comportamiento de la matriz de Blass que se ha diseñado.

Finalmente, se presentará un análisis con los resultados que se obtengan en la simulación lo cual permitirá obtener conclusiones y recomendaciones importantes al momento de diseñar una red de alimentación tipo matriz de Blass.

El presente proyecto no contempla la implementación de un producto final demostrable.

1.4 BREVE REVISIÓN TEÓRICA

En la actualidad, las antenas desempeñan un papel fundamental en los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Se han establecido diversas definiciones para las antenas tal como lo refleja el diccionario Merriam Webster que la define como *"un dispositivo generalmente metálico, como una varilla o alambre, utilizado para irradiar o recibir ondas de radio"*[4]. De manera similar, la IEEE sostiene que una antena se define como *"un medio empleado para irradiar o recibir ondas de radio"* [5].

En otras palabras, la antena se define como la estructura que actúa como punto de conexión entre el espacio libre y un medio guiado. Este medio guiado o línea de transmisión puede adoptar diversas formas, como una línea coaxial o guía de onda. Su función principal es transportar la energía electromagnética entre la fuente transmisora y la antena (en el caso de una antena transmisora) o entre la antena y el receptor (en el caso de una antena receptora) [4].

Cuando se trata de una antena transmisora, su capacidad radica en la conversión de la corriente eléctrica en energía electromagnética que se irradia para su transmisión. En cambio, en el caso de una antena receptora, estas antenas son capaces de captar la radiación electromagnética y transformarla en una corriente eléctrica inducida.

La definición de lo que es una antena puede llegar a ser extensa ya que existe una enorme variedad de antenas debido a las características intrínsecas de las mismas. En la Figura 1.1 se observa algunas de las antenas más relevantes.

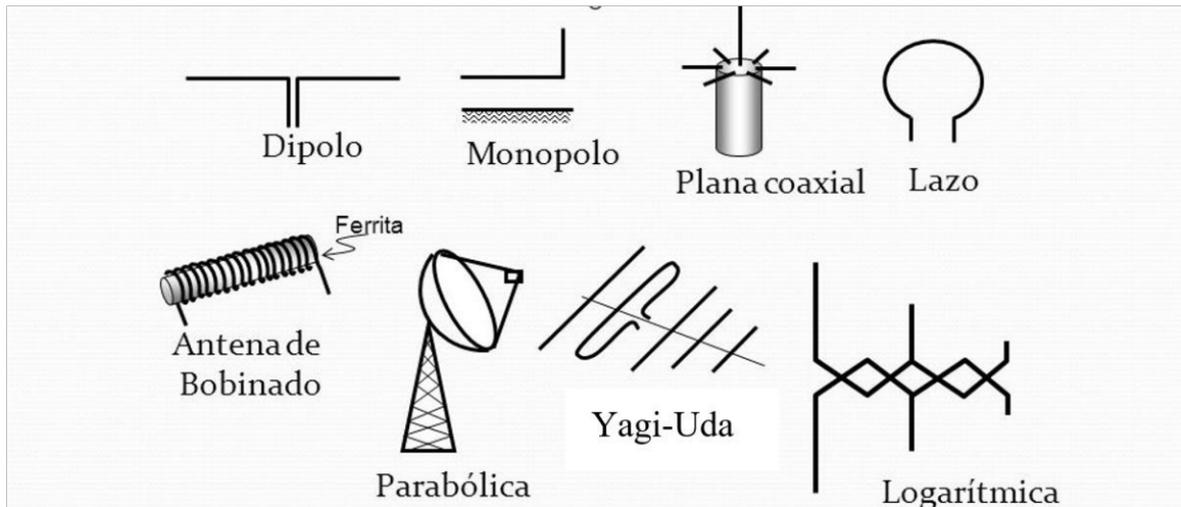


Figura 1.1 Tipos de antenas más relevantes [6]

1.4.1 PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE UNA ANTENA

Además de las características físicas, se reconocen parámetros esenciales en una antena que inciden en su rendimiento y habilidad para transmitir o recibir señales electromagnéticas. Estos aspectos son cruciales al estudiar y comprender su aplicación específica. Entre los parámetros radiantes se destacan el diagrama de radiación, la directividad, la ganancia y la polarización, así como entre los circuitales el ancho de banda y la impedancia de entrada, los cuales deben ser considerados exhaustivamente durante su análisis.

1.4.1.1 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una representación gráfica que ilustra las propiedades de radiación de una antena en relación con diversas direcciones espaciales (comúnmente en un sistema de coordenadas esférico) a una distancia constante [7]. Este esquema puede ser tridimensional o bidimensional. La Figura 1.2 proporciona un ejemplo de la representación tridimensional del diagrama de radiación.

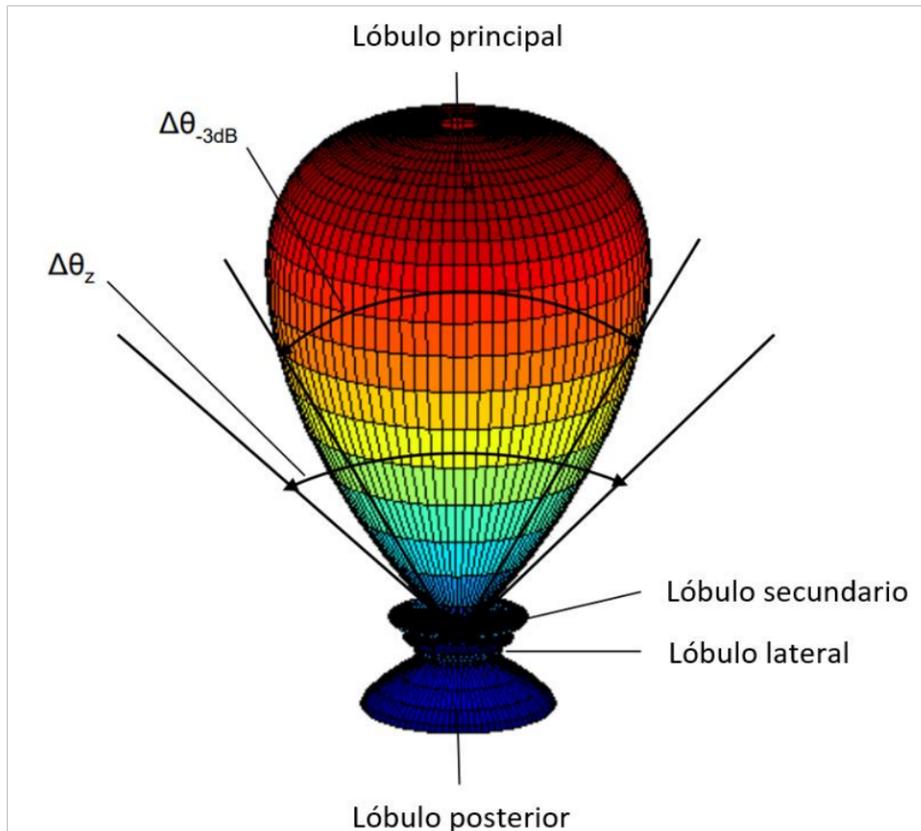


Figura 1.2 Ejemplo de la representación tridimensional de un diagrama de radiación [7]

Del diagrama de radiación existen diversas definiciones relacionadas [4], [8], como lo son:

- El lóbulo principal, que representa la región en la que la radiación alcanza su intensidad máxima.
- Los lóbulos laterales, que constituyen la región donde la radiación alcanza máximos de menor amplitud.
- El lóbulo secundario, que alude al lóbulo lateral de mayor amplitud.
- El lóbulo posterior, que se ubica diametralmente opuesto al lóbulo principal.
- HPBW (*half-power beam width*) o el ángulo de media potencia ($\Delta\theta_{-3dB}$), que es el espacio angular que contiene la densidad de radiación a -3 dB.
- FNBW (*first null beam width*) o el ángulo de los primeros nulos, que representa el espacio angular donde se localizan los primeros nulos del diagrama.

Comúnmente, el diagrama de radiación de una antena se visualiza a través de secciones tomadas del diagrama tridimensional. Como se muestra en la Figura 1.3, estas secciones pueden presentarse en coordenadas polares o cartesianas.

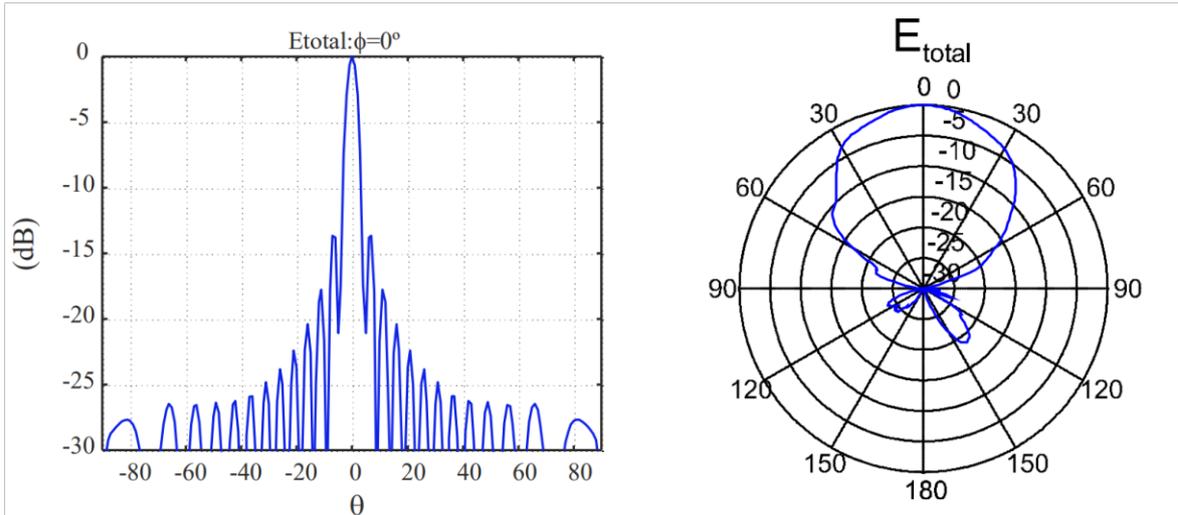


Figura 1.3 Ejemplo de un diagrama de radiación representado en coordenadas cartesianas (izquierda) y polares (derecha) [7]

1.4.1.2 Directividad

La directividad de una fuente no isotrópica se define como la relación entre su intensidad de radiación en una dirección específica $U(\theta, \Phi)$ y la de una fuente isotrópica U_0 . En términos más sencillos, la directividad se interpreta como la capacidad de la antena para enfocar la energía de radiación en una dirección determinada. Matemáticamente, está dada por la ecuación (1.1).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{\text{rad}}} \quad (1.1)$$

Es preciso mencionar que, si no se especifica la dirección en la que se requiere calcular la directividad, se asume que la dirección es aquella donde se encuentra el punto máximo de la radiación. Además, el cálculo de la potencia radiada P_{rad} puede ser complejo, por lo que la directividad se puede calcular mediante ecuaciones aproximadas como la de Kraus o la de Tai & Pereira [4].

1.4.1.3 Ganancia

La ganancia de una antena, típicamente expresada en dBi, representa la relación entre su intensidad en una dirección específica y la intensidad de radiación que se lograría si la potencia aceptada por la antena se irradiara isotrópicamente [4]. La definición de ganancia es similar a la de la directividad, pero la comparación no se realiza con la potencia radiada, sino con la potencia aceptada por la antena. La ganancia evidencia que una antena real no irradia la totalidad de la potencia aceptada ya que una parte de ésta se disipa en forma de calor [7].

Desde el punto de vista matemático, la ganancia se formula como la ecuación (1.2).

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (1.2)$$

P_{in} se refiere la potencia que es aceptada por la antena. Si no se especifica la dirección en la que se requiere calcular la ganancia, se asume que la dirección es aquella donde se encuentra el punto máximo de la radiación.

1.4.1.4 Polarización

Las ondas electromagnéticas emitidas por la antena exhiben una orientación específica. El vector del campo eléctrico que emana de la antena puede variar en el espacio, ya que puede tener una componente normal (E_N) y una tangencial (E_T), como se ilustra en la Figura 1.4.

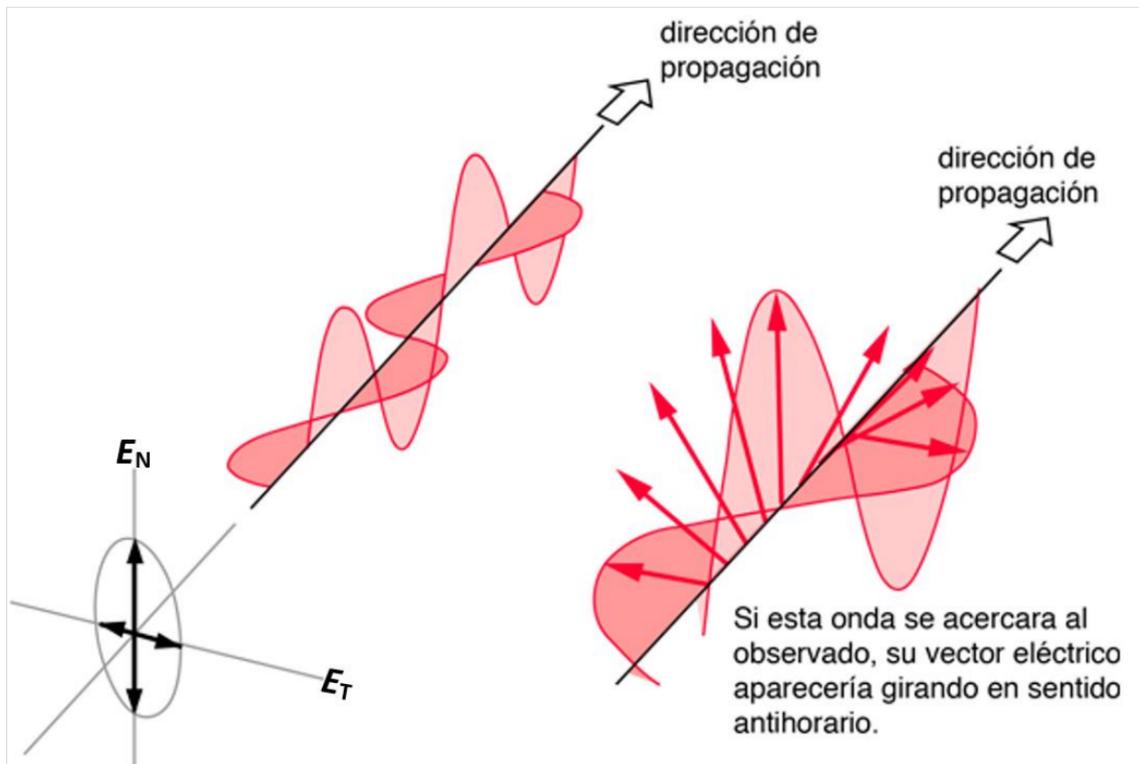


Figura 1.4 Ejemplo de polarización de una onda electromagnética [9]

En este sistema, se pueden identificar tres tipos de polarizaciones según las componentes del sistema:

- Si E_N es diferente de cero y E_T es cero, o E_N es cero y E_T es diferente de cero, o E_N y E_T son diferentes de cero en fase, la polarización de la onda corresponde a una polarización lineal.

- Si E_N es igual a E_T y la una está desfasada de la otra $\pm 90^\circ$, se trata de una polarización circular.
- En los demás casos, corresponden a una onda electromagnética polarizada de manera elíptica.

Tanto para la polarización circular como para la elíptica, se puede determinar el sentido en el que el vector del campo eléctrico gira, pudiendo ser en sentido horario o antihorario.

1.4.1.5 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como *"el rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento de la antena, con respecto a alguna característica, se ajusta a un estándar específico"* [4]. Se puede considerar que el ancho de banda es el rango de frecuencias a ambos lados de una frecuencia central, también denominada frecuencia de operación, en las cuales las características de la antena se consideran constantes.

1.4.1.6 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada se define como *"la impedancia presentada por una antena en sus terminales o la relación entre el voltaje y la corriente en un par de terminales o la relación de los componentes apropiados de los campos eléctrico y magnético en un punto"* [4]. En términos simples, la impedancia de entrada indica cómo un dispositivo responde a las señales que se aplican a su entrada en relación con la corriente y el voltaje.

La impedancia de entrada puede ser un número complejo ya que puede tener tanto una parte real (resistencia) como una parte imaginaria (reactancia). Esto es particularmente relevante en circuitos que contienen componentes capacitivos e inductivos.

1.4.2 ARREGLO DE ANTENAS

Un arreglo de antenas, también conocido como agrupación de antenas, consiste en dos o más antenas dispuestas de forma geométrica particular y con determinado esquema de alimentación con el propósito de exhibir un funcionamiento conjunto como una única entidad [7]. Un caso ilustrativo es la disposición bidimensional de 4×4 elementos radiantes, como se muestra en la Figura 1.5, donde todo el sistema opera de manera cohesionada como si fuera una única antena.

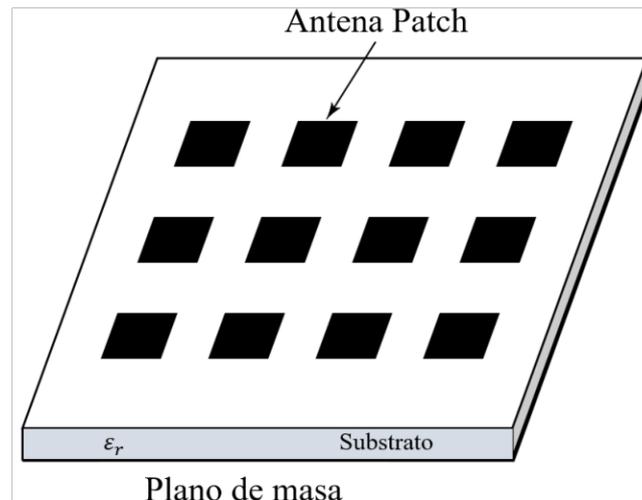


Figura 1.5 Ejemplo de un arreglo de antenas *patch* [4]

Estos arreglos son comúnmente empleados en sistemas que precisan mejorar el rendimiento en aspectos como directividad y capacidad de formación de haces.

Las antenas en un arreglo pueden adoptar diversas configuraciones, como lineales, planares o tridimensionales [4]. Un arreglo lineal se caracteriza por tener M elementos dispuestos a lo largo de un mismo eje. En cambio, los arreglos planares, generalmente bidimensionales, constan de $M \times N$ elementos y pueden colocarse sobre una superficie. Por último, los arreglos tridimensionales comprenden un conjunto de antenas distribuidas en tres dimensiones en el espacio.

Estos arreglos son fundamentales en numerosas aplicaciones modernas de comunicación y detección, y su diseño y disposición se ajustan a los requisitos específicos de cada aplicación. Proporcionan una flexibilidad significativa para adaptarse a diversas condiciones y necesidades operativas. Entre los beneficios clave de los arreglos de antenas se encuentran [4]:

- **Directividad:** Los arreglos de antenas pueden proporcionar mayor ganancia en comparación con una antena individual, esto debido a que el área efectiva de la antena incrementa.
- **Conformación de haces:** Al ajustar las fases y/o la amplitud de las señales transmitidas o recibidas por cada radiador en el arreglo, es posible formar haces direccionales que pueden apuntar en una dirección específica. Esto es útil en aplicaciones como radares y comunicaciones punto a punto.

1.4.3 TÉCNICAS DE CONFORMACIÓN DE HACES

El *beamforming* y el *beam steering* son técnicas en la conformación de haces en arreglos de antenas, empleadas para mejorar la capacidad de adaptación en sistemas de comunicación y detección. Ambas prácticas resultan fundamentales en entornos donde se busca mejorar la calidad de la comunicación, incrementar la precisión en la detección de objetivos o ajustarse a condiciones cambiantes. Estas técnicas ofrecen flexibilidad y capacidad de respuesta, siendo aplicadas en diversos campos, que abarcan desde las comunicaciones móviles y las redes inalámbricas hasta los sistemas de radar y sonar.

1.4.3.1 *Beamforming*

En el *beamforming*, también conocido como técnica de conformación de haces, las fases y/o las amplitudes de las señales emitidas o recibidas por cada radiador en el arreglo se ajustan de manera que las ondas electromagnéticas se interfieran constructiva o destructivamente en una dirección específica [4]. Este proceso facilita la creación de un haz direccional que maximiza la directividad, concentrando así la energía en una dirección específica.

El *beamforming* puede ser implementado de manera analógica, mediante ajustes en tiempo real de las fases con componentes electrónicos, o de manera digital, utilizando procesadores para calcular y ajustar las fases de manera más flexible y precisa [4]

1.4.3.2 *Beam steering*

El *beam steering* proporciona la capacidad de cambiar electrónicamente la dirección del haz de radiación sin la necesidad de reorientar físicamente la antena. Al ajustar las fases de las señales, el *beam steering* permite dirigir el haz en diversas direcciones, una función vital en aplicaciones donde es necesario rastrear objetivos en movimiento o adaptarse a cambios rápidos en las condiciones del canal de comunicación.

Esta técnica resulta esencial en aplicaciones que demandan adaptabilidad a modificaciones en las condiciones del canal de comunicación o en el entorno circundante. En sistemas de radar, por ejemplo, el *beam steering* posibilita el seguimiento de objetivos en diferentes direcciones (*tracking*). En las comunicaciones móviles, como se ilustra en la Figura 1.6, permite adaptarse a la movilidad de los usuarios y optimizar la cobertura de la señal.

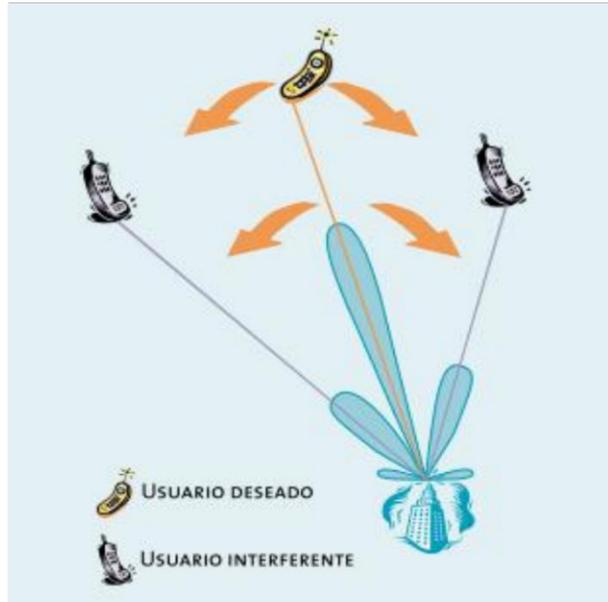


Figura 1.6 Ejemplo de uso de la técnica *beam steering* [10]

1.4.4 MATRICES DE ALIMENTACIÓN

En un arreglo de antenas, cada elemento radiante se conecta a las salidas de una matriz de alimentación. La forma en que se conectan estos elementos, así como la relación de fase y amplitud entre ellos, determina la técnica de conformación de haces. Las matrices de Butler, Nolen y Blass son tipos específicos de matrices de alimentación utilizadas en la conformación de haces en arreglos de antenas.

1.4.4.1 Matriz de Butler

La matriz de Butler se describe como una red de $N \times N$, donde N representa tanto el número de puertos de entrada como de salida. Normalmente, N es una potencia de 2.

Cuando una agrupación de antenas se conecta a los puertos de salida de la matriz de Butler, cada elemento de la antena recibe la señal con la misma amplitud, pero con fases distintas, generando así un patrón específico de radiación con un haz principal dirigido en una dirección particular [11]. La configuración de una matriz de Butler se puede observar en la Figura 1.7.

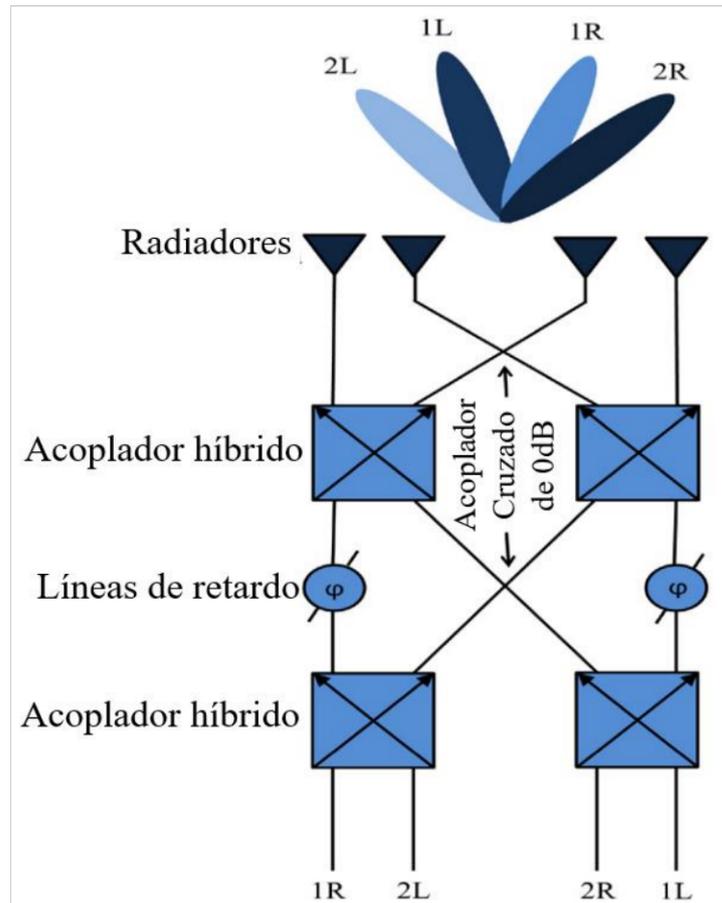


Figura 1.7 Diagrama de bloques constitutivo de una matriz de Butler 4×4 [12]

Los componentes convencionales de la matriz de Butler presentan características de banda angosta, lo que indica que sus pérdidas de inserción, pérdidas de retorno y fases son propias para una determinada frecuencia. En consecuencia, las medidas de desempeño que la definen están directamente vinculadas al comportamiento de sus componentes en la frecuencia operativa [11].

Los elementos más relevantes que forman parte de la matriz de Butler son [12]:

- Acopladores híbridos (*Hybrid Couplers*)
- Líneas de retardo (*Phase Shifters*)
- Acoplador cruzado de 0 dB (*Crossovers*)

Por ejemplo, en la Figura 1.8, se presenta una red de alimentación tipo matriz de Butler que opera a una frecuencia de 1,2 GHz. En esta representación física, es evidente que se trata de una matriz de dimensiones 4×4 , lo que implica la presencia de 4 puertos de entrada y 4 puertos de salida que se conectarán a los elementos radiantes.

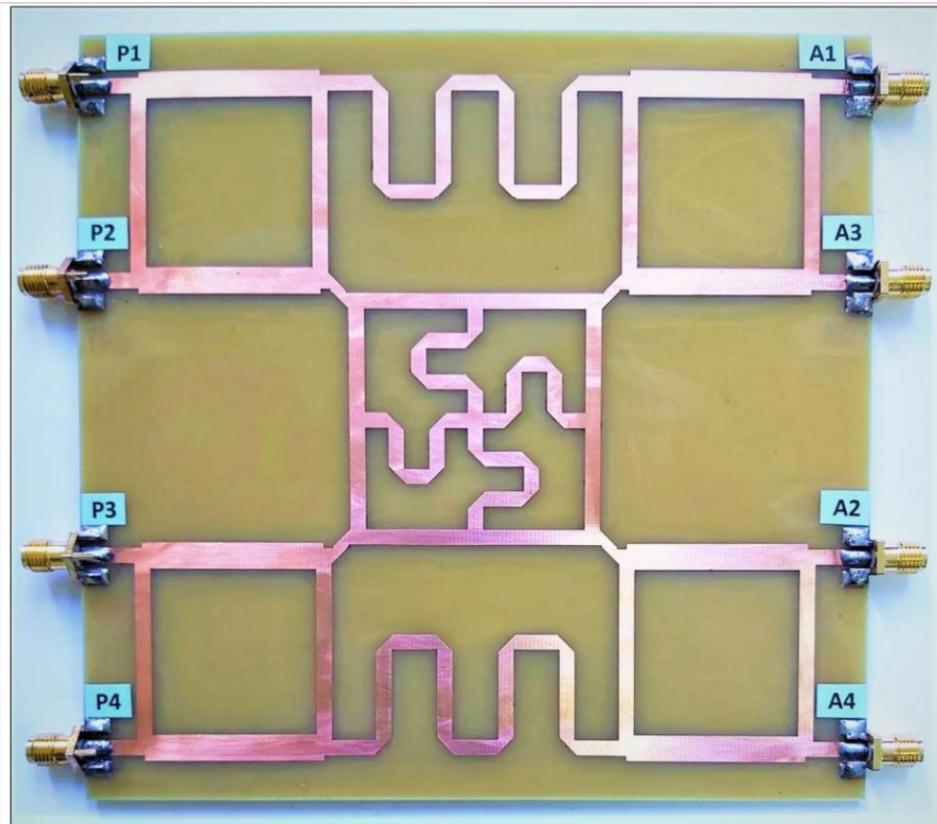


Figura 1.8 Matriz de Butler 4×4 implementada en tecnología *microstrip* para una frecuencia de operación de 1,2 GHz [13]

En este caso práctico se ha optado por la utilización de un acoplador híbrido el cual asegura que la potencia de la señal se divida equitativamente entre cada salida del acoplador y que éstas se desfasen 90° . Además, se emplean *phase shifters*, que son líneas del tipo *meander*, las cuales permiten un desplazamiento específico de fase en la señal. Finalmente, el *crossover* actúa como un elemento de cruce de línea planar crucial en esta estructura ya que facilita que la matriz de Butler se mantenga en el mismo plano de implementación [13].

1.4.4.2 Matriz de Blass

La matriz de Blass representa una disposición especializada de elementos en sistemas de antenas destinada a la técnica de *beamforming*. Al igual que la matriz de alimentación tipo Butler, consta de líneas de transmisión, acopladores y líneas de retardo organizados de manera específica para lograr una conformación de haces determinada. Las líneas de retardo introducen diferencias de tiempo controladas, similar a la matriz de Butler, y los acopladores se emplean para combinar y dividir las señales. La configuración de la matriz de Blass se observa en la Figura 1.9.

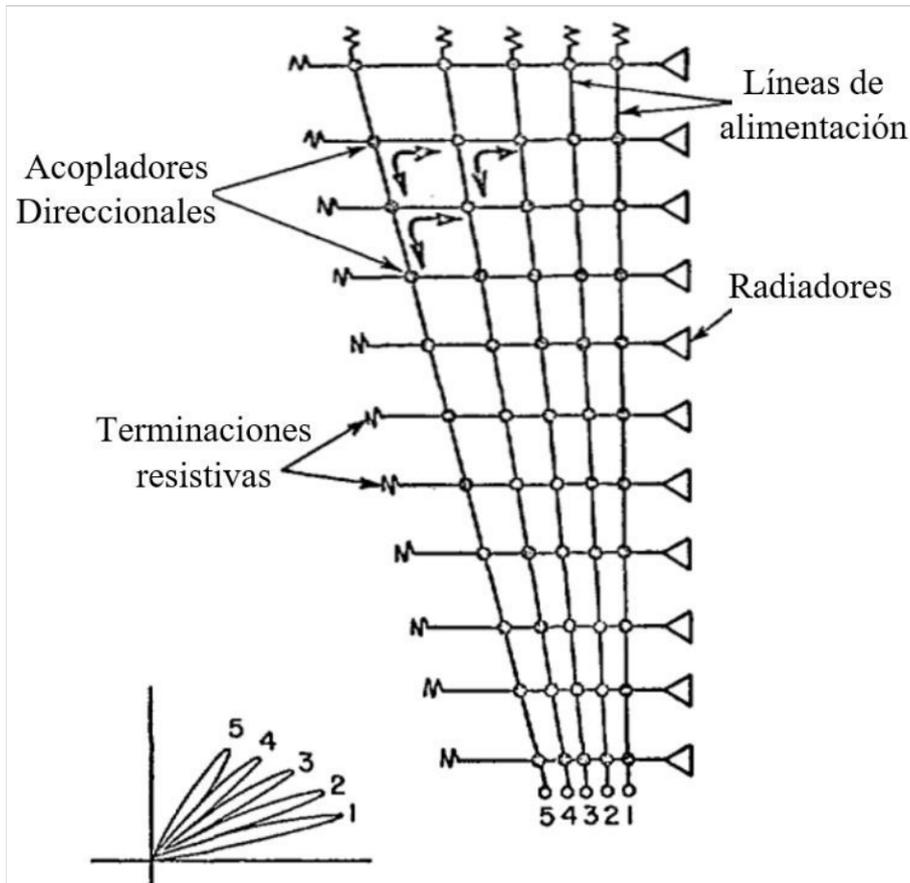


Figura 1.9 Esquema de configuración de una matriz de Blass 5×11 [3]

La matriz de Blass se caracteriza como una matriz de dimensiones $N \times M$, donde N representa el número de entradas y M denota la cantidad de radiadores. La dimensión de la matriz no solo establece el número de acopladores ($N \times M$) sino también el número de cargas resistivas acopladas ($N + M$) necesarias para su construcción [3].

Esta matriz se destaca por su capacidad para proporcionar una conformación de haz más estrecha en comparación con otras matrices de alimentación. Su aplicación es especialmente valiosa en entornos donde se demanda una formación de haz precisa y controlada, a pesar de que la construcción de la matriz puede resultar compleja debido a la cantidad de elementos que la componen [14].

Un ejemplo práctico de la matriz de Blass se ilustra en la Figura 1.10. Esta estructura incluye dos entradas y ocho salidas que se conectarán a los radiadores, así como la presencia de diez elementos resistivos.

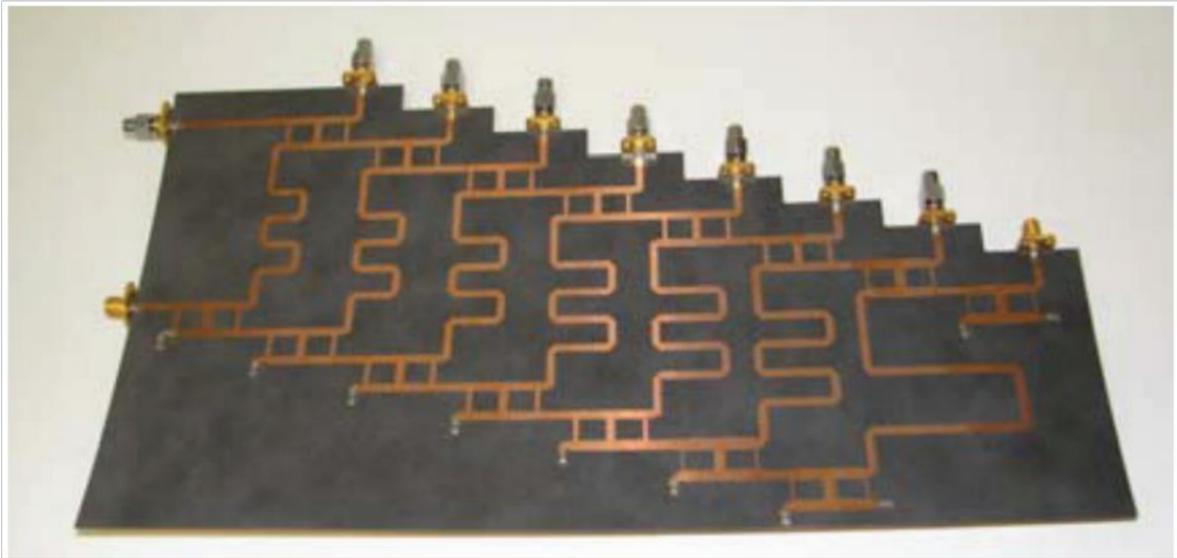


Figura 1.10 Matriz de Blass 2×8 implementada en tecnología *microstrip* para una frecuencia de operación de 5,4 GHz [15]

Los acopladores en esta estructura específica están dispuestos en cascada, es decir, la configuración de un acoplador en este ejemplo consta de dos acopladores *branchline*, lo que implica una mejora en el ancho de banda de la matriz [15]. Además, los elementos resistivos, aunque generan una pequeña pérdida de señal, proporcionan aislamiento en esos puertos y estabilidad en la red.

1.4.4.3 Matriz de Nolen

La matriz de Nolen puede ser considerada como un caso especial de la matriz de Blass, donde N antenas están acopladas a P formaciones de haz. Por lo tanto, la matriz de Nolen tiene la capacidad de alimentar un número de antenas diferente al número de orientaciones del haz.

Esta matriz está compuesta por dos tipos de componentes, acopladores y *phase shifters*, y no presenta cruces a diferencia de la matriz de Butler. Cada nodo en la matriz consta de un acoplador direccional y un desfasador. La Figura 1.11 ilustra la matriz de Nolen con M entradas y N radiadores [14].

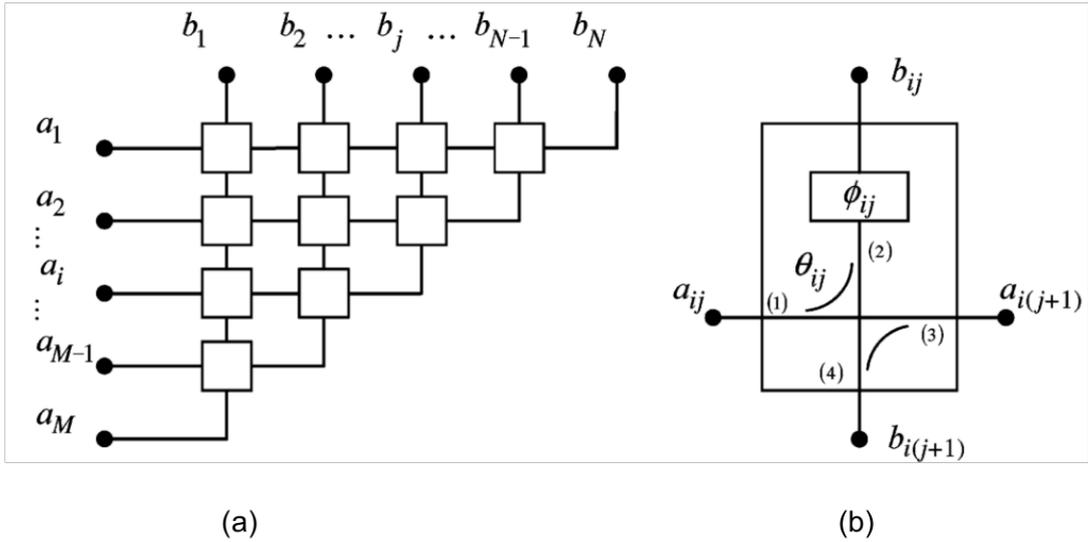


Figura 1.11 Matriz de Nolen. (a) Esquema general; (b) Detalle de cada nodo [16]

Una ventaja significativa de esta matriz es la considerable reducción en la cantidad de elementos, ya que disminuye el número de acopladores direccionales y prescinde de las cargas resistivas acopladas presentes en la matriz de Blass.

La Figura 1.12 muestra el *layout* de implementación de una matriz de Nolen de dimensiones 4×4 . En este caso específico, se han diseñado 6 acopladores circulares de cuatro puertos, además de utilizar *phase shifters*

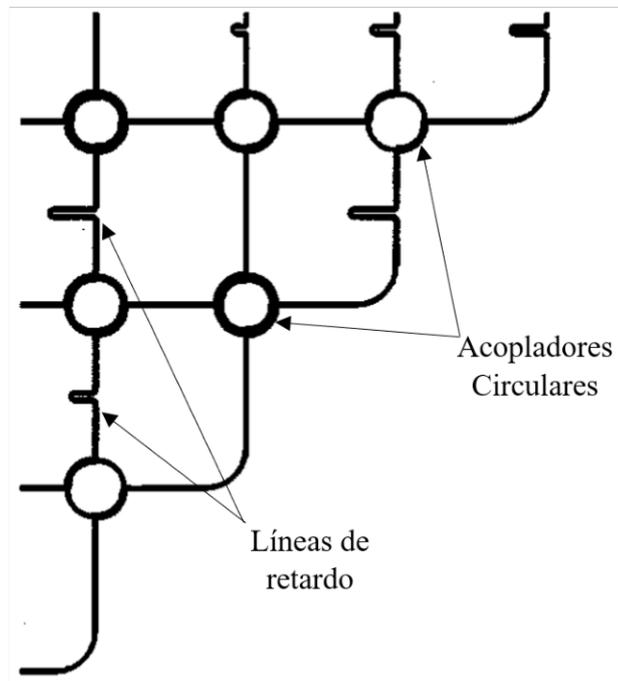


Figura 1.12 Ejemplo del *layout* de implementación de una matriz de Nolen 4×4 [17]

2 METODOLOGÍA

En esta sección se desarrolla el procedimiento del diseño de una red de alimentación tipo matriz de Blass la cual contempla el diseño de cada elemento de la matriz como lo son los acopladores, los desfasadores y las cargas adaptadas.

2.1 PROCEDIMIENTO GENERAL DEL DISEÑO TEÓRICO DE LA MATRIZ DE BLASS

La matriz de Blass es una red de alimentación en la que circula la onda por caminos directos o secundarios a través de acopladores y desfasadores. La finalidad de esta estructura es que la señal que llega a la antena permita constituir un lóbulo de radiación con una dirección específica y que para cada entrada se tenga una dirección de haz diferente.

Para obtener esa señal deseada a la salida se crea una matriz como la que se muestra en la Figura 2.1 Esta matriz está constituida por $M \times N$ nodos, donde cada uno corresponde a una combinación de dos elementos, un acoplador direccional y un desfasador. Además, se tiene $M + N$ cargas acopladas y algunas consideraciones extra como las líneas de transmisión que unen los acopladores entre sí o con las terminaciones resistivas.

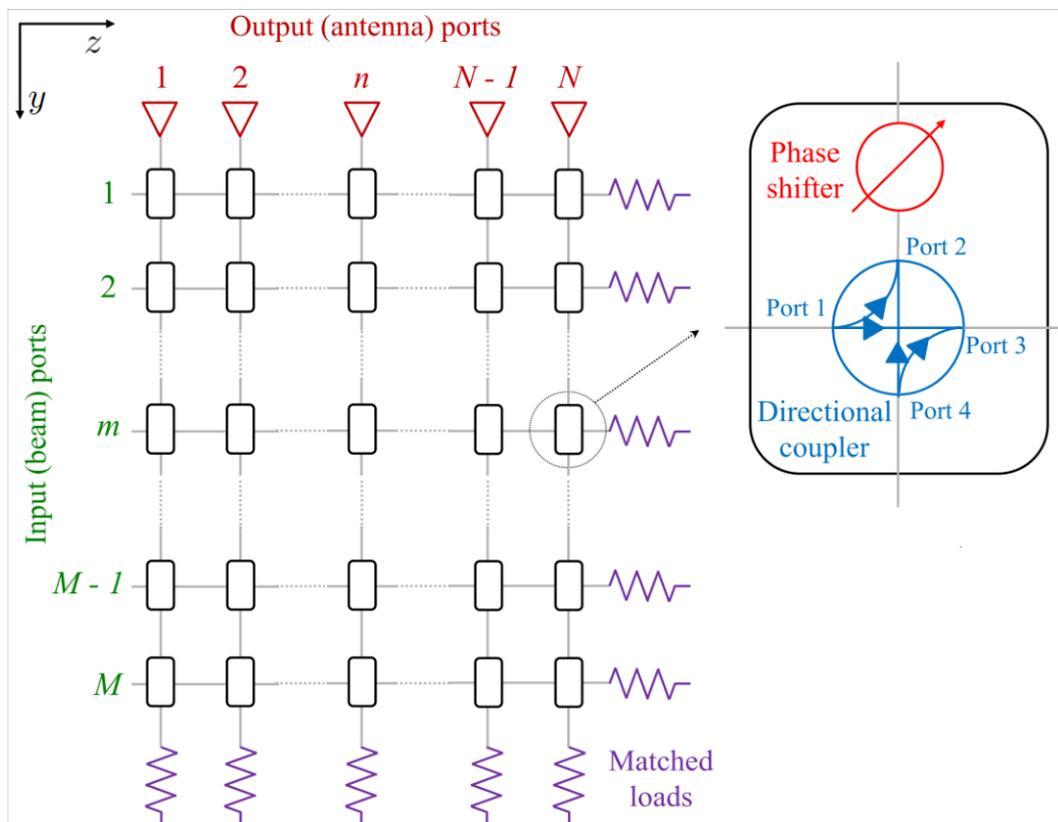


Figura 2.1 Esquema de una matriz de Blass de $M \times N$ [18]

La matriz de Blass permite obtener M direcciones del haz que corresponden a las M entradas de la matriz (filas) y esta matriz se conecta a un arreglo lineal de antenas de N elementos, es decir, de las N salidas que tiene la matriz (columnas). Además, al final de cada fila y cada columna se conecta una carga adaptada.

El acoplador direccional es un componente de 4 puertos como se evidencia en la Figura 2.2. El puerto 1 es aquel por donde ingresa la señal, el puerto 2 es el puerto directo, el puerto 3 es el puerto acoplado y el puerto 4 es el puerto aislado. El factor de acoplamiento para el puerto directo es de C_{mn} es decir, que puede variar según la posición del nodo (m, n) , para $m = 1, \dots, M$ y $n = 1, \dots, N$, y para el puerto acoplado el factor es de $(1 - C_{mn}^2)^{1/2}$. Idealmente el puerto aislado tiene un factor de acoplamiento igual a cero.

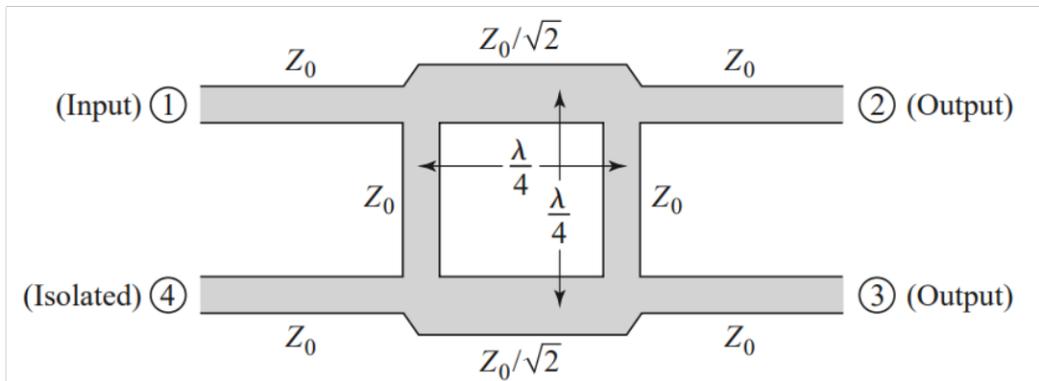


Figura 2.2 Esquema de diseño de un acoplador direccional [19]

El funcionamiento básico del acoplador *branch-line* es el siguiente [19]: la energía que ingresa al puerto 1 se divide uniformemente entre los puertos 2 y 3, con un cambio de fase de 90° entre estas salidas. No hay alimentación conectada al puerto 4 (el puerto aislado). Con esto en mente, la matriz de dispersión está dada en la ecuación (2.1).

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

De la ecuación (2.1) se observa que la magnitud del factor de acoplamiento es de 0,707 tanto para el puerto 2 como para el puerto 3 (-3 dB).

Ahora bien, si se tiene los M haces deseados, el diseño de la matriz de Blass consiste en determinar los $M \times N$ factores de acoplamiento C_{mn} y los $M \times N$ valores de los *phase shifters* ϕ_{mn} . De esta manera, el n -ésimo elemento del arreglo lineal de antenas es alimentado con una señal a_{mn} que permita el m -ésimo haz deseado.

En la construcción de la matriz de Blass se parte de la base que todos los acopladores son idénticos. Con esto se simplifica el diseño a construir un acoplador y buscar los $M \times N$ valores de los *phase shifters* φ_{mn} . Así, se asume el procedimiento especificado anteriormente y se diseña los acopladores teniendo en cuenta el factor de acoplamiento dado en la ecuación (2.2).

$$C_{mn} = C = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \text{para } m = 1, \dots, M; n = 1, \dots, N \quad (2.2)$$

Por lo tanto, el objetivo de diseño es encontrar los valores de los desfases φ_{mn} que permitan la obtención de los haces en las direcciones θ_m , con $m = 1, \dots, M$ deseadas.

Ahora bien, el primer paso es evaluar todos los coeficientes de transmisión T_{mn} , para cada nodo de la matriz con la consideración de que se tome en cuenta todas las trayectorias que recorre la onda desde el puerto de entrada m hasta la correspondiente salida en el puerto n . Todo esto es de gran ayuda ya que con los valores de T_{mn} se determina todos los valores finales de los desfases que se utilizan en la implementación de la matriz de Blass.

Se considera N antenas isotrópicas las cuales están ubicadas linealmente a una distancia d entre cada una de ellas, especificando su posición en $z_n = nd$, $n = 1, \dots, N$. Con esto presente, el arreglo lineal de antenas uniforme puede describir su diagrama de radiación como lo indica la ecuación (2.3) [4].

$$F_m(\theta) = \sum_{n=1}^N a_{mn} e^{jnkd \cos(\theta)} \quad (2.3)$$

Donde a_{mn} es el vector de alimentación de la antena, $k = 2\pi / \lambda$ es el número de onda, λ es la longitud de onda y θ el ángulo donde está dirigido el haz. Además, según [4], se sabe que para apuntar el haz hacia una dirección deseada θ_m , las fases del vector de alimentación serán $\alpha_{mn} = \arg(a_{mn})$, de la cual se tiene la ecuación (2.4) [20].

$$\alpha_{mn} = -(n - 1)kd \cos \theta, \quad (2.4)$$

lo que permite a $F_m(\theta)$ apuntar su haz hacia la dirección deseada. Pero, para obtener los ángulos precisos en las N salidas se depende de los coeficientes de transmisión ya que T_{mn} describe la amplitud y la fase de la señal inyectada en el puerto m y llegada al puerto de la antena n que, desde la perspectiva del conjunto, puede verse como el elemento de excitación a_{mn} . Como se tomó la decisión de utilizar acopladores direccionales idénticos, los coeficientes de transmisión de la matriz de Blass se expresan en función de la ecuación (2.5) [18].

$$T_{mn} = f(C, \xi, \varphi_{1n}, \dots, \varphi_{mn}) \quad (2.5)$$

Donde C es el factor de acoplamiento de los acopladores direccionales, ξ es el desfase que existe en el acoplador y φ_{mn} es el que describe el ángulo de desfase que corresponde al nodo (m, n) . Como el acoplador a utilizar es el que se muestra en la Figura 2.2, se conoce de antemano los valores de C y ξ , con lo cual la magnitud de las excitaciones no se maneja de manera directa, sino que se deduce a partir de los valores de acoplamiento y las variaciones en ellos. Por otro lado, se tiene que el argumento de los coeficientes de transmisión debe satisfacer la ecuación (2.6) [21] para hallar los valores de los desfases.

$$\text{Arg}(T_{mn}) = \alpha_{mn}, \quad \text{para } m = 1, \dots, M; n = 1, \dots, N \quad (2.6)$$

En una matriz de Blass, una onda que se desplaza desde un puerto de entrada m hacia un puerto de salida n puede tomar múltiples trayectorias, como la directa y las espurias o secundarias. En la trayectoria directa, la onda viaja a lo largo de la fila m hasta llegar a la columna n y luego “gira” para llegar a la antena n correspondiente. Por otro lado, en una trayectoria espuria, la onda comienza a viajar a lo largo de la fila m , pero “gira” antes de llegar a la columna n , llegando a la antena n solo después de múltiples “giros” adicionales.

Por lo tanto, en el procedimiento de diseño propuesto, se tiene en cuenta todas las trayectorias posibles. Además, dado que solo la trayectoria directa está presente para $m, n = 1$, mientras que las trayectorias espurias existen para $m, n \geq 2$, el procedimiento se divide en dos partes principales que corresponden a los dos conjuntos de puertos.

Para los puertos $m, n = 1$

Para conseguir los valores de los desfases se inicia con la primera entrada, es decir cuando $m = 1$. Desde este puerto, la onda solo puede viajar de manera directa hasta el n -ésimo puerto de salida. Por lo tanto, el coeficiente de transmisión para cada puerto n de salida desde el puerto de entrada $m = 1$ está determinado por la ecuación (2.7) [18].

$$T_{1n} = C^{n-1} \sqrt{1 - C^2} e^{-j(\varphi_{1n} + \psi_{1n})} \quad (2.7)$$

Donde el segundo término de la fase, ψ_{mn} , se define como lo indica la ecuación (2.8).

$$\psi_{mn} = (n - 1)(\xi + \delta_z) + (m - 1)(\xi + \delta_y) \quad (2.8)$$

De donde δ_z y δ_y representan aquellos retardos que se generan a lo largo de las secciones que unen los acopladores consecutivos, tanto en la misma fila como en la misma columna. Esto es importante ya que de aquí se obtendrá el valor de desfase para crear la línea de transmisión que unirá los acopladores en la misma fila.

Ahora bien, si se sustituye la ecuación (2.7) en (2.6) y se resuelve para φ_{1n} , se obtiene la ecuación (2.9), con la que es posible encontrar los valores de los desfases de la primera fila.

$$\Phi_{1n} = -(\alpha_{1n} + \psi_{1n}), \quad \text{para } n = 1, \dots, N \quad (2.9)$$

Ahora, si se quiere conseguir los valores para el primer puerto de salida, es decir cuando $n = 1$, se puede seguir un procedimiento similar al ya desarrollado con $m = 1$. Con esto el coeficiente de transmisión, para cada puerto de entrada m y salida en $n = 1$, está dado por la ecuación (2.10) [18].

$$T_{m1} = C^{m-1} \sqrt{1 - C^2} e^{-j(\sum_{i=1}^m \varphi_{i1} + \psi_{m1})} \quad (2.10)$$

Como es de conocimiento, en un arreglo de antenas el patrón de radiación resultante no se ve afectado por las fases absolutas de excitación de manera individual en cada antena, sino más bien por los desplazamientos relativos de fase entre ellas. Es por esto que, la fase deseada de α_{m1} , del primer elemento, se puede establecer con un valor de cero e imponiendo este valor en (2.9) el valor del desfase para la primera columna y primera fila se ve expresado mediante la ecuación (2.11).

$$\varphi_{11} = 0 \quad (2.11)$$

Si se sustituye (2.10) en (2.6) y además se recuerda que $\alpha_{m1} = 0$ y $\varphi_{11} = 0$, se tiene que el conjunto de ecuaciones para encontrar φ_{m1} de manera creciente para $m = 2, \dots, M$, se puede denotar como la ecuación (2.12).

$$\varphi_{m1} = \psi_{01}, \quad \text{para } m = 2, \dots, M \quad (2.12)$$

De esta manera es posible encontrar todos los valores de la primera fila y la primera columna de la matriz de desfases que se deben de hallar.

Para los puertos $m, n \geq 2$

En un nodo donde ambos parámetros m y n son mayores que uno, se abren múltiples posibilidades de rutas para conectar la entrada m con la salida n . La cantidad de caminos, representada como R , puede expresarse mediante la ecuación (2.13) para $m = 2, \dots, M$ y $n = 2, \dots, N$.

$$R_{mn} = \binom{m+n-2}{m-1} = \frac{(m+n-2)!}{(m-1)!(n-1)!} \quad (2.13)$$

Dentro de los R_{mn} caminos disponibles, uno de ellos sigue una ruta directa, mientras que los demás se consideran caminos secundarios. En este contexto, el proceso de descubrimiento de los desfases en cada nodo sigue un patrón sistemático, avanzando fila por fila y de izquierda a derecha después de haber identificado la primera fila y la primera columna.

Dado el método secuencial empleado para descubrir la matriz de desfases, en el caso del nodo (m, n) , las fases de los $R_{mn} - 1$ caminos secundarios ya son conocidas para cada nodo. Sin embargo, para el único camino directo, la incógnita a determinar es el desfase φ_{mn} . Con esta consideración, el coeficiente de acoplamiento para este nodo se expresa mediante la ecuación (2.14) [20].

$$T_{mn} = Tc_{mn} + Td_{mn}, \text{ para } m = 2, \dots, M; n = 2, \dots, N \quad (2.14)$$

De donde, Tc_{mn} denota los coeficientes de transmisión de los caminos secundarios, los cuales ya son conocidos. Por otro lado, Td_{mn} corresponde al coeficiente de transmisión del camino directo, y es en este caso donde se busca determinar su valor de fase y se puede escribir como se indica en la ecuación (2.15) [18].

$$Td_{mn} = C^{m+n-2} \sqrt{1 - C^2} e^{-j(\zeta_{mn} + \varphi_{mn})} \quad (2.15)$$

Donde φ_{mn} es el ángulo del nodo a encontrar y ζ_{mn} representa la sumatoria de las fases de los nodos conocidos y está dada en la ecuación (2.16).

$$\zeta_{mn} = \sum_{i=1}^{m-1} \varphi_{in} + \psi_{mn} \quad (2.16)$$

En este proceso para hallar los desfases de los nodos restantes, se impone la ecuación (2.6) a la ecuación (2.14). Específicamente, la ecuación (2.17) se utiliza como herramienta clave para resolver y determinar los desfases del resto de la matriz. Este enfoque permitirá obtener todos los valores necesarios para completar la matriz de desfases de Blass.

$$\alpha_{mn} = \arg \left\{ Tc_{mn} + C^{m+n-2} \sqrt{1 - C^2} e^{-j(\zeta_{mn} + \varphi_{mn})} \right\} \quad (2.17)$$

2.2 IMPLEMENTACIÓN DE CADA ELEMENTO DE LA MATRIZ DE BLASS

La matriz de Blass a implementar es una matriz 4×4 que funciona a una frecuencia de operación de $f = 2,4$ GHz, en la cual se mantiene la idea ya plasmada de tener un acoplador direccional idéntico en los 16 nodos y hallar los 16 valores de los desfases para generar la matriz.

Esta matriz se desarrolla en tecnología *microstrip* teniendo en cuenta que el sustrato a utilizar es el FR4 y sus características se muestran en la Tabla 2.1. Estas especificaciones se obtienen de los valores detallados en [13]. La elección de este elemento para la construcción es debido a su bajo costo lo que permitiría su construcción en masa sin problema alguno.

Tabla 2.1 Características generales del sustrato FR4

Parámetro	Valor
Permitividad relativa (ϵ_r)	4,3
Espesor de la capa de cobre sobre el sustrato (t)	17 μm
Espesor del sustrato (h)	1,5 mm
Tangente de pérdidas ($\tan \delta$)	0,025

En la Figura 2.3 se observa la configuración del sustrato FR4 a utilizar en el software de simulación QUCS. La caracterización de estos parámetros se muestra en la Tabla 2.1.

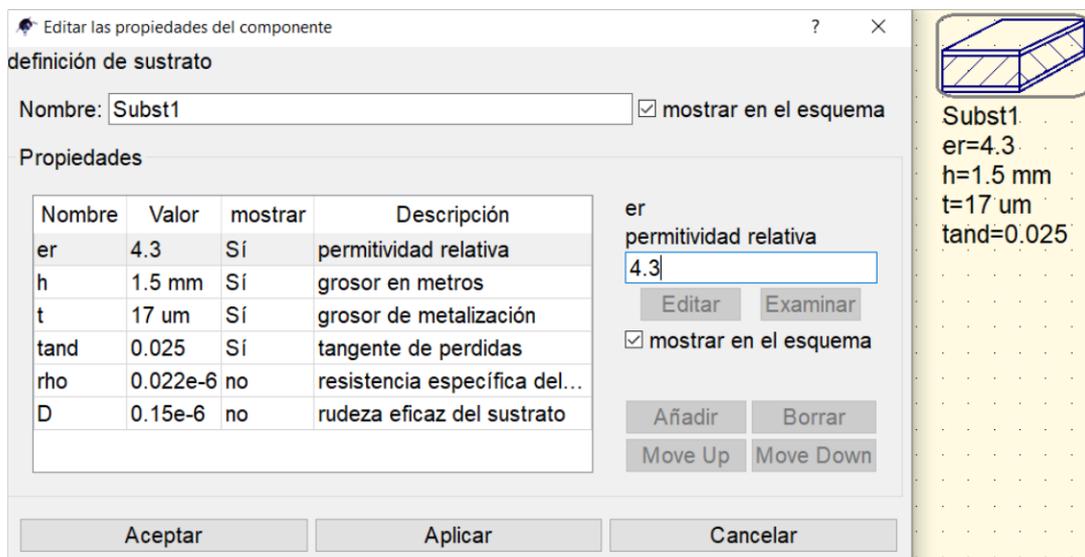


Figura 2.3 Configuración del sustrato FR4 en QUCS

La consideración del arreglo lineal de antenas se revela como un factor crucial, ya que la configuración de éste, determina el ángulo en el cual el haz apuntará. Como se indicó en la ecuación (2.6), el diagrama de radiación está intrínsecamente vinculado al número de antenas y a la distancia d entre ellas.

En este contexto, el conjunto consta de 4 antenas, y la separación entre ellas se define como d . Como disposición de diseño se especifica que esta distancia debe satisfacer la condición de $d \geq 0,5\lambda$. Esta restricción es crucial, ya que no solo impacta en la matriz de alimentación tipo matriz de Blass, sino que también influye en la construcción del arreglo de antenas al cual alimentará esta red. El cumplimiento de esta condición asegura un rendimiento óptimo y coherente en la interacción entre el arreglo lineal de antenas y la red de alimentación.

Finalmente, es importante destacar que se requiere conectar un total de $M + N$ cargas adaptadas en los extremos opuestos en donde se ubican las M entradas y las N salidas. Estas cargas adaptadas, idealmente, toman la forma de resistencias del tipo SMD (*Surface Mount Device*), debido a su tamaño compacto y su idoneidad para el montaje en superficie dentro de la matriz de Blass. Este enfoque permite optimizar la disposición espacial y la eficiencia del sistema.

2.2.1 DISEÑO, SIMULACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE ACOPLADORES DIRECCIONALES

El acoplador direccional que se diseña y optimiza es el mismo a utilizarse en todos los nodos de la matriz de Blass. Este acoplador opera a $f_0 = 2,4$ GHz, la impedancia es de $Z_0 = 50 \Omega$.

En el proceso de diseño del acoplador híbrido de 90° a -3 dB, representado en la Figura 2.2, se emplean dos tipos de líneas distintas. Una de ellas presenta una impedancia de $Z_0 = 50 \Omega$, mientras que la otra tiene una impedancia de $Z_0 / (2)^{1/2} = 35,36 \Omega$. Ambas líneas están configuradas con una longitud eléctrica equivalente a $\lambda / 4$.

Con estos datos se procede a utilizar el 'Cálculo de Líneas' que es una herramienta que se encuentra en el software QUCS. Gracias a esta herramienta y una optimización previamente efectuada, se obtienen las dimensiones óptimas para las líneas. Para la línea de $Z_0 = 50 \Omega$, su ancho es $Z_{50} = 2,93$ mm, mientras que para la línea de $Z_0 / (2)^{1/2} = 35,36 \Omega$, su ancho es $Z_{35} = 4,82$ mm. La longitud correspondiente a $\lambda / 4$ se obtiene en $L_{90} = 15,7$ mm.

En el entorno de trabajo de QUCS, se establece un espacio dedicado para la creación del esquemático y la simulación del acoplador diseñado. En aras de simplificar el proceso de optimización y mejorar la manejabilidad de las dimensiones de las líneas *microstrip*, se han definido variables mediante ecuaciones. Estas variables representan tanto la longitud como el ancho de las diferentes líneas, permitiendo un ajuste eficiente y un control preciso durante la simulación y optimización del acoplador.

Al esquema principal del acoplador se le añaden extensiones de líneas de $\lambda / 4$ al inicio y al final del acoplador. Esta extensión es necesaria debido a la implementación práctica en la estructura, donde se requiere soldar conectores y resistencias del tipo SMD. La Figura 2.4 ilustra el esquema implementado en QUCS del acoplador, mostrando la disposición que incorpora estas extensiones para facilitar la conexión y la integración de componentes adicionales.

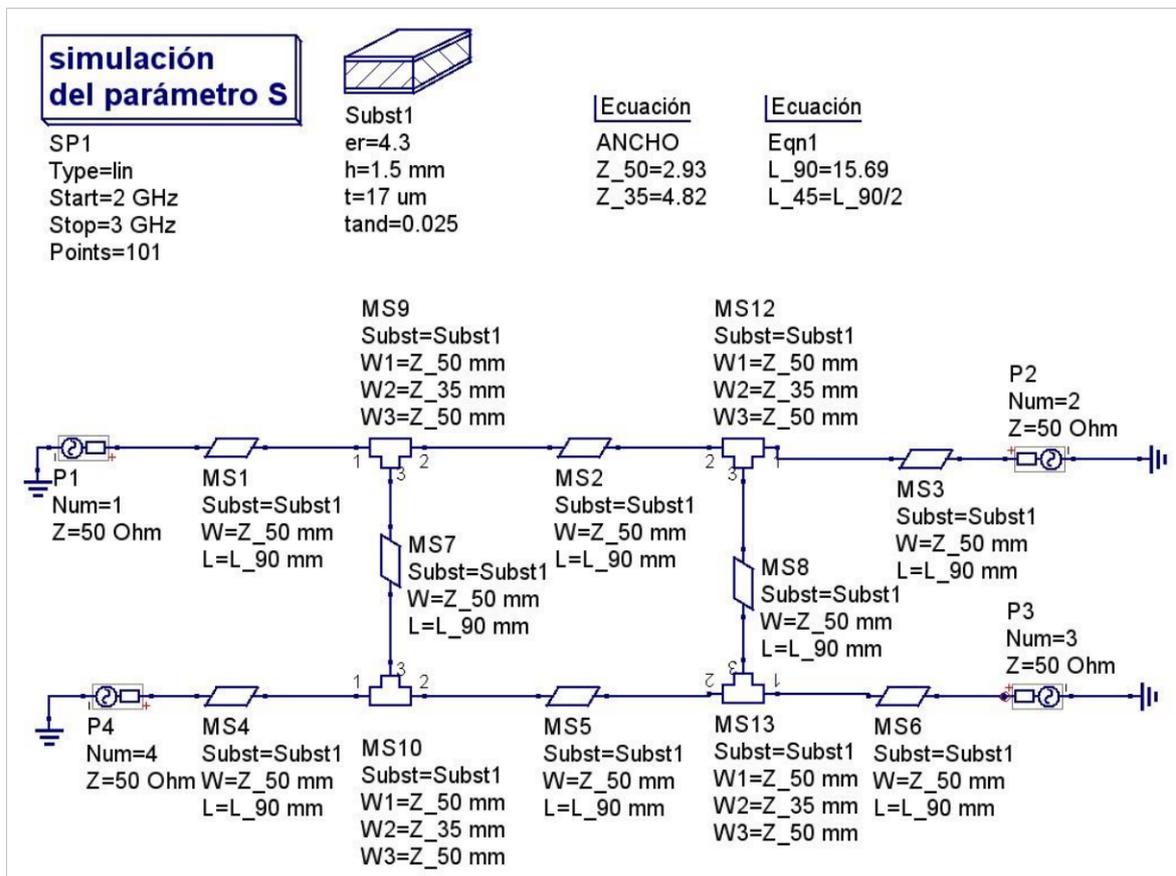
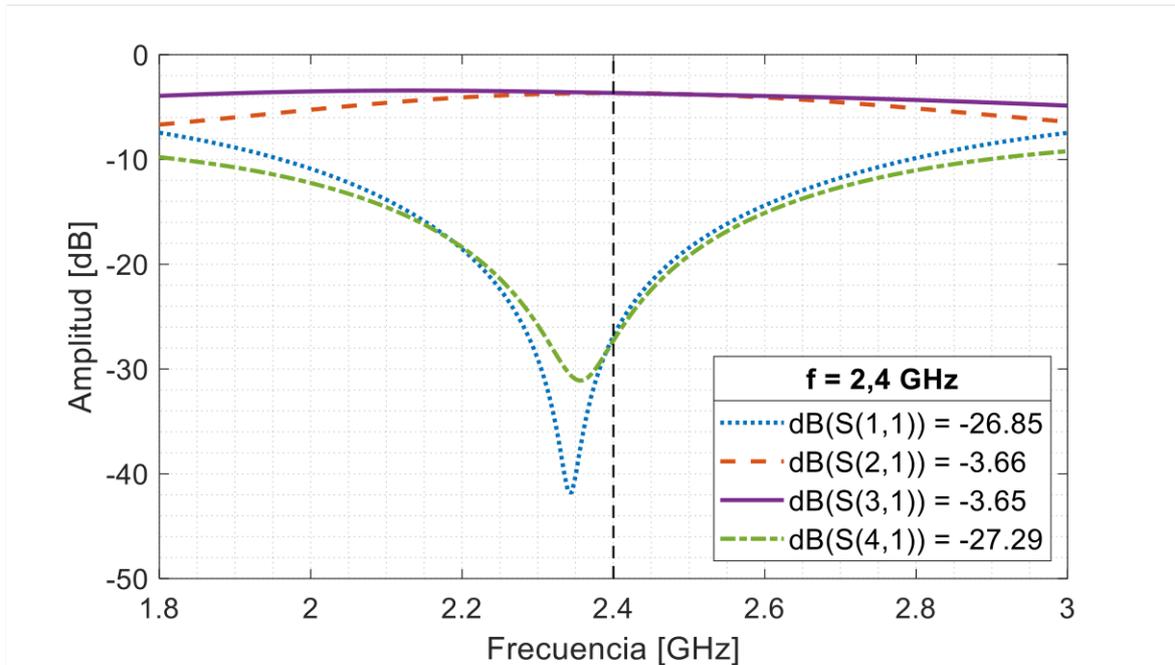


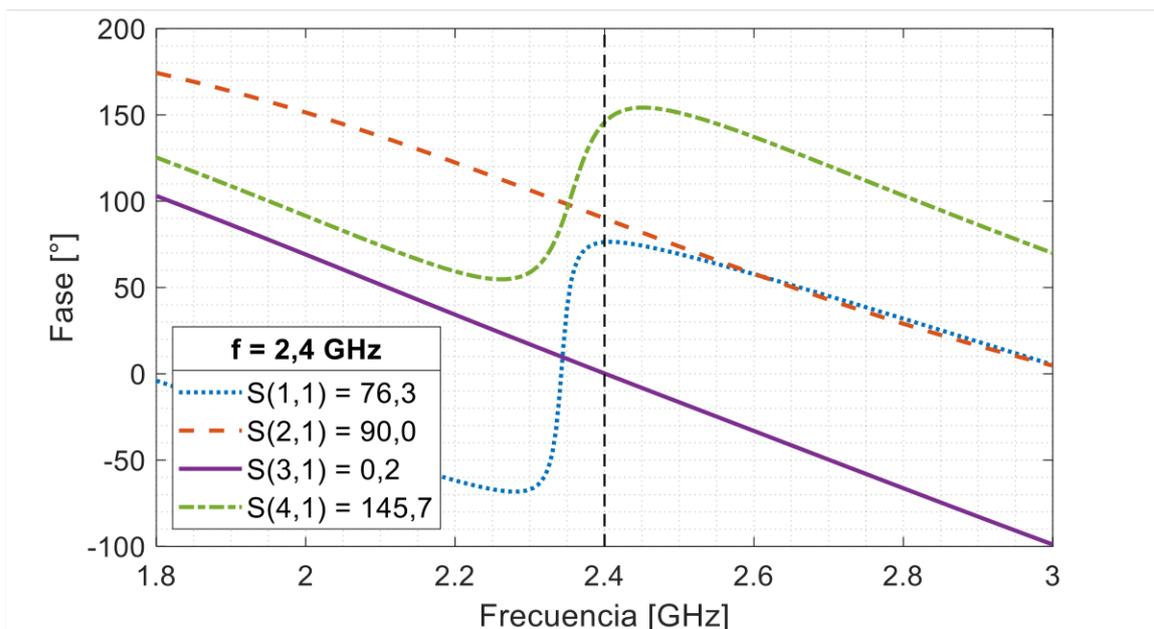
Figura 2.4 Esquemático en QUCS del acoplador híbrido diseñado a una frecuencia de 2,4 GHz

Las dimensiones del acoplador se someten a un proceso de optimización con el objetivo de asegurar un rendimiento eficiente dentro de la matriz de Blass. La optimización tiene

como criterios que los parámetros S_{11} y S_{41} se ubiquen por debajo de -20 dB, y que los parámetros S_{21} y S_{31} compartan el mismo valor de acoplamiento, además de una diferencia de fase de 90° . Este enfoque busca garantizar un desempeño balanceado y preciso del acoplador en el contexto específico de la matriz de Blass. En la Figura 2.5, se observan los parámetros S posterior al proceso de optimización.



(a)



(b)

Figura 2.5 Parámetros S del acoplador simulado. (a) Magnitud; (b) Fase

Es relevante señalar que el rendimiento óptimo del acoplador este desplazado de la frecuencia de 2,4 GHz. Este desplazamiento se produce como resultado del objetivo de optimización, que busca igualar los módulos de los parámetros S_{21} y S_{31} . La consecución de este objetivo conlleva a este desplazamiento específico de la frecuencia. Además, es importante destacar que este cambio no afecta el comportamiento general, ya que los parámetros S_{11} y S_{41} permanecen por debajo de los -20 dB, asegurando un desempeño consistente en la operación del acoplador.

Como se observa, los parámetros S_{11} y S_{41} se sitúan aproximadamente en -27 dB, indicando una buena adaptación y aislamiento de los puertos 1 y 4, respectivamente. Además, S_{21} y S_{31} exhiben valores prácticamente idénticos, alrededor de $-3,6$ dB, reflejando una transmisión adecuada a usarse en la matriz de Blass. Notablemente, entre S_{21} y S_{31} existe una diferencia de fase de 90° , cumpliendo con los requisitos de diseño. La configuración física de la estructura se implementa en MATLAB utilizando la herramienta RF ToolBox y se presenta en la Figura 2.6, destacando la implementación física del acoplador diseñado.

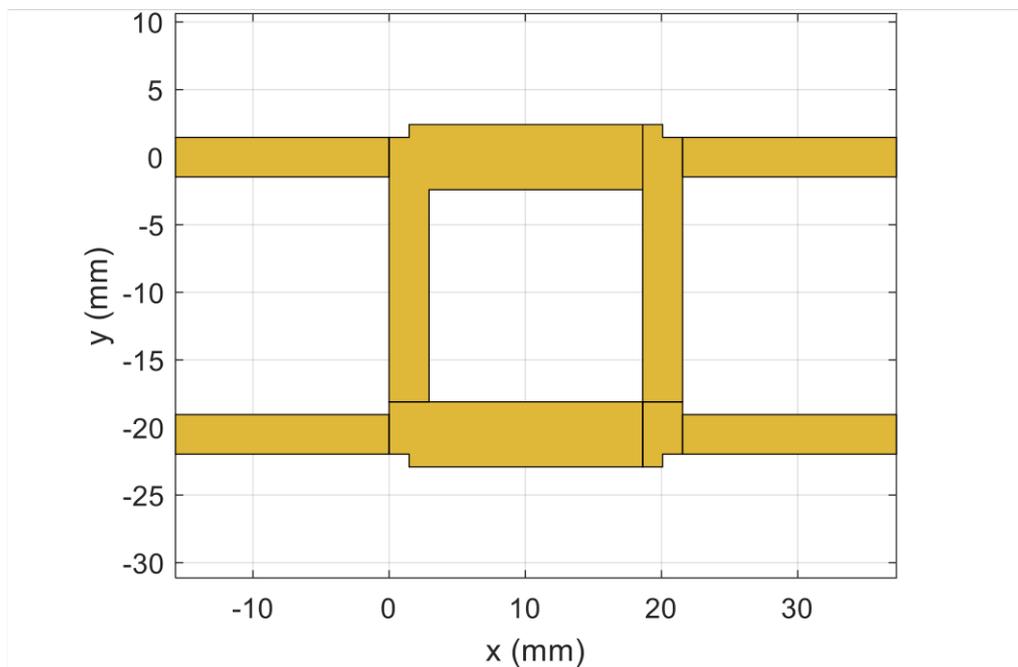


Figura 2.6 Estructura física del acoplador optimizado implementado en MATLAB (RF Toolbox)

Dentro del proceso de diseño de la matriz de Blass, se procede a determinar los 16 desfases que se conectan al puerto 2 del acoplador para completar un nodo. Sin embargo, en el puerto 3 se requiere incorporar una unión específica que consiste en una línea de transmisión diseñada para generar un desfase nulo. Esta unión se conecta al

puerto 1 del siguiente acoplador en la misma fila. Estas uniones se distribuyen a lo largo de los acopladores de la misma fila. La Figura 2.7 proporciona un esquema visual de la implementación de esta unión en el diseño de la matriz de Blass.

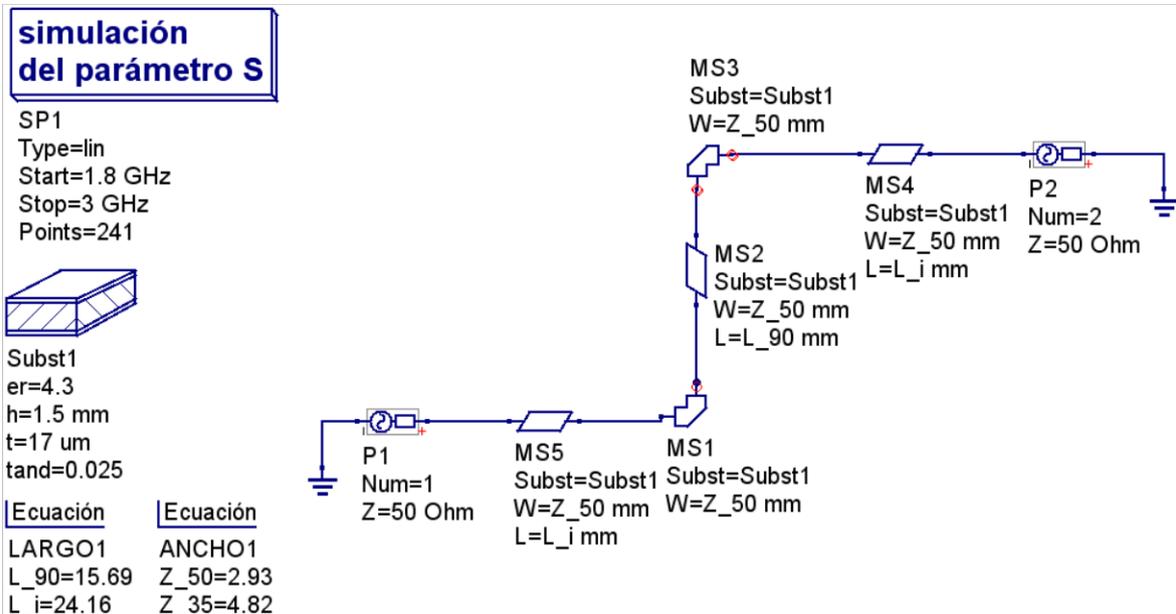


Figura 2.7 Esquema en QUCS de la línea de transmisión de la unión de acopladores

A partir de este esquema, se lleva a cabo un proceso de optimización para lograr un desfase nulo en la unión. El resultado de esta optimización se presenta de manera visual en la Figura 2.8, destacando la configuración final que garantiza un desempeño óptimo de la unión en el contexto de la matriz de Blass.

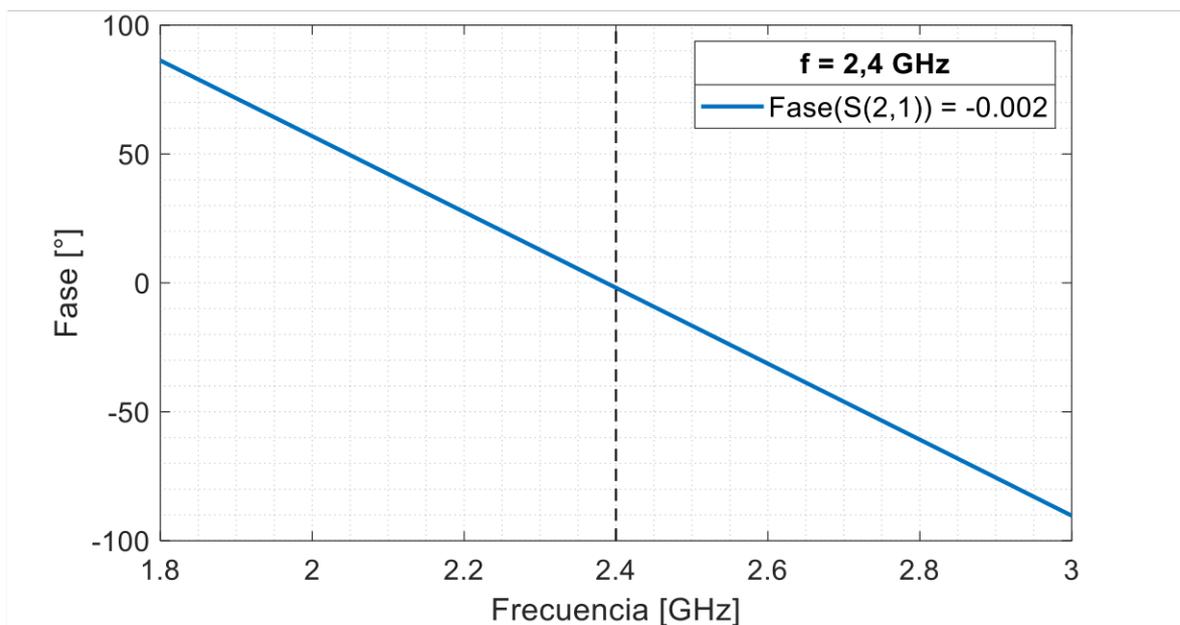


Figura 2.8 Resultado optimizado en fase del parámetro S_{21} de la simulación de la 'unión'

Con esta estructura, es posible conectar los acopladores a lo largo de la fila, obteniendo como resultado el esquema físico que se presenta en la Figura 2.9. Este diseño final refleja la integración efectiva de los acopladores y las uniones a lo largo de la fila dentro de la matriz de Blass. Con esto se asegura el correcto funcionamiento de los acopladores a lo largo de la fila que compone la matriz de Blass.

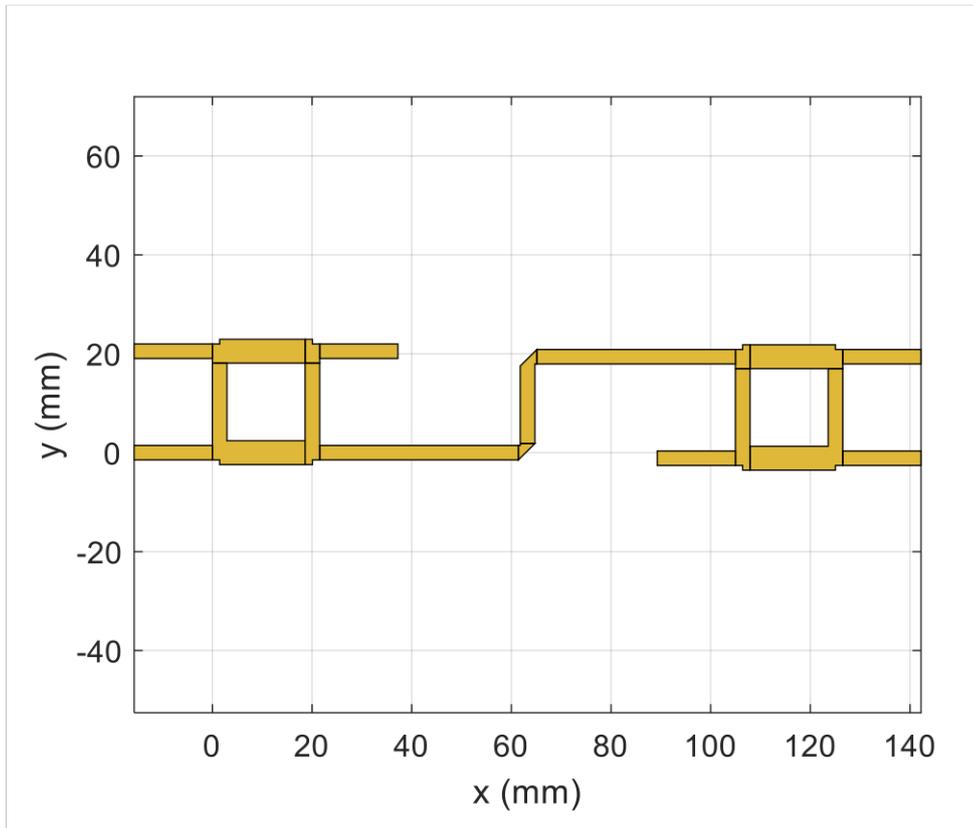


Figura 2.9 Estructura física de la 'unión' de acopladores a lo largo de la fila implementada en MATLAB (RF ToolBox)

2.2.2 DISEÑO, SIMULACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE DESFASADORES

En este punto, se han creado las filas de la matriz de Blass y es el momento de determinar los 16 valores de φ_{mn} con los cuales se conectarán las filas de la matriz. Para encontrar estos valores, se seguirá el algoritmo detallado en la Figura 2.10 Algoritmo para encontrar φ_{mn} que proporciona las pautas y pasos generales para hallar la matriz de desfases y lograr una integración coherente entre las filas en la matriz de Blass.

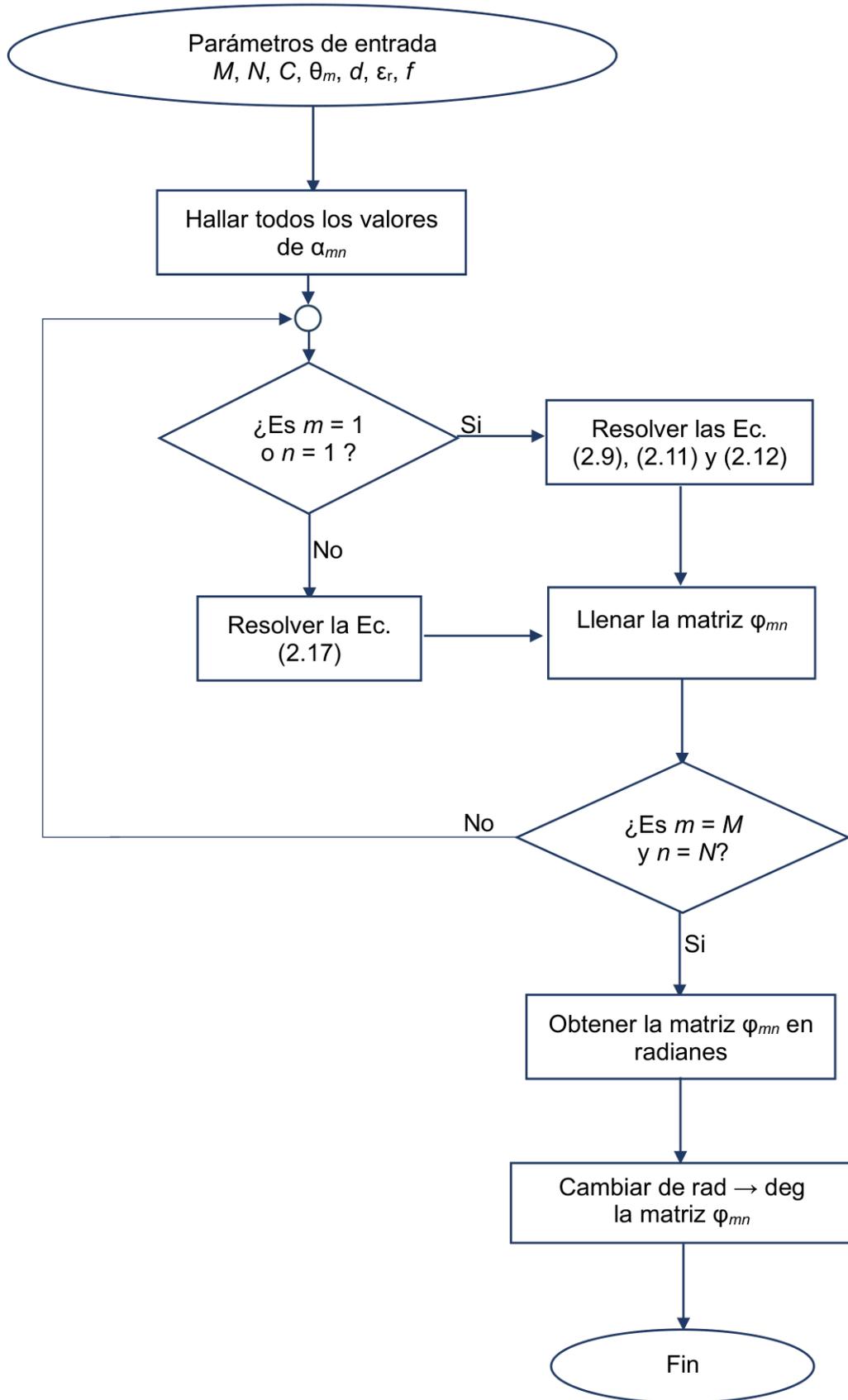


Figura 2.10 Algoritmo para encontrar φ_{mn}

El algoritmo mostrado en la Figura 2.10 se implementa en MATLAB y es esencial para calcular y determinar los valores de los desfases φ_{mn} necesarios para la conexión de las filas en la matriz de Blass.

En esta etapa, se inicializa las variables que son cruciales para determinar los valores de los desfases. Ya que la matriz de Blass es de dimensiones 4×4 , se establece $M = 4$ y $N = 4$. En relación al acoplador, se tiene información previa sobre un valor de acoplamiento, tanto para el puerto directo como el acoplado, expresado como $C = 3,6$ dB, o de manera equivalente $C = 0,66$.

Como condiciones generales para la matriz, se establece una frecuencia de operación $f = 2,4$ GHz y un sustrato FR4 con permitividad $\epsilon_r = 4,3$. Además, se especifica que la distancia entre antenas en el arreglo es $d = 0,6\lambda$. Estos parámetros fundamentales brindan un contexto esencial para el diseño y cálculos relacionados con la matriz de Blass.

Por último, se dispone del vector θ_m que contiene los ángulos a los cuales apunta el arreglo lineal de antenas. Inicialmente, este vector se establece con los valores de $\theta_1 = 50^\circ$, $\theta_2 = 75^\circ$, $\theta_3 = 100^\circ$ y $\theta_4 = 125^\circ$. Cada una de las entradas, donde $m = 1, \dots, M$, se encargan de definir la dirección de cada uno de estos haces directivos, contribuyendo así a la formación de patrones de haz específicos en la matriz de Blass.

Con todos estos elementos en consideración, se genera el Segmento de código 2.1, el cual hace posible la inicialización de las variables previamente detalladas. Este segmento es esencial para establecer las condiciones iniciales y los parámetros fundamentales necesarios para el desarrollo de la simulación en Matlab.

```
% Inicialización de variables
M = 4; % Número de entradas de la matriz
N = 4; % Número de salidas de la matriz
C = 1/sqrt(2); % Coeficiente del acoplador
f = 6e9; % Frecuencia de operación en Hz
Co = 3e8; % Velocidad de la luz en m/s
epsilon_r = 1; % Constante dieléctrica del FR4

%Ángulos  $\theta_m$  deseados (en radianes)
Theta_inicio = pi /180 * [50 75 100 125];

% Cálculo de la longitud de onda lambda
lambda = Co / (sqrt(epsilon_r) * f);

d = 0.6*lambda; % Distancia entre antenas
```

Segmento de código 2.1 Inicialización de variables necesarias para la obtención de los desfases φ_{mn}

Luego de la inicialización de las diversas variables en el código, se recurrirá a la ecuación (2.4) para determinar los valores α_{mn} . Estos valores son fundamentales para resolver los argumentos de los coeficientes de transmisión, los cuales se calcularán en etapas posteriores en cada nodo. Por lo tanto, en el Segmento de código 2.2, se generará la matriz que contiene los valores correspondientes a α_{mn} .

```

% Inicialización de la matriz M por N

matriz_alpha = zeros(M, N);

% Encontrar la matriz alpha_mn
for i = 1:M
    for j = 1:N

        % Para la primera fila, establecer un valor de 0
        if j == 1

            matriz_alpha(i, j) = 0.00000000000000000001;

        else

            % Se toma en cuenta la ecuación (2.4)
            phi = - (j-1) * (2 * pi / lambda) * d * ...
                cos(Theta_inicio(i));

            matriz_alpha(i, j) = phi;

        end
    end
end
end

```

Segmento de código 2.2 Generación de la matriz de los valores α_{mn} mediante el uso de la ecuación (2.4)

Posterior a la obtención de los valores de α_{mn} , se calculan los desfases. En primera instancia, se emplean las ecuaciones (2.9), (2.11) y (2.12) para derivar la primera fila y la primera columna de la matriz que contiene los 16 desfases. Luego, se utilizan funciones específicas para resolver la ecuación (2.17), la cual considera todos los caminos secundarios conocidos en su evaluación y se emplea un enfoque gráfico para la resolución de esta ecuación.

Con estos procedimientos en mente, en el Segmento de código 2.3 se determinan todos los valores de los desfases que se conectan a cada nodo dentro de la matriz de Blass.

```

%Hallar la matriz Phi_mn

matriz_resultado = zeros(M,N);

for i = 1:M

    %Tomando en cuenta las ecuaciones (2.9), (2.11) y (2.12),
    % se procede a llenar la primera fila y primera columna
    % de la matriz Phi_mn

    matriz_resultado(1,i) = matriz_alpha(1,i);
    matriz_resultado(i,1) = matriz_alpha(i,1);

end

for i = 2:M
    for j = 2:N

        %calcularSumaSpurios es una función que calcula el
        %aporte de todos los caminos secundarios conocidos
        %del nodo que se quiere encontrar el desfaseador,
        %además de encontrar la suma de fases conocidas del
        %camino directo.

        [suma_spurios, camino_directo, suma_phases] = ...
            calcularSumaSpurios(matriz_resultado,C,i,j);

        %resolverEcuacionGrafico es una función que utiliza
        %método grafico para devolver la o las posibles
        %soluciones a la ecuación (2.17)

        phi = resolverEcuacionGrafico(i, j, C, lambda, d,...
            Theta_inicio(i), suma_spurios, camino_directo);

        matriz_resultado(i, j) = phi;

    end
end
end

```

Segmento de código 2.3 Generación de la matriz de los valores φ_{mn} mediante el uso de las ecuaciones (2.9), (2.12) y (2.17)

En el Segmento de Código 2.3, se presenta dos funciones cruciales para determinar los valores de φ_{mn} cuando $m = 2, \dots, M$ y $n = 2, \dots, N$. Estas funciones son denominadas 'calcularSumaSpurios' y 'resolverEcuacionGrafico'.

La función 'calcularSumaSpurios' juega un papel crucial al permitir la determinación de dos elementos esenciales: el coeficiente de transmisión de los caminos secundarios y la suma de las fases del camino directo. Es importante tener en cuenta que, durante esta evaluación, el nodo que está siendo considerado se establece con un valor de cero.

En el proceso de hallar el coeficiente de transmisión de los caminos secundarios, la función realiza la identificación de las R_{mn} rutas a seguir. Para cada una de estas rutas, se acumula la suma de sus fases. Una vez que se ha completado la suma para un primer camino secundario, se almacena el resultado en un vector de longitud R_{mn} .

En cada nodo (m,n) , la función realiza $m + n - 1$ saltos de nodo en nodo para llegar a la salida correspondiente. Dado que, en los acopladores, tanto el puerto directo como el puerto acoplado tienen el mismo valor de acoplamiento, se puede determinar el módulo y la fase que corresponden a un camino secundario identificado. Luego, se suma cada camino secundario hallado para obtener el coeficiente de transmisión de los caminos secundarios, que corresponde al término T_{Cmn} en la ecuación (2.17). Este proceso contribuye a la evaluación del comportamiento de la red en términos de los caminos secundarios presentes en el nodo en cuestión.

Además, la función también calcula la suma de las fases del camino directo. Este cálculo implica la suma de las fases de la fila y columna correspondiente al nodo en evaluación. Dado que el valor de la fase del nodo aún no se ha calculado y su valor es cero por defecto, este enfoque es adecuado. En el contexto de la ecuación (2.17), el término que se determina en este paso es ζ_{mn} .

La función 'resolverEcuacionGrafico' toma los valores obtenidos en la función 'calcularSumaSpurios' y construye la ecuación (2.17). Posteriormente, representa gráficamente esta ecuación en un dominio que varía de 0 a 2π , permitiendo así la identificación de las raíces de la ecuación. Este enfoque gráfico es utilizado para determinar el valor del desfase correspondiente al nodo en evaluación, proporcionando una metodología visual para la resolución de la ecuación.

Es fundamental señalar que el código opera en radianes y los resultados inicialmente se expresan en esta unidad angular. Posteriormente, se realiza un último paso para convertir la matriz y obtener los desfases en grados. De esta manera se facilita su interpretación en la escala angular más comúnmente utilizada.

Es importante destacar que este código podría contener errores, ya que la resolución de la ecuación (2.17) puede ser desafiante y no siempre se garantiza la existencia de raíces. Por esta razón, la estrategia adoptada es la permutación del vector θ_m en caso de no encontrar el valor de algún desfase. Si, después de realizar todas las permutaciones y aún no se obtiene la matriz φ_{mn} , se sugiere variar los ángulos como un enfoque adicional para abordar la complejidad del problema. Este enfoque iterativo y exploratorio permite mejorar la robustez del código ante posibles dificultades en la resolución de la ecuación.

En el contexto de este diseño, la permutación que facilita la resolución más cercana es la siguiente: $\theta_1 = 50^\circ$, $\theta_2 = 125^\circ$, $\theta_3 = 100^\circ$ y $\theta_4 = 75^\circ$. La matriz de desfasadores obtenida con esta configuración se presenta en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Valores obtenidos de los desfasadores φ_{mn} en grados

	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$
$m = 1$	0°	-139°	82°	-57°
$m = 2$	0°	90°	-127°	148°
$m = 3$	0°	-97°	-140°	-170°
$m = 4$	0°	180°	-143°	-0°

Para los nodos (2,2), (2,4) y (4,4), se opta por establecer los valores manualmente, ya que no se encontraron raíces durante la evaluación de esos nodos. No obstante, dado que la formación de los haces no depende únicamente del camino directo sino también de los caminos espurios, se considera que el error al construir la matriz de Blass es pequeño. Este enfoque de ajuste manual se implementa con el objetivo de obtener una solución práctica, considerando la complejidad inherente a la resolución de la ecuación (2.17).

Ahora, con la matriz encontrada, el siguiente paso es diseñar cada uno de los desfasadores φ_{mn} . A continuación, se ejemplifica el diseño del desfasador $\varphi_{12} = -139^\circ$, y se sigue el mismo procedimiento para todos los nodos restantes. Este proceso individualizado permite la configuración óptima de cada desfasador en función de la matriz de Blass obtenida.

La estructura a simular de los desfasadores para todos los nodos se muestra en la Figura 2.11. En esta configuración, se mantiene fijos los valores longitudinales en vertical, mientras que se varía el valor L_{mn} para encontrar el desfasador necesario. En esta fase, se lleva a cabo un estudio de prueba y error, donde se ajusta L_{mn} para todos los valores de φ_{mn} hasta alcanzar el valor óptimo del desfasador deseado. Este enfoque permite la determinación precisa de las dimensiones de la estructura para lograr los desfases requeridos en cada nodo.

Es esencial destacar que dentro del esquema de la Figura 2.11, el puerto P1 se conecta al puerto directo del acoplador dentro del nodo correspondiente, mientras que el puerto P2 se conecta al puerto aislado del acoplador correspondiente al nodo de la fila superior, a excepción de la primera fila. En esta última, el puerto P2 se conectaría al elemento correspondiente del arreglo lineal de antenas, que son las salidas de la matriz de Blass.

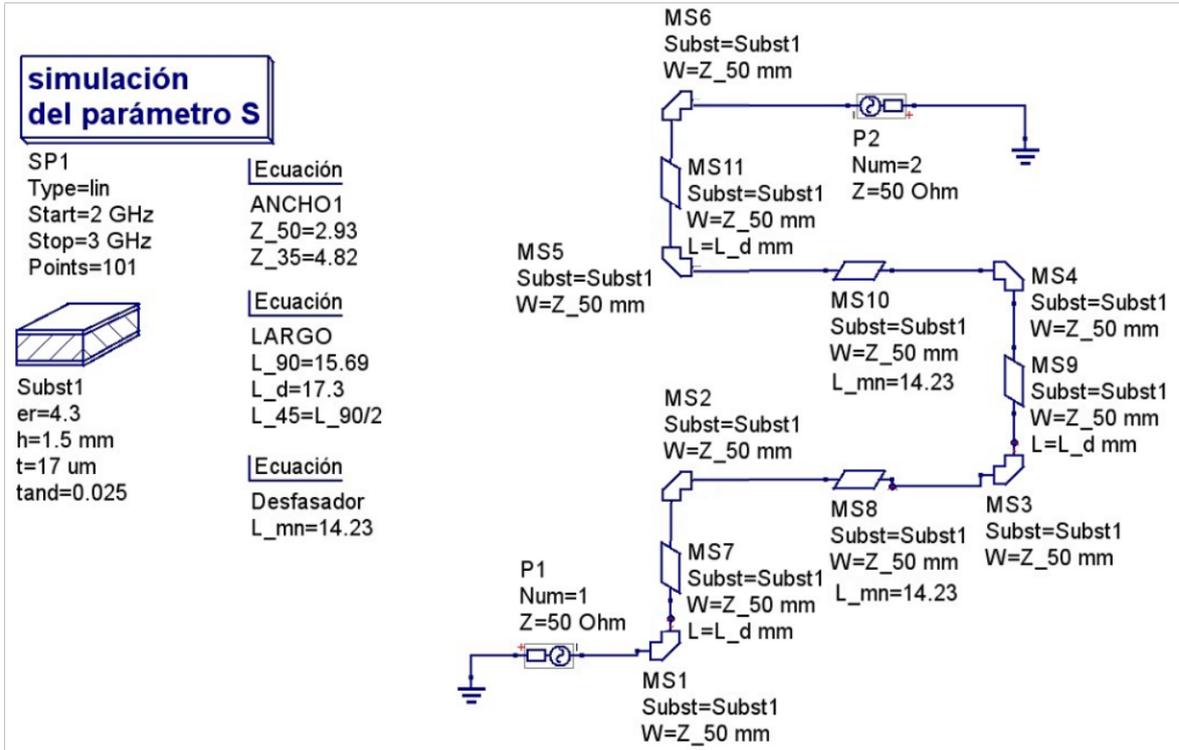


Figura 2.11 Esquema en QUCS de la línea *meander* del desfasador del nodo (2,1)

A partir de este esquema, se inicia un proceso de optimización con el objetivo de alcanzar el desfase necesario en cada nodo. El resultado de esta optimización se presenta de manera gráfica en la Figura 2.12, proporcionando una representación visual del ajuste de las dimensiones para lograr el desfase ϕ_{12} requerido en el nodo (1,2) de la matriz de Blass.

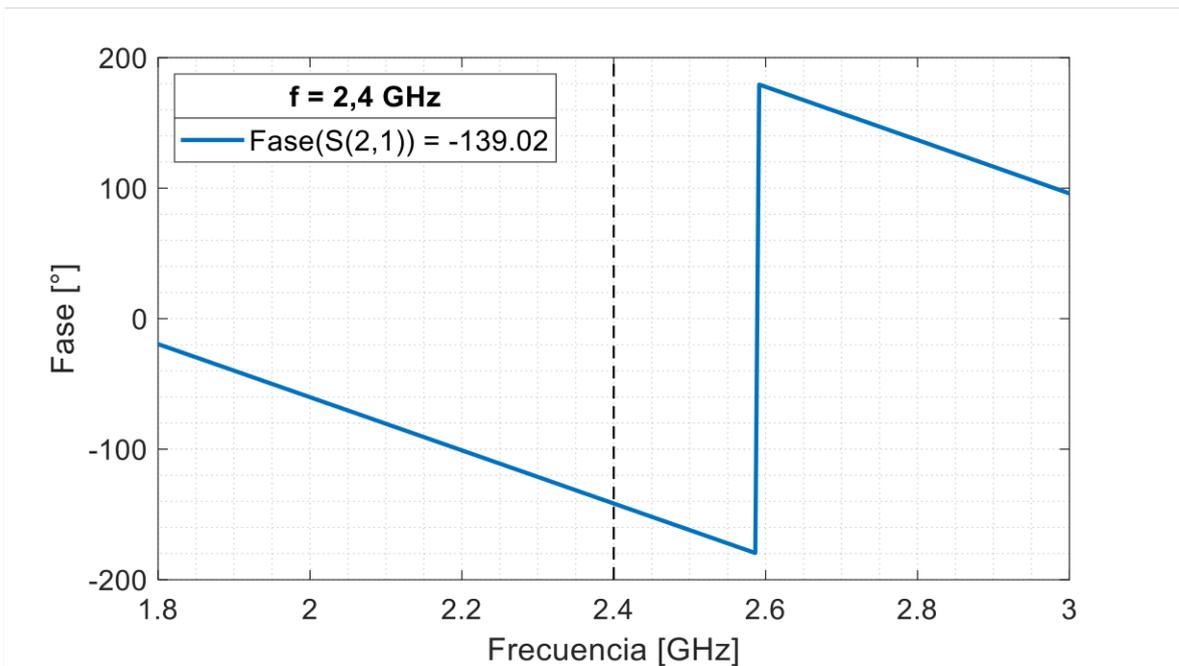


Figura 2.12 Resultado optimizado en fase del parámetro S_{21} de la simulación de ϕ_{12}

Al utilizar estas estructuras diseñadas se logra conectar los acopladores a lo largo de las columnas y se genera como resultado el *layout*, en este caso para φ_{12} , que se muestra en la Figura 2.13. Este elemento constituye la pieza faltante para la construcción integral de la matriz de Blass sobre el sustrato en el que se emplea.

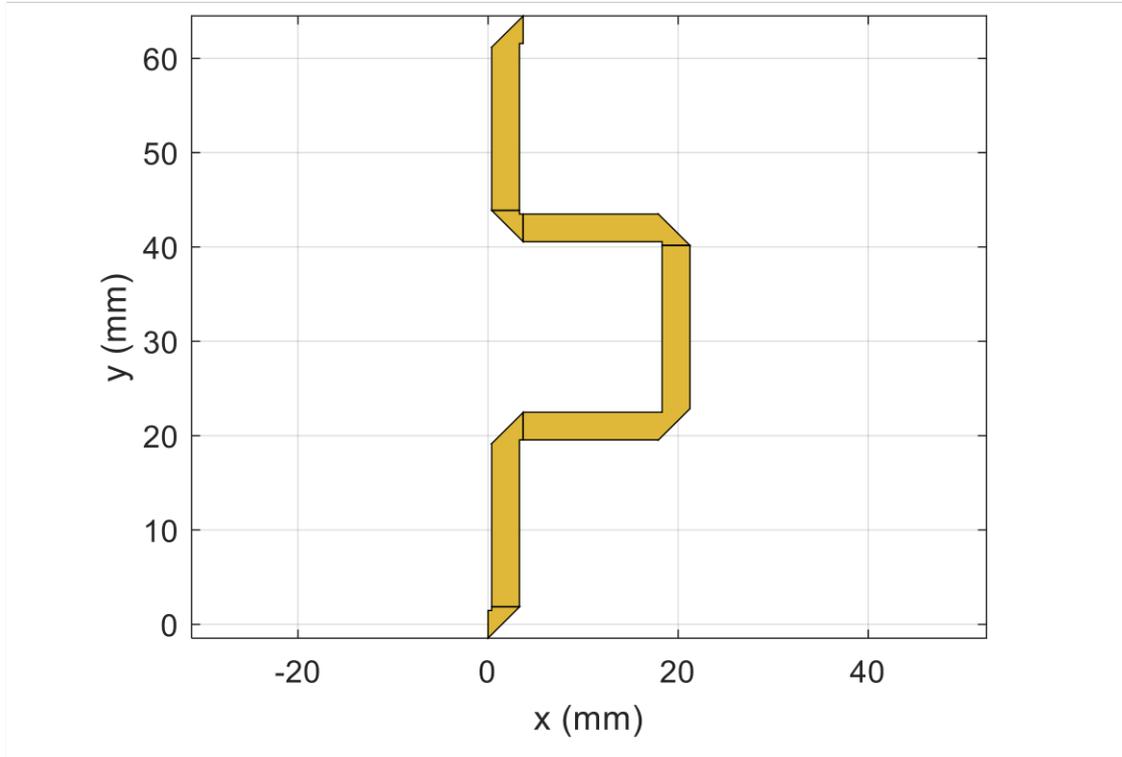


Figura 2.13 *Layout* del desfaseador φ_{12} implementada en MATLAB (RF ToolBox)

2.3 IMPLEMENTACIÓN DE LA MATRIZ DE BLASS PROPUESTA

Para obtener la matriz completa se lleva a cabo el mismo proceso para todos los desfaseadores. En la Tabla 2.3 se presenta las longitudes de las líneas L_{mn} , ya optimizadas, en cada nodo que permiten el desfase φ_{mn} correspondiente.

Tabla 2.3 Dimensiones físicas optimizadas de los desfaseadores φ_{mn}

	n = 1	n = 2	n = 3	n = 4
m = 1	9,52 mm	22,94 mm	1,68 mm	15,13 mm
m = 2	35,48 mm	9,03 mm	18,80 mm	10,36 mm
m = 3	1,40 mm	10,18 mm	14,32 mm	17,20 mm
m = 4	34,92 mm	18,17 mm	14,61 mm	35,45 mm

Con estos valores y la construcción de cada uno de los desfasadores, es posible ensamblar la matriz de Blass incorporando los acopladores, uniones entre acopladores y desfasadores diseñados y optimizados. Por lo tanto, en la Figura 2.14 se presenta la implementación física de la construcción de la matriz de Blass.

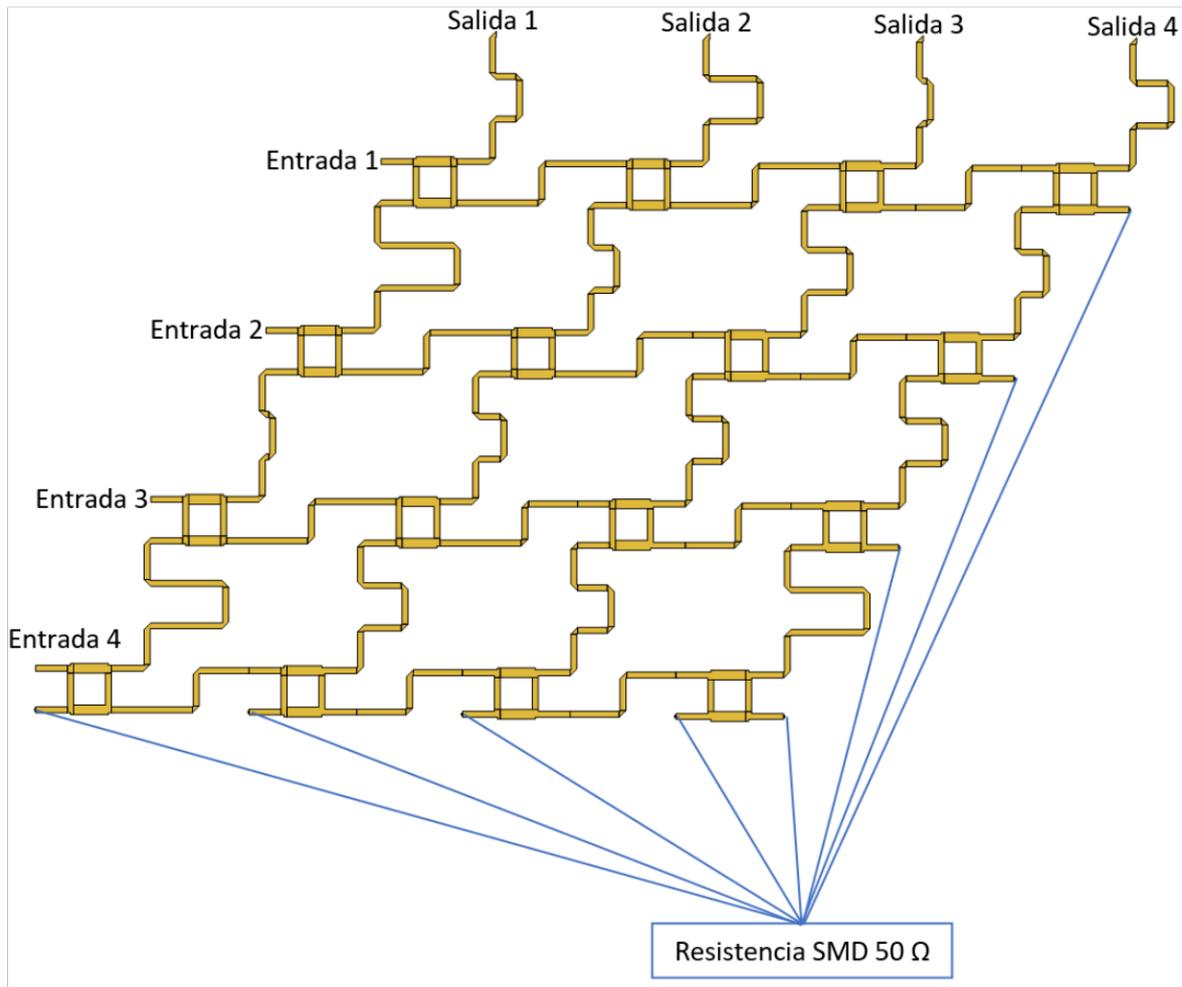
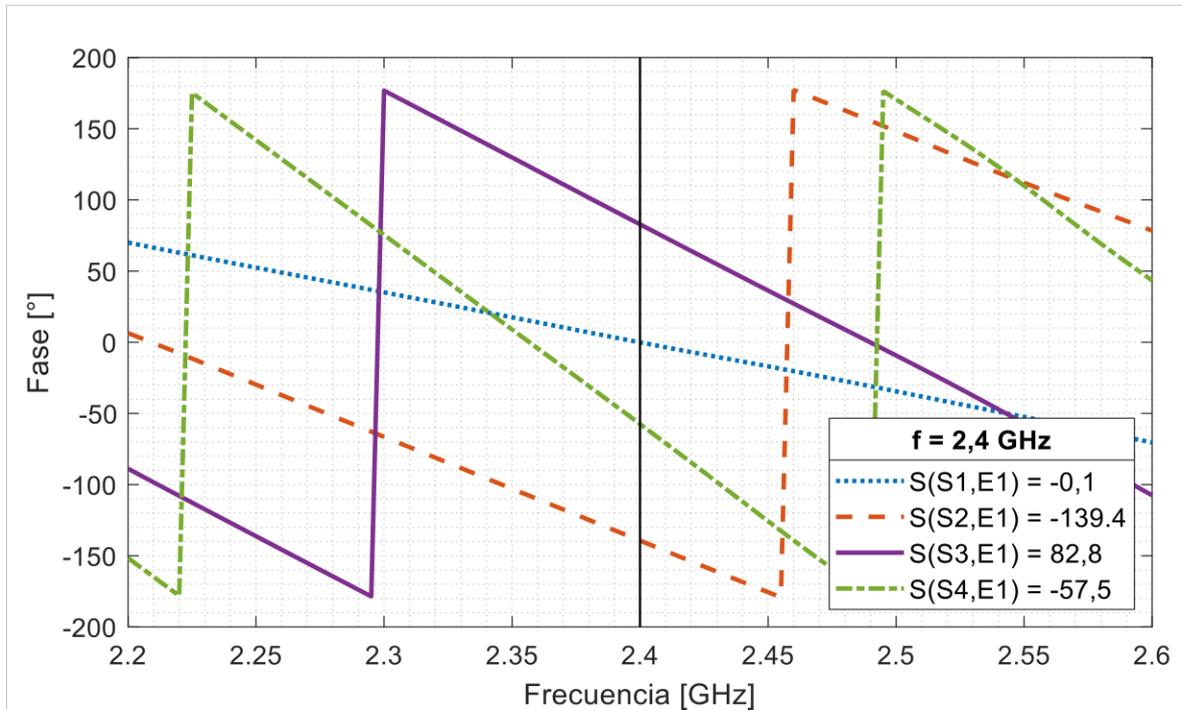


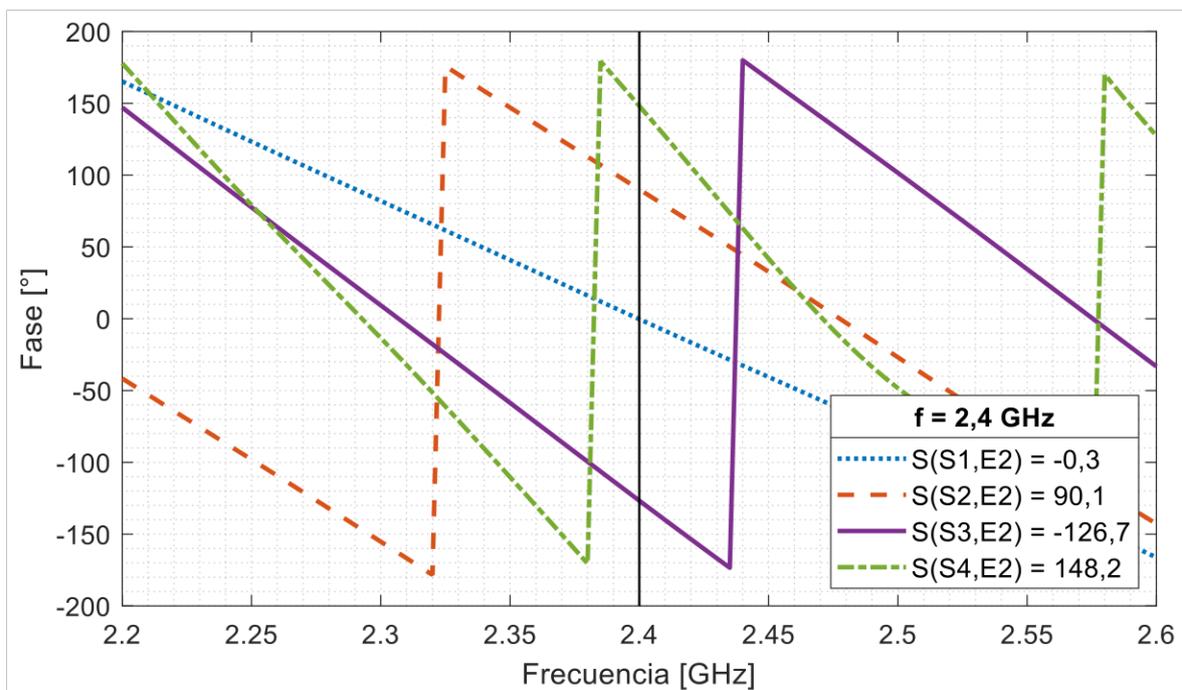
Figura 2.14 Estructura física detallada de la matriz de Blass diseñada

Como se aprecia en la Figura 2.14, también es crucial recordar que se dispone de 8 elementos resistivos, siendo las resistencias SMD las más adecuadas para ser utilizadas en este tipo de construcciones sobre un sustrato específico. Estas resistencias deben tener un valor de 50Ω para estar acopladas a la estructura de la matriz de Blass que ha sido diseñada.

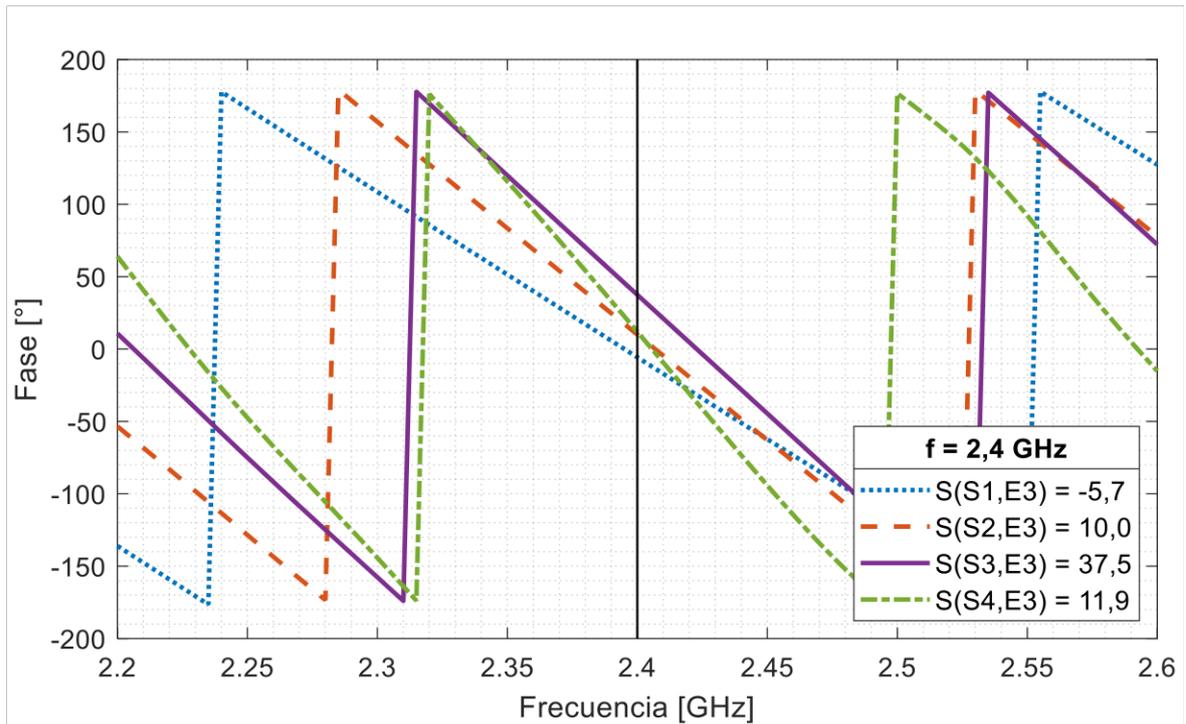
Ahora, se inicia la simulación para cada entrada y se observa la respuesta a la salida, que representa la alimentación de cada antena. Es importante recordar que para cada valor de $m = 1, \dots, M$, se genera la alimentación en cada antena, lo que permite la creación del haz deseado θ_m . Con esto en mente, los resultados en fase se presentan en la Figura 2.15.



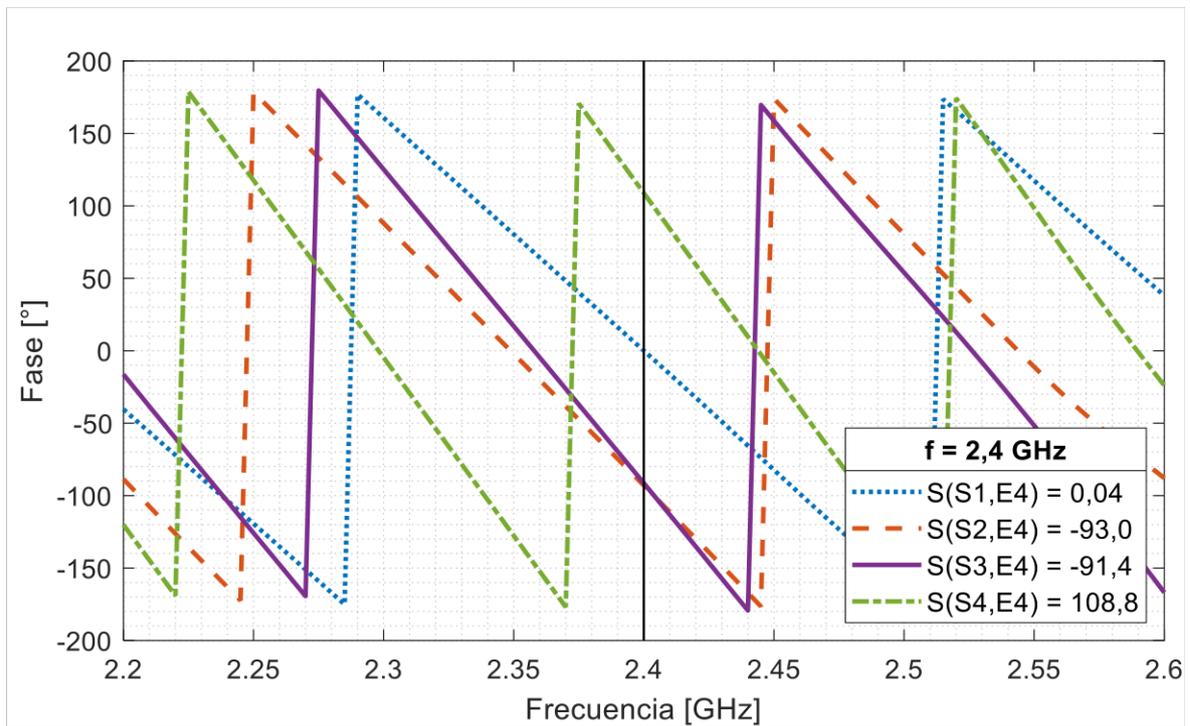
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.15 Fase de los parámetros S de las cuatro salidas en relación a la entrada (a) E1, (b) E2, (c) E3 y (d) E4

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La matriz de Blass, concebida con dimensiones de 4×4 , destaca por la uniformidad de sus acopladores, todos idénticos. La obtención de los 16 desfasadores se logra mediante el empleo de líneas *microstrip* de tipo *meander*. Además, se implementa una línea de 'unión' entre los acopladores de la misma fila, facilitando así la integración completa de la matriz. En la Figura 3.1 se presenta de manera visual el diseño y optimización del *layout* de la matriz de Blass.

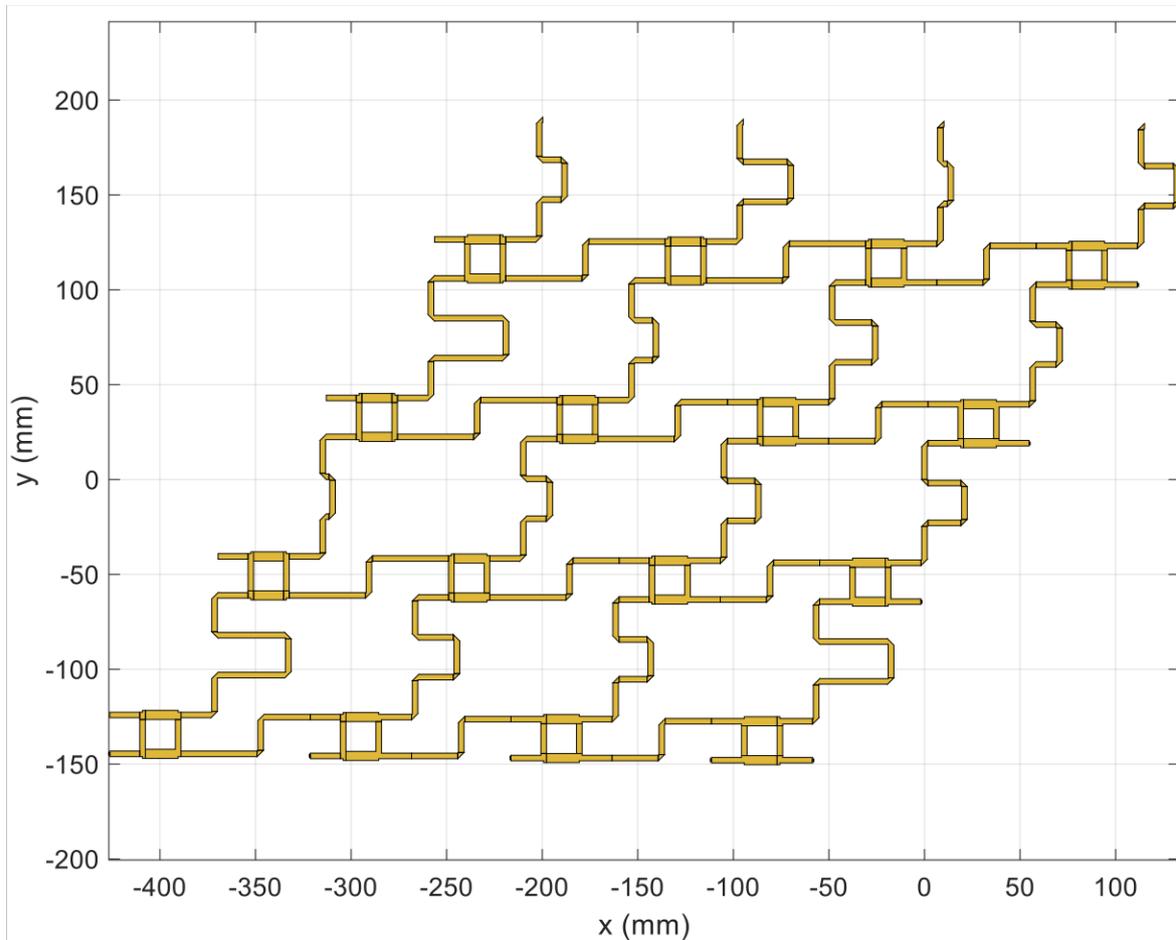


Figura 3.1 *Layout* de la matriz de Blass implementada en MATLAB (RF ToolBox)

Esta matriz de Blass exhibe la capacidad de direccionar hasta cuatro haces, uno por cada número de entradas que posee. En este diseño, cada entrada establece una relación directa con el haz correspondiente. Los ángulos de los haces seleccionados para este propósito son $\theta_1 = 50^\circ$, $\theta_2 = 125^\circ$, $\theta_3 = 100^\circ$ y $\theta_4 = 75^\circ$, los cuales fueron considerados durante el proceso de diseño.

3.1 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DE LA MATRIZ DE BLASS

La matriz de Blass empleada para alimentar un arreglo lineal de antenas posee la particularidad de direccionar en una dirección específica por cada entrada. Con este propósito, se procede a obtener los parámetros S , evaluados a 2,4 GHz, para cada salida en relación con la m -ésima entrada, donde $m = 1, \dots, M$.

Una vez que se haya determinado el vector de alimentación en cada salida según su entrada, se emplea la ecuación (2.3) para visualizar el diagrama de radiación resultante, normalizado, y así verificar la dirección en la que el haz apunta.

En la ecuación (2.3), los parámetros incluyen a_{mn} , que representa el vector de alimentación que llega a la antena deseada, que también tiene la forma de $S(S_n, E_m)$, donde $n = 1, \dots, N$ y $m = 1, \dots, M$. Además, $k = 2\pi / \lambda$ es el número de onda, donde λ es la longitud de onda y θ es el ángulo de radiación de la antena. En este contexto, se considera el rango de 0° a 180° , y se toma en cuenta que de 180° a 360° refleja lo que ocurre de 0° a 180° .

Asimismo, la distancia entre antenas, d , se establece en $0,6\lambda$, distribuyéndose espacialmente el arreglo lineal de antenas isotrópicas, como se ilustra en la Figura 3.2.

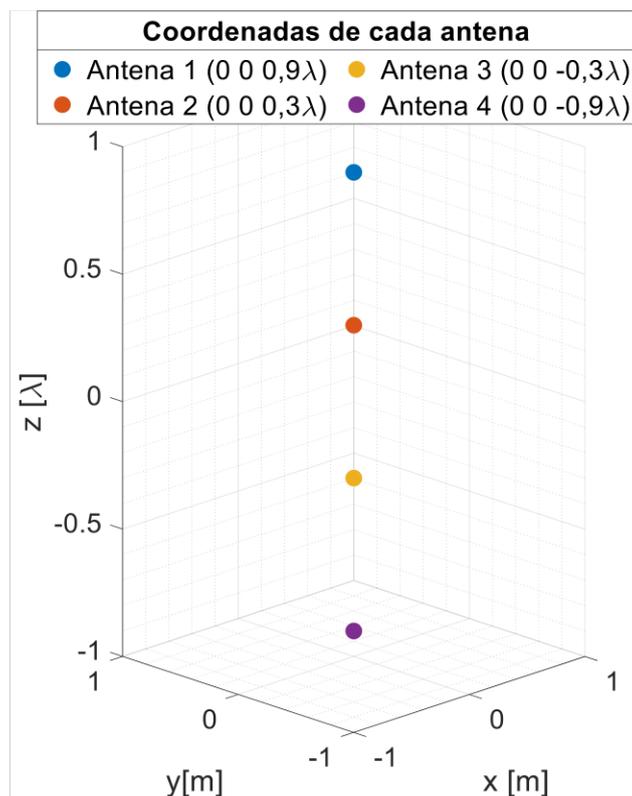


Figura 3.2 Disposición espacial del arreglo lineal de antenas isotrópicas a utilizar para probar la matriz de Blass diseñada.

Entrada $m = 1$

Para la entrada $m = 1$, el objetivo es dirigirse hacia $\theta_1 = 50^\circ$. A partir de la simulación en QUCS, se obtienen los siguientes vectores de alimentación para cada uno de los elementos del arreglo lineal de antenas. Estos resultados se expresan en las ecuaciones (3.1), (3.2), (3.3) y (3.4).

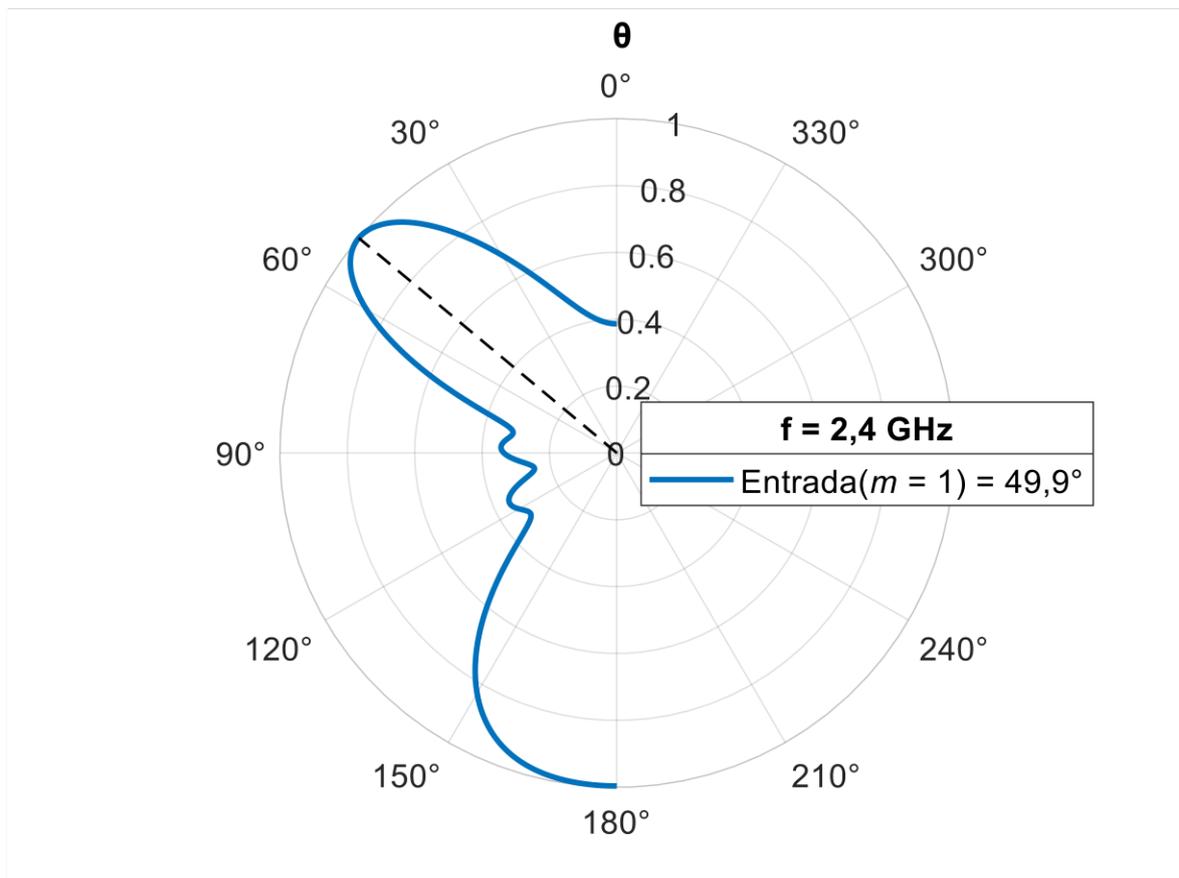
$$S(S1, E1) = 0,602 - j8,417e^{-4} = 0,602e^{-j0,08} \quad (3.5)$$

$$S(S2, E1) = -0,275 - j0,236 = 0,362e^{-j139,36} \quad (3.6)$$

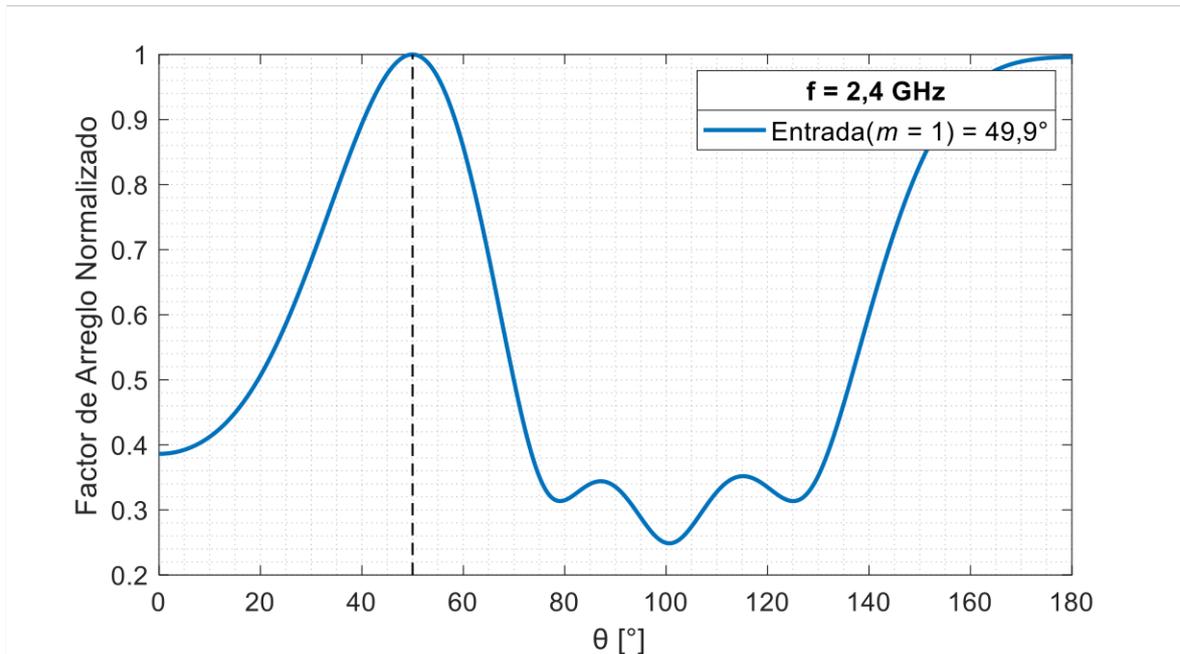
$$S(S3, E1) = 0,029 + j0,231 = 0,233e^{j82,81} \quad (3.7)$$

$$S(S4, E1) = 0,075 - j0,118 = 0,14e^{-j57,48} \quad (3.8)$$

Con estos vectores de alimentación generados por la entrada $m = 1$, la Figura 3.3 muestra de manera visual los diagramas de radiación resultantes, considerando el arreglo lineal de antenas y los vectores de alimentación obtenidos para la primera entrada.



(a)



(b)

Figura 3.3 Factor de arreglo normalizado para la entrada $m = 1$ (a) coordenadas polares y (b) coordenadas rectangulares.

De la Figura 3.3, se puede observar que el haz principal apunta hacia $\theta_1 = 49,9^\circ$, confirmando así que el ángulo creado por la entrada $m = 1$ es preciso y correcto.

Entrada $m = 2$

De manera similar, para la segunda entrada, $m = 2$, los resultados obtenidos de la simulación en QUCS se presentan en las ecuaciones (3.9), (3.10), (3.11) y (3.12). Estos vectores corresponden a la alimentación destinada al arreglo lineal de antenas que se pretende alimentar. En este caso particular, el objetivo de esta alimentación es dirigirse hacia $\theta_2 = 125^\circ$.

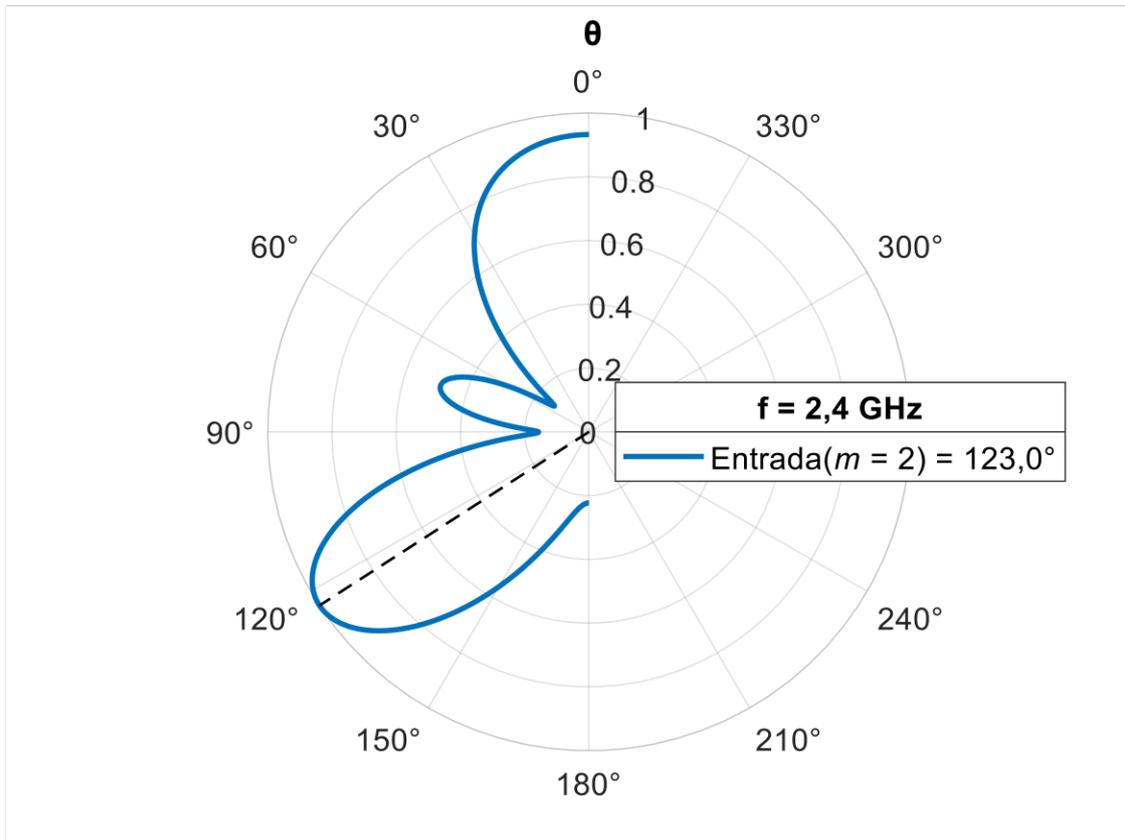
$$S(S1, E2) = 0,346 - j0,002 = 0,346 e^{-j0,28} \quad (3.13)$$

$$S(S2, E2) = -4,76e^{-4} + j0,289 = 0,289 e^{j90,09} \quad (3.14)$$

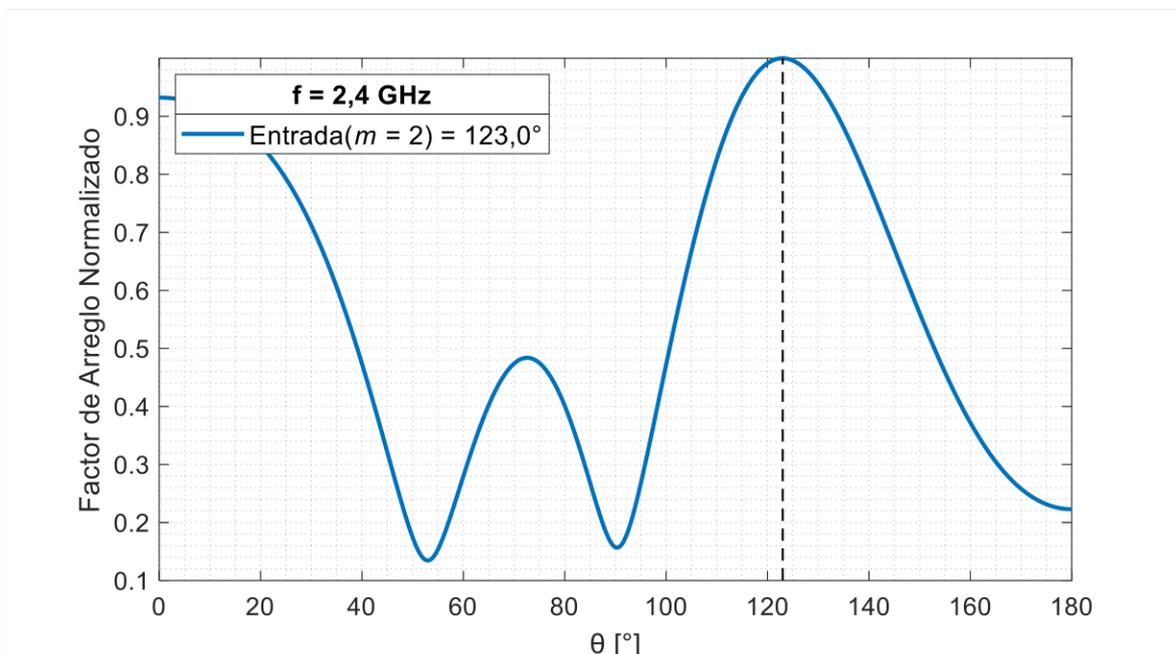
$$S(S3, E2) = -0,191 - j0,256 = 0,32 e^{-j126,68} \quad (3.15)$$

$$S(S4, E2) = -0,017 + j0,011 = 0,02 e^{j148,20} \quad (3.16)$$

La Figura 3.4 muestra el diagrama de radiación generado por los vectores de alimentación mencionados anteriormente, que representan la segunda entrada de la matriz de Blass.



(a)



(b)

Figura 3.4 Factor de arreglo normalizado para la entrada $m = 2$ (a) coordenadas polares y (b) coordenadas rectangulares.

Del diagrama de radiación resultante, generado por la segunda matriz de Blass, se deduce que su lóbulo principal apunta en la dirección $\theta_2 = 123,0^\circ$, un ángulo muy próximo al valor esperado.

Entrada $m = 3$

Siguiendo el procedimiento, para la tercera entrada, $m = 3$, se presentan los siguientes vectores de alimentación para cada una de las salidas de la matriz, los cuales se expresan en las ecuaciones (3.17), (3.18), (3.19) y (3.20). Cabe destacar que la finalidad de esta entrada es que su haz esté dirigido a un ángulo de $\theta_3 = 100^\circ$.

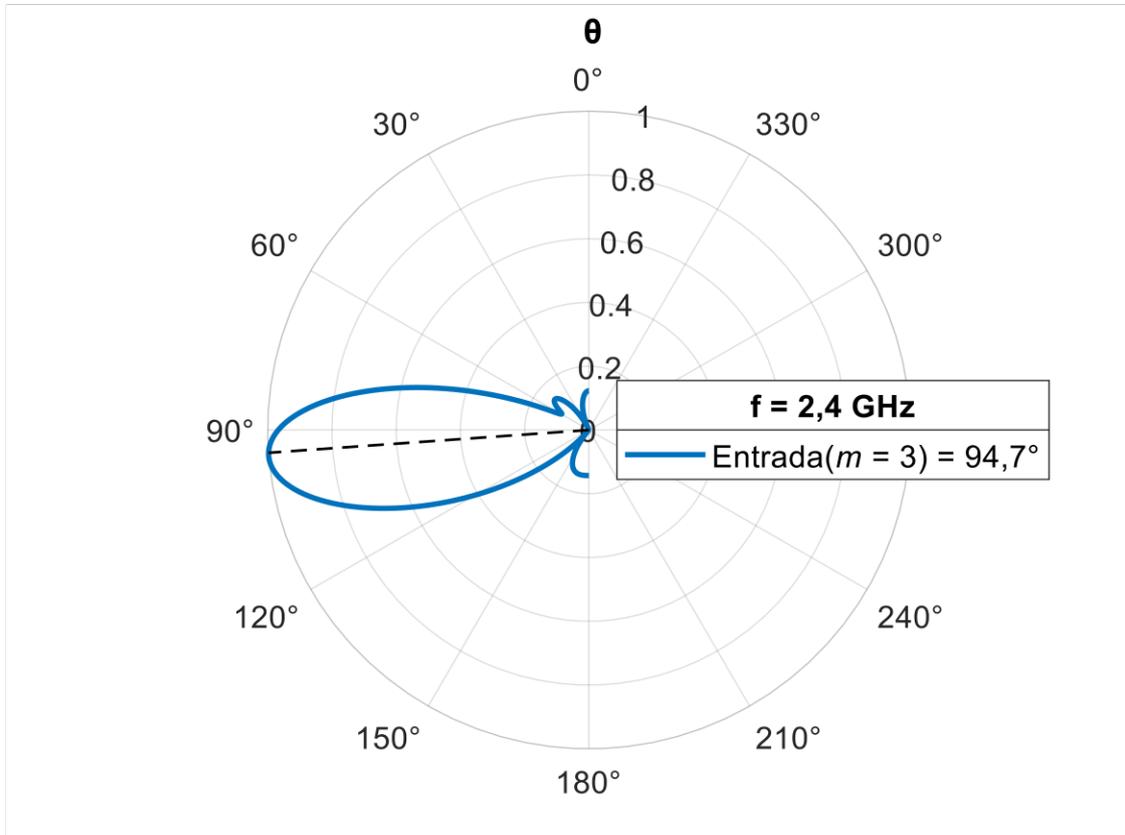
$$S(S1, E1) = 0,214 - j0,021 = 0,215 e^{-j5,68} \quad (3.21)$$

$$S(S2, E1) = 0,296 + j0,052 = 0,3 e^{j10,02} \quad (3.22)$$

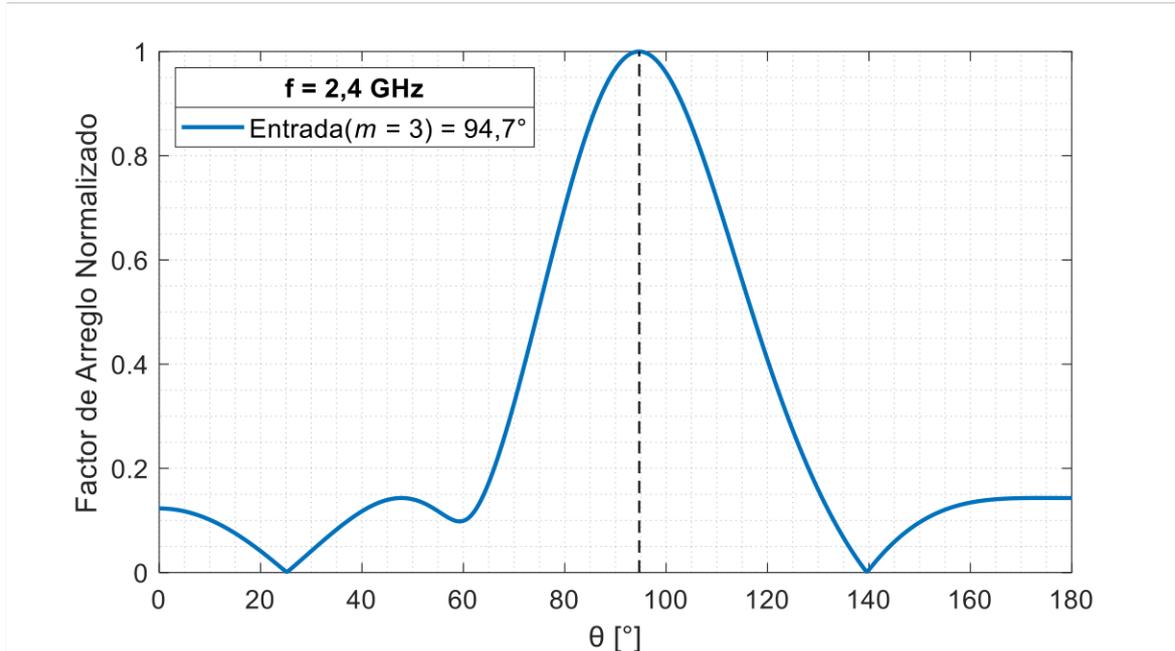
$$S(S3, E1) = 0,151 + j0,116 = 0,191 e^{j37,46} \quad (3.23)$$

$$S(S4, E1) = 0,028 + j0,006 = 0,028 e^{j11,95} \quad (3.24)$$

La Figura 3.5 ilustra el diagrama de radiación del arreglo lineal de antenas que se alimenta con los vectores obtenidos anteriormente para la entrada $m = 3$ de la matriz de Blass.



(a)



(b)

Figura 3.5 Factor de arreglo normalizado para la entrada $m = 3$ (a) coordenadas polares y (b) coordenadas rectangulares.

Del diagrama de radiación resultante para la entrada $m = 3$, se observa que el lóbulo principal está dirigido hacia $\theta_3 = 94,7^\circ$.

Entrada $m = 4$

Finalmente, para la cuarta entrada, $m = 4$, el objetivo es que el haz generado por el arreglo lineal de antenas esté dirigido hacia $\theta_4 = 75^\circ$. Con este propósito, se presentan los siguientes vectores de alimentación obtenidos de la simulación, los cuales se evidencian en las ecuaciones (3.25), (3.26), (3.27) y (3.28).

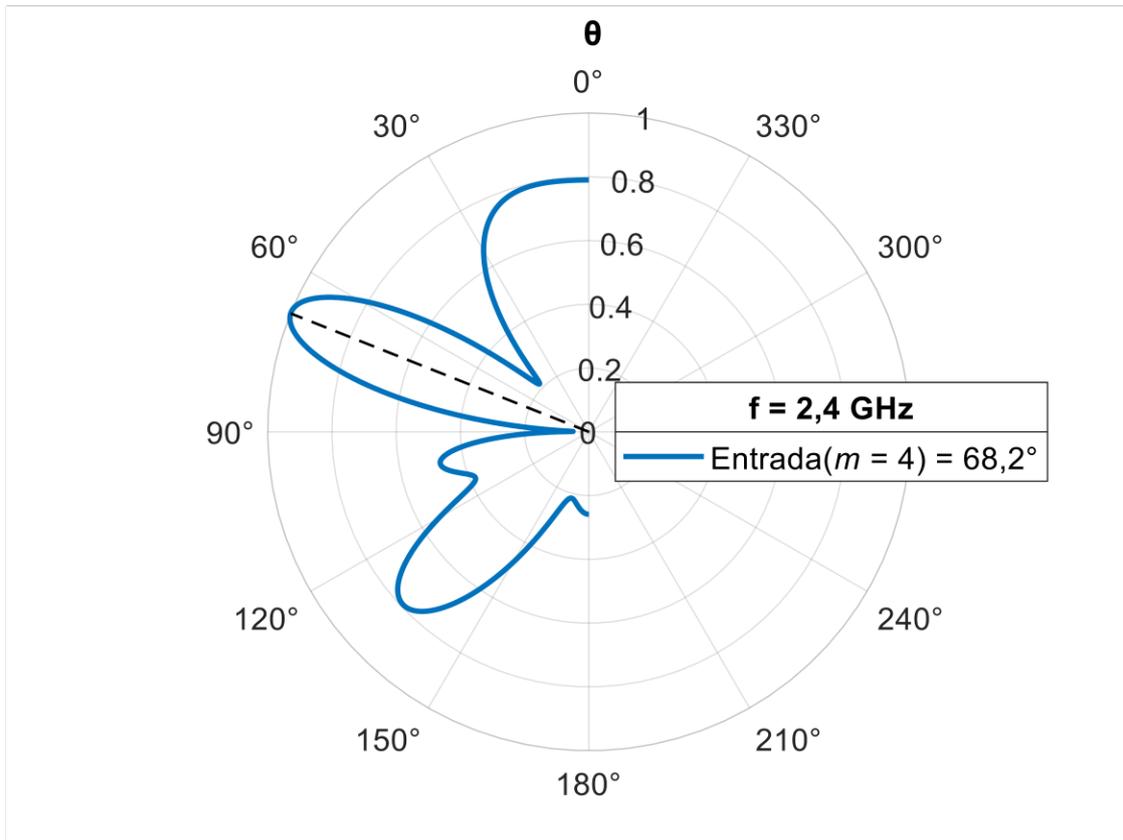
$$S(S1, E1) = 0,126 + j8,834e^{-5} = 0,126 e^{j0,04} \quad (3.29)$$

$$S(S2, E1) = -0,006 - j0,110 = 0,11 e^{-j93,0} \quad (3.30)$$

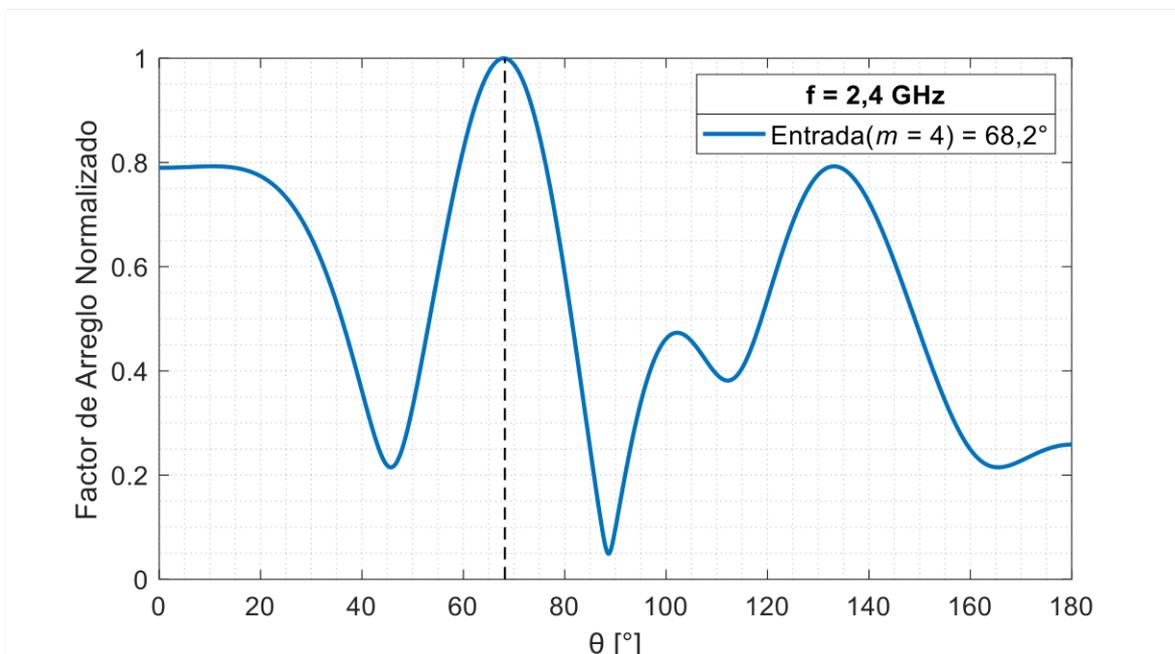
$$S(S3, E1) = -0,002 - j0,089 = 0,089 e^{-j91,41} \quad (3.31)$$

$$S(S4, E1) = -0,072 + j0,210 = 0,222 e^{j108,835} \quad (3.32)$$

Con estos vectores de alimentación destinados al arreglo lineal de antenas, se obtiene el diagrama de radiación representado en la Figura 3.6, correspondiente a la entrada $m = 4$.



(a)



(b)

Figura 3.6 Factor de arreglo normalizado para la entrada $m = 4$ (a) coordenadas polares y (b) coordenadas rectangulares.

De la Figura 3.6 se desprende que el lóbulo principal está orientado hacia $\theta_4 = 68,2^\circ$, lo cual corresponde a la entrada $m = 4$ de la matriz de Blass.

3.2 DISCUSIÓN DE RESULTADOS

Para evaluar el desempeño de la matriz de Blass diseñada es crucial determinar el error relativo en los ángulos a los cuales los lóbulos principales están apuntando. Con este propósito, se emplea la ecuación (3.33) para calcular el error entre los ángulos teóricos y los ángulos obtenidos durante la simulación. Además, se utiliza la ecuación (3.34) para calcular el error relativo porcentual.

$$\epsilon = \theta_t - \theta_s \quad (3.35)$$

$$\epsilon_r = \left| \frac{\theta_t - \theta_s}{\theta_t} \right| \times 100\% \quad (3.36)$$

En las ecuaciones proporcionadas, donde ϵ representa el error y ϵ_r es el error relativo, θ_t denota el ángulo teórico de diseño al cual se esperaba apuntar, mientras que θ_s corresponde al ángulo obtenido después de la simulación de la matriz de Blass.

Con esto en mente, se ejemplifica el cálculo de los errores para la entrada $m = 2$. En este caso, el objetivo de diseño era apuntar a 50° , por lo tanto, $\theta_t = 50^\circ$. Sin embargo, en la simulación se obtuvo que el haz apunta a $49,9^\circ$, siendo $\theta_s = 49,9$, y, por lo tanto, el error se calcula como:

$$\epsilon = |50^\circ - 49,9^\circ| = 0,1^\circ$$

$$\epsilon_r = \left| \frac{50^\circ - 49,9^\circ}{50^\circ} \right| \times 100\%$$

$$\epsilon_r = 0,2\%$$

Así, se evidencia que hay un error absoluto de $0,1^\circ$ en la dirección a la que debería apuntar el haz, lo que equivale a un error relativo porcentual del $0,2\%$.

A continuación, en la Tabla 3.1 se presentan los errores y los errores relativos porcentuales de los ángulos en los cuales apunta el haz, comparando los valores teóricos con los obtenidos durante la simulación.

Tabla 3.1 Errores absolutos y relativos porcentuales en la determinación de los ángulos en los cuales apunta el haz en el factor de arreglo

Entrada	θ_t [°]	θ_s [°]	ϵ [°]	ϵ_r
$m = 1$	50	49,9	0,1	0,2%
$m = 2$	125	123,0	2,0	1,6%
$m = 3$	100	94,7	5,3	5,3%
$m = 4$	75	68,2	6,8	9,1%

En el caso de la entrada $m = 1$, el valor obtenido en la simulación es muy preciso, ya que existe una diferencia de solo $0,1^\circ$. Para los demás valores obtenidos en la simulación, el error aumenta; por ejemplo, para la entrada $m = 2$, se tiene un error de 2° , lo que se traduce en un error porcentual de 1,6%, un valor bastante bajo, lo que indica un resultado muy bueno.

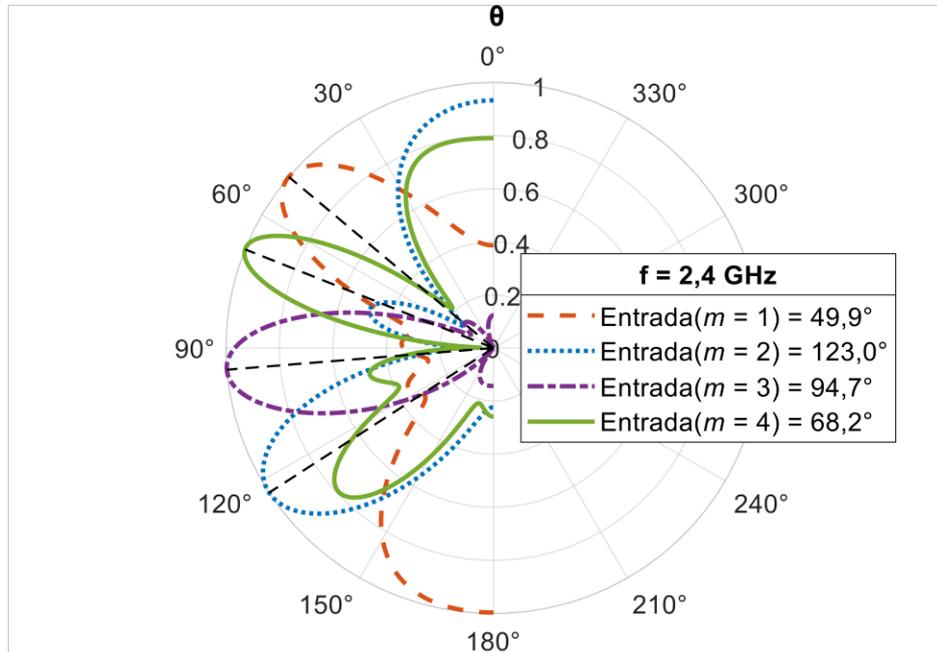
En los casos de $m = 3$ y $m = 4$, los errores son más significativos, ya que uno posee un error del 5,3% y el otro del 9,1%, respectivamente. En el caso de $m = 3$, la diferencia del ángulo al que apunta el haz es de $5,3^\circ$; sin embargo, si se considera el HPBW, se observa que dentro de este rango se encuentra el ángulo al que se quiere apuntar. De la misma manera, para $m = 4$, se tiene una diferencia de $6,8^\circ$; no obstante, el ángulo al que se requiere apuntar está dentro del rango del HPBW.

Se evidencia que el error generado aumenta conforme se incrementa la entrada a utilizar, y esto se debe a diversos factores. El más importante es que el error es acumulativo. Esto ocurre debido a que, para una entrada m más cercana a 1, se consideran menos caminos secundarios en comparación con una entrada m que sea más cercana a 4. Además, para una entrada mayor, se siguen tomando los caminos secundarios de la entrada anterior, lo que genera errores acumulativos.

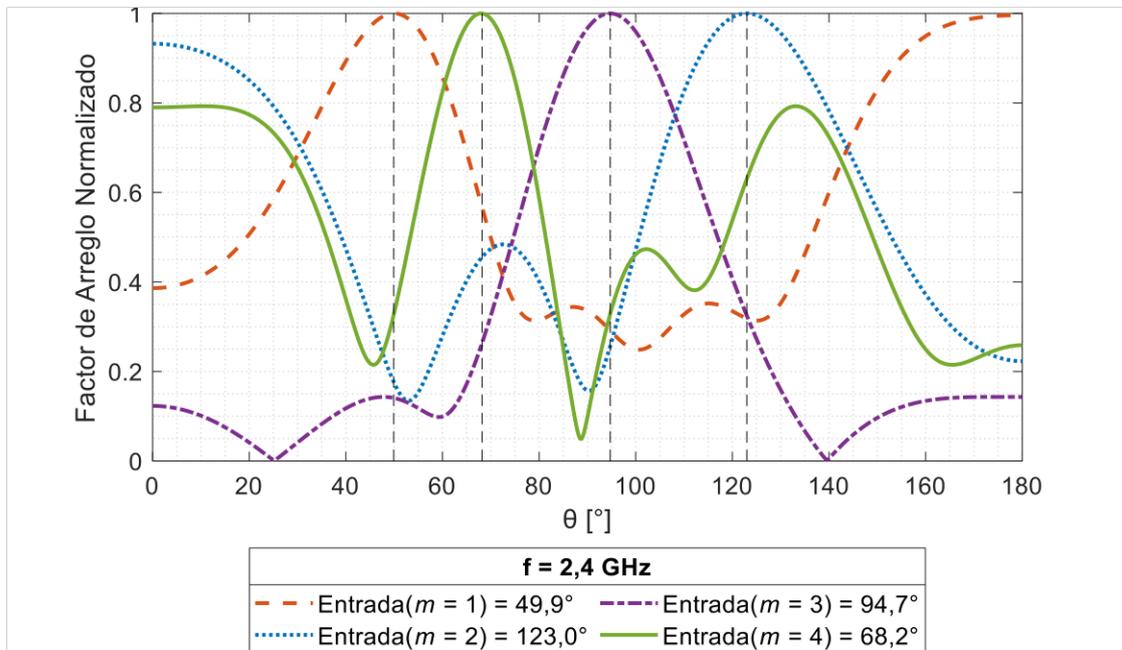
Por otro lado, se presentan errores debido a la complejidad de la ecuación (2.17), ya que, en algunos nodos, el desfaseador se introduce de manera manual debido a la falta de valores que satisfagan la ecuación. De igual manera, estos valores se acumulan para las entradas posteriores a ellos.

Sin embargo, a pesar de los errores, se determina el correcto funcionamiento de la matriz de Blass, que logra apuntar en cuatro direcciones distintas y que todos sus errores están por debajo del 9,1%. Este error máximo se encuentra en la entrada más lejana, que es el puerto $m = 4$, generando el lóbulo cuyo objetivo es apuntar a 75° .

Finalmente, en la Figura 3.7 se evidencia el diagrama de radiación resultante de todas las entradas activadas, mostrando claramente que la matriz apunta en cuatro direcciones distintas y muy cercanas a los ángulos de diseño, con errores pequeños considerando los cuatro haces generados por la matriz de Blass.



(a)



(b)

Figura 3.7 Factor de arreglo normalizado (a) coordenadas polares y (b) coordenadas rectangulares.

3.3 CONCLUSIONES

En este trabajo de integración curricular se ha llevado a cabo el diseño y simulación de una red de alimentación tipo matriz de Blass de dimensiones 4×4 . Cada puerto de entrada de la matriz tiene la capacidad de apuntar en una dirección específica, lo que hace que la red sea versátil y adecuada para diversas aplicaciones.

El diseño se ha concebido considerando el uso de un sustrato FR4 debido a su costo económico, aunque se reconoce que las dimensiones del diseño de la matriz de Blass son extensas.

Se ha adoptado la estrategia de utilizar un único acoplador en todos los nodos, lo que simplifica el diseño, pero impacta directamente en la amplitud del vector de alimentación, especialmente para las entradas más alejadas. Este compromiso entre simplicidad y desempeño es una consideración importante en el diseño.

Los desfasadores se revelan como elementos esenciales en este diseño, ya que su variación afecta directamente los vectores de alimentación y, por ende, la dirección en la que apunta el arreglo lineal de antenas. La presencia de desfasadores nulos en forma de "unión" facilita la conexión de los acopladores de la misma fila.

La elección de cargas adaptadas del tipo SMD para la matriz ofrece ventajas en términos de manipulación y prevención de reflexiones de la onda, contribuyendo así al rendimiento eficiente de la red.

La matriz de Blass, gracias a sus acopladores, puede direccionar la señal de entrada de manera exclusiva en cada fila. Esto se logra al obtener los desfasadores fila por fila, acumulando errores a medida que avanzamos en la matriz. A pesar de estos errores acumulativos, el análisis revela que el funcionamiento global de la matriz es correcto, cumpliendo su propósito de apuntar en cuatro direcciones diferentes.

En conclusión, el diseño propuesto demuestra ser funcional y versátil, permitiendo la dirección independiente de cada haz generado por la matriz de Blass. Sin embargo, se reconoce la posibilidad de mejorar y optimizar el diseño considerando diferentes sustratos y ajustes en las dimensiones físicas.

3.4 RECOMENDACIONES

En el presente análisis de la matriz de Blass, se destaca su versatilidad para configurar el diagrama de radiación, adaptándose al número variable de puertos de entrada y salida. La capacidad de apuntar en múltiples direcciones, directamente proporcional al número de entradas, otorga flexibilidad al diseño. Se sugiere que, para minimizar errores, se considere tener menos entradas que salidas en la matriz. Esta estrategia puede reducir la acumulación de errores y mejorar la precisión de los ángulos de apuntado.

Una recomendación crucial se enfoca en la exploración de sustratos especializados en microondas. La elección de un sustrato con una constante dieléctrica más alta o propiedades específicas para frecuencias más altas podría optimizar las dimensiones físicas del diseño. A pesar de que el FR4 es una opción económica, se aconseja caracterizar exhaustivamente el sustrato antes de iniciar el diseño, considerando las variaciones en las propiedades incluso dentro de un mismo proveedor.

En cuanto a los desfasadores, se sugiere explorar alternativas, evaluar diferentes geometrías o técnicas para desfasar la señal. La mejora en la calidad de los vectores de alimentación y las dimensiones físicas podría optimizar la construcción de la matriz de Blass.

La flexibilidad del diseño permite la consideración de otros tipos de acopladores y técnicas de desfase, buscando la mejora continua en la calidad y precisión del diseño. La implementación de estas recomendaciones contribuirá a perfeccionar la matriz de Blass para aplicaciones específicas.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [2] J. L. Volakis, R. C. Johnson, and H. Jasik, *Antenna engineering handbook*. McGraw - Hill New York, 2007.
- [3] J. Blass, "Multidirectional antenna - A new approach to stacked beams", *1958 IRE International Convention Record*, vol. 8, pp. 48-50, 1960,
- [4] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [5] "IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas", *IEEE Std 145-2013 Revis.* IEEE Std 145-1993, pp. 1-50, mar. 2014.
- [6] A. R. Romero "Antenas", *Manejo De Redes*, Feb. 22,2019 [Online]. Available: <https://slideplayer.es/slide/3742422/>
- [7] J. Anguera y A. Pérez, *Teoría de Antenas*. Ingeniería La Salle, 2008.
- [8] Á. C. Aznar, J. R. Robert, J. M. R. Casals, L. J. Roca, S. B. Boris, y M. F. Bataller, *Antenas*. Universidad Politècnica. de Catalunya, 2004.
- [9] M. Olmo y R. Nave "Classification of Polarization", *HyperPhysics*, 2017 [Online]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/polclas.html>
- [10] Y. Sarmiento Arias, "Evolución de las antenas utilizadas en Telefonía Móvil", *Universidad Central Marta Abreu de Las Villas*, 2011.
- [11] J. A. C. Botero y C. I. P. Rueda, "La matriz BUTLER para aplicaciones en antenas inteligentes conmutadas", *DERROTERO Revista de la Ciencia e Investigación*, vol. 11, n.o 1, 2018.
- [12] N. Tiwari y T. R. Rao, "A switched beam antenna array with butler matrix network using substrate integrated waveguide technology for 60GHz wireless communications", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 70, n.o 6, pp. 850-856, jun. 2016.
- [13] F. J. Velasco Solís, "Diseño, simulación e implementación de una matriz de butler 4 × 4 a una frecuencia de operación de 1,2 Ghz", Tesis, Escuela Politécnica Nacional, 2020
- [14] E. A. Shafah, "A Broadband Direct-Demodulator Based on Nolen Matrix for 5G Wireless Communication Systems", Tesis, Université du Québec, 2019.
- [15] W. Y. Lim y K. K. Chan, "Generation of multiple simultaneous beams with a modified Blass matrix", *Asia Pacific Microwave Conference*, dic. 2009, pp. 1557-1560.

- [16] N. J. G. Fonseca, "Printed S-Band 4 \times 4 Nolen Matrix for Multiple Beam Antenna Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n.o 6, pp. 1673-1678, jun. 2009.
- [17] N. Fonseca, *Etude des Matrices de Blass et Nolen*. Centre National D'etudes Spatiales, 2007.
- [18] G. Buttazzoni et al., "A Simple Blass Matrix Design Strategy for Multibeam Arbitrary Linear Antenna Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, n.o 11, pp. 8514-8524, nov. 2023.
- [19] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2011.
- [20] G. M. Schettino, F. Babich, y G. Buttazzoni, "Design of a Simple Feeding Network for 5G Multidirectional Antennas", *IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall)*, sep. 2021, pp. 1-5.
- [21] G. Buttazzoni et al., "A Beamforming Network for 5G/6G Multibeam Antennas Using the PCB Technology", *17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, mar. 2023, pp. 1-5.