ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UNA MATRIZ DE BUTLER 4 × 4 A UNA FRECUENCIA DE OPERACIÓN DE 1,2 GHz

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

FRANCISCO JAVIER VELASCO SOLÍS

francisco.velasco@epn.edu.ec

DIRECTOR: DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

hernan.barba@epn.edu.ec

CODIRECTOR: DR. LUIS FERNANDO CARRERA SUÁREZ

fernando.carrera@epn.edu.ec

Quito, febrero 2020

AVAL

Certificamos que el presente trabajo fue desarrollado por Francisco Javier Velasco Solís, bajo nuestra supervisión.

DR.-ING. HERNÁN BARBA MOLINA
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DR. FERNANDO CARRERA SUÁREZ
CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Francisco Javier Velasco Solís, declaro bajo juramento que el trabajo 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.

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

Francisco Javier Velasco Solís

DEDICATORIA

Con mucho amor, admiración y respeto a mi padre.

A mi amado hijo.

AGRADECIMIENTO

A mi madre por su incondicional apoyo durante mi etapa universitaria, su total confianza en mí permitió que me desarrollara con fortaleza para culminar mis estudios.

A la Escuela Politécnica Nacional por complementar mi formación profesional, y en ella a los profesores y amigos que formaron parte de mi formación personal, en especial y en particular, al Dr. Hernán Barba mi director de tesis, su experiencia, amistad, paciencia y buen sentido del humor ha hecho del trabajo difícil un placentero aprendizaje, gracias a su guía y entereza pude lograr este paso profesional en mi camino de metas.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL I

DECLARACIÓN DE AUTORÍA II

DEDICATORIA III

AGRADECIMIENTO IV

ÍNDICE DE CONTENIDO V

RESUMEN VII

ABSTRACT VIII

1 INTRODUCCIÓN 1

1.1 OBJETIVOS 2

1.2 ALCANCE 2

1.3 MARCO TEÓRICO 3

1.3.1 ARREGLOS DE ANTENAS EN FASE 3

1.3.2 REDES DE CONFORMACIÓN DE HACES 4

1.3.3 MATRIZ DE BLASS 9

1.3.4 MATRIZ DE BUTLER 10

2 METODOLOGÍA 22

2.1 CARACTERIZACIÓN DEL SUBSTRATO FR4 22

2.1.1 DISEÑO DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 23

2.2 DISEÑO DEL CIRCUITO MATRIZ DE BUTLER 29

2.2.1 DISEÑO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO 90°, –3 dB 29

2.2.2 DISEÑO DEL *CROSSOVER* 33

2.2.3 DISEÑO DEL DESPLAZADOR DE FASE DE 45° 35

3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN 38

3.1 ESTRUCTURA COMPLETA DE LA MATRIZ DE BUTLER 38

3.2 SIMULACIÓN DE LA MATRIZ DE BUTLER 4 × 4 EN Keysight® ADS 41

3.3 OBTENCIÓN DE MEDIDAS DE LA MATRIZ DE BUTLER 4 × 4 CON EL ANALIZADOR VECTORIAL DE REDES..... 45

3.4 DISCUSIÓN DE RESULTADOS 50

4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 55

4.1 CONCLUSIONES..... 55

4.2 RECOMENDACIONES 56

5 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 58

ANEXOS……..……..…… 61

RESUMEN

El presente trabajo de titulación describe la implementación de una matriz de Butler 4 × 4 sobre un substrato FR4 para operación en la banda L a 1,2 GHz.

En el primer capítulo se desarrolla una breve descripción de los arreglos en fase de antenas, los tipos de redes de alimentación para estos arreglos en fase de antenas, y las características, componentes, algunos modelos de construcción de la matriz de Butler.

En el capítulo dos se describe la caracterización del substrato FR4 como punto de partida para el diseño individual de los componentes de la matriz de Butler 4 × 4, empezando por el acoplador híbrido 90° −3 dB, seguidamente la estructura *crossover* totalmente simétrico y finalmente el desplazador de fase fijo.

En el tercer capítulo se presenta el diseño completo de la matriz de Butler 4 × 4 y la implementación de ésta sobre el substrato FR4 caracterizado. Las simulaciones y mediciones efectuadas sobre la matriz de Butler en conjunto con los errores relativos se presentan en tablas, así mismo se discuten los resultados obtenidos.

En el capítulo cuatro se hace constar las conclusiones y recomendaciones que se obtuvieron como consecuencia del desarrollo del trabajo.

PALABRAS CLAVE: acoplador híbrido, *crossover*, desplazador de fase fijo, Keysight® ADS, matriz de Butler.

ABSTRACT

The present work describes the implementation of a 4 × 4 Butler matrix on a FR4 substrate for operation in the 1.2 GHz L band.

Chapter 1 describes briefly the antenna phase arrangements, the types of power networks for these antenna phase arrangements, and the characteristics, components, some Butler matrix construction models.

Chapter 2 describes the characterization of the FR4 substrate which is performed as a starting point for the individual design of the 4 × 4 Butler matrix components, starting with the 90° −3 dB hybrid coupler, then the fully symmetrical *crossover* structure and finally the fixed phase shifter.

In the third chapter the complete design of the 4 × 4 Butler matrix as well as its implementation on the characterized FR4 substrate is presented. Simulations and measurements of the Butler matrix together with the relative errors are presented in tables, the results obtained are also discussed.

Chapter 4 lists the conclusions and recommendations that were obtained as a result of the development of the work.

KEYWORDS: Butler matrix, *crossover*, fixed phase shifter, hybrid coupler, Keysight® ADS.

1 INTRODUCCIÓN

En el continuo intento de optimizar el espectro radioeléctrico, diversas implementaciones han apuntado tanto a la parte activa como a la pasiva de un sistema de comunicaciones. Esta última, sobre todo, ostenta los sistemas radiantes como parte fundamental del *front-end* de dichos sistemas [1]. En particular, la antena, como parte constitutiva de un sistema radiante, actúa como medio de transmisión de la señal eléctrica al espacio libre.

En dependencia de una determinada aplicación, la implementación del sistema radiante está dado por una antena o un sistema de antenas (arreglos de antenas, *antenna array*). El control de éstas, en términos de manipulación del lóbulo de radiación, dependerá a su vez de la necesidad de la aplicación en la cual se trabaje, v.g. un direccionamiento fijo del lóbulo de radiación en un enlace punto a punto o un barrido angular del lóbulo de radiación en sistemas radar sin manipulación mecánica del sistema de antenas.

En este punto, el control (electrónico) de los arreglos en fase de antenas (*phased arrays*) resulta atractivo para la ingeniería de radiofrecuencia por las diversas ventajas que conlleva la implementación de los mismos (reducción de interferencia, mejoramiento de la relación señal a ruido, entre otros) [1].

No obstante, la alimentación de un arreglo en fase puede tornarse compleja al requerir muchas líneas de transmisión interconectadas en conjunto con mezcladores, cambiadores de fase, conmutadores mecánicos, diodos electrónicos tipo PIN (*Positive Intrinsic Negative*), entre otros elementos pasivos de RF (*Radiofrequency*) [2]. Esto, desde el punto de vista de ocupación de un área de trabajo, podría limitar el número de antenas en el arreglo debido al aumento de la circuitería para el control del mismo.

En consecuencia, varios esquemas para reducir la complejidad de un circuito de control han sido propuestos [3], [4]. Uno de ellos es la matriz de conformación de haz conocida como Matriz de Butler [2].

En el presente trabajo de titulación se propone el diseño, simulación y construcción de un prototipo de una matriz de Butler 4 × 4 para operación a una frecuencia de 1,2 GHz. Para el efecto, se utilizará la herramienta de simulación Keysight® ADS. El prototipo presentará cuatro puertos de entrada los cuales podrán ser alimentados uno a la vez (siendo los otros conectados a cargas discretas de 50 Ω) para conseguir desfase entre los cuatro puertos de salida de 45º, −45º, 135º y −135º, respectivamente.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

- Realizar el diseño, simulación e implementación usando tecnología *microstrip* de una matriz de Butler 4 × 4 para aplicaciones radar a una frecuencia de operación de 1,2 GHz en la banda L.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Describir de manera general las estructuras de alimentación pasivas más utilizadas para la conformación de haces en antenas.
- Caracterizar el coeficiente dieléctrico del material a utilizarse.
- Realizar el diseño e implementación de una red conformadora de haces tipo matriz de Butler 4 × 4 utilizando Keysight® ADS.
- Construir la matriz de Butler 4 × 4 optimizada utilizando tecnología *microstrip*.
- Verificar los resultados obtenidos de la simulación por medio de medidas en un analizador vectorial de redes.

1.2 ALCANCE

En el presente trabajo de titulación se diseñará y construirá un prototipo de una matriz de Butler 4 × 4 para el control de fase de un arreglo de antenas, utilizando tecnología *microstrip* en un substrato a una frecuencia de operación de 1,2 GHz.

En primer lugar, se realizará una breve descripción acerca de las redes de alimentación para la conformación de haces. Así mismo, se señalarán conceptos fundamentales sobre arreglos en fase e implementación de circuitos en tecnología *microstrip*.

Si bien el substrato a utilizarse no es un material destinado completamente para la realización de estructuras de radiofrecuencia, debido a su bajo costo, éste ha sido muy utilizado con propiedades dieléctricas dadas por algunos fabricantes. Lamentablemente, éstas no son precisas y no están determinadas para la frecuencia de operación del presente trabajo. Por este motivo, como punto de partida para el diseño de los diferentes circuitos, se caracterizarán las propiedades dieléctricas del substrato a emplearse utilizando una estructura basada en líneas de transmisión para el emparejamiento entre parámetros simulados (en CST Studio Suite) y medidos. Las medidas se llevarán a cabo con un analizador vectorial de redes.

Seguidamente, se realizará el diseño de la matriz de Butler misma que comprende la realización de componentes híbridos, cambiadores de fase y el *crossover*. Las estructuras serán modeladas en la herramienta de simulación Keysight® ADS y, por medio de simulación, se optimizarán las fases obtenidas en los puertos de salida (en donde se conectarían las antenas) al excitar cada uno de los puertos de entrada.
Una vez optimizada la simulación, se procederá con la construcción del prototipo sobre el substrato. Tanto los puertos de entrada como los de salida serán acoplados con conectores coaxiales tipo SMA (*SubMiniature version A*).
Finalmente, se realizarán medidas sobre el prototipo construido de las fases obtenidas en los puertos de salida al alimentar cada uno de los puertos de entrada. Estas medidas serán realizadas también con el analizador vectorial de redes.
El prototipo impreso en el substrato junto con una breve guía de operación (a manera de *datasheet*) constituirán el producto final demostrable del presente trabajo de titulación.

1.3 MARCO TEÓRICO

En esta sección se describe brevemente el concepto de arreglos en fase de antenas y las configuraciones que estas pueden tener; el circuito que alimenta estos arreglos en fase denominado red de conformación de haces así como su clasificación; el concepto de la matriz de Butler, algunos tipos y configuraciones que puede tener.

1.3.1 ARREGLOS DE ANTENAS EN FASE

Las limitaciones de tener una sola antena, como por ejemplo la ganancia, son problemas que pueden ser solucionados mediante un arreglo de antenas. Aplicaciones tales como militares, comerciales, radar, entre otras que utilizan un sistema de antenas, requieren que la dirección del lóbulo cambie, realizando un barrido, o dirigiéndose a un objetivo determinado. Tal acción se puede realizar manipulando mecánicamente la posición de cada una de las antenas del sistema. No obstante, modificar la ubicación de cada antena requiere de un sistema de posicionamiento que puede ser muy costoso y además con tiempos de barrido del orden de los microsegundos o superiores [2].

Sin embargo, al cambiar la fase o amplitud de las corrientes excitantes en cada uno de los elementos del arreglo de antenas, se puede tener control sobre la dirección del lóbulo principal, la forma del patrón de radiación y los lóbulos laterales. El patrón de radiación puede ser barrido a través del espacio en tiempos del orden de los nanosegundos o inferiores. Es decir, el barrido electrónico del haz principal se realiza sin la necesidad de

mover físicamente los elementos radiantes. Tales arreglos se denominan matriz en fase o arreglos de antenas en fase [1].

Las configuraciones de los arreglos en fase pueden ser lineales, planares o conformales, como se muestra en la Figura 1.1. Los arreglos lineales (Figura 1.1a) ubican los elementos radiantes en disposición lineal, los arreglos planares (Figura 1.1b) contienen a cada elemento radiante dentro de un plano, los arreglos conformales (Figura 1.1c) ajustan la ubicación de sus elementos radiantes en una superficie no plana [5].

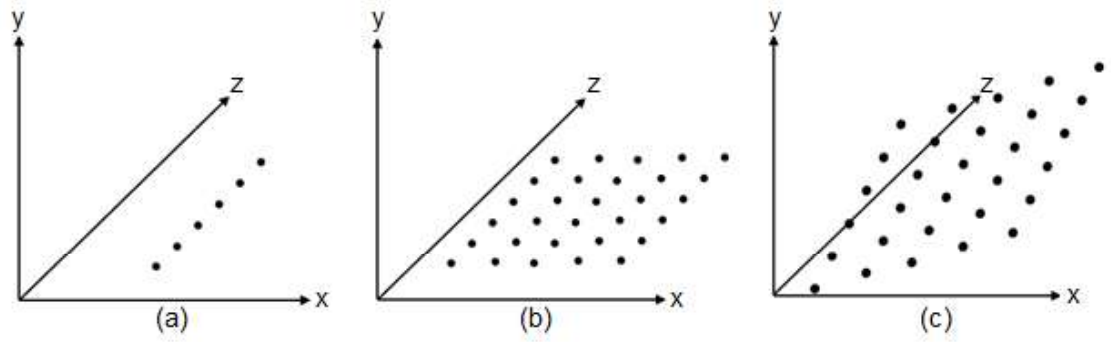


Figura 1.1. Representación de un arreglo de antenas. (a) Arreglo lineal, (b) Arreglo planar, (c) Arreglo conformal.

Los elementos de conexión que permiten modificar la amplitud y fase de las corrientes de alimentación en cada una de las antenas del arreglo en fase conforman la red de alimentación, denominada también como red de conformación de haces BFN (*Beam Forming Network*).

En el presente trabajo se considera una red de conformación de haces para un arreglo en fase lineal como se detalla a continuación.

1.3.2 REDES DE CONFORMACIÓN DE HACES

La conformación de haces es la combinación de señales de radio de un conjunto de antenas, para obtener una señal de radio resultante en un lóbulo común al conjunto de antenas [6]. Una red de conformación de haces tiene la capacidad de controlar la fase y amplitud de la corriente acoplada a cada elemento radiante del arreglo. De este modo, se puede obtener un patrón de radiación deseado, al dirigir el lóbulo de radiación hacia un determinado objetivo sin la necesidad de mover físicamente la posición de las antenas.

El patrón de radiación de un arreglo de antenas alimentado con amplitud y fase constante presenta un lóbulo resultante en una dirección invariable. Con la integración de la red

conformadora de haces, el lóbulo resultante puede dirigirse a un objetivo deseado según la amplitud y fase de la red de alimentación. La Figura 1.2 ilustra la comparación del lóbulo resultante entre un arreglo de antenas sin una red conformadora de haces y con una red conformadora de haces, muestra un lóbulo en dirección perpendicular al plano de las antenas (Figura 1.2a) y otro cuya fase es controlada a una dirección de 45° con respecto a la normal del plano de las antenas (Figura 1.2b).

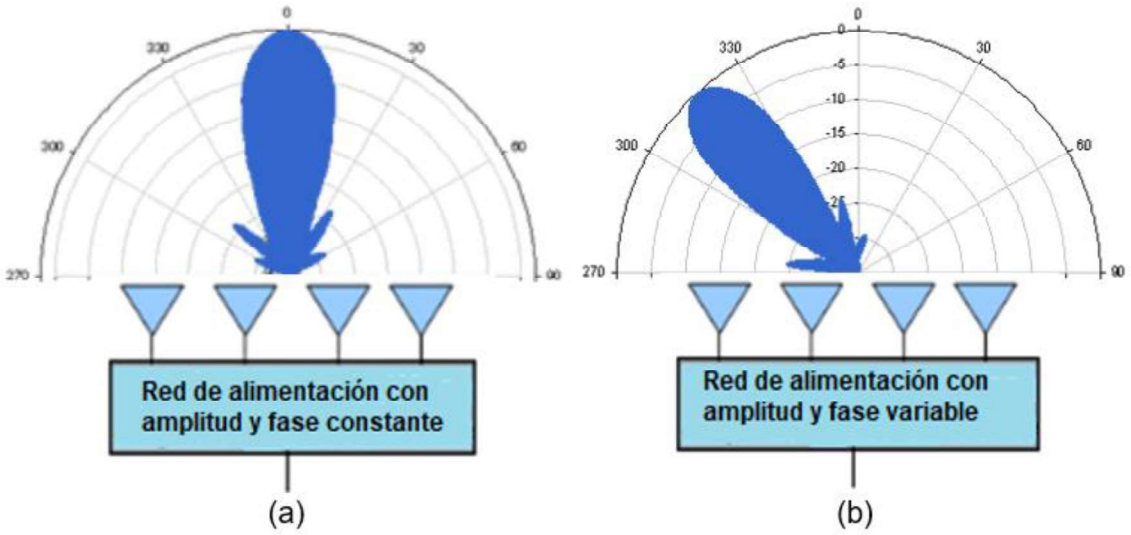


Figura 1.2. Patrón de radiación de un arreglo de antenas, (a) sin una red conformadora de haces, (b) con una red conformadora de haces [6].

Las redes conformadoras de haces pueden tener tres estructuras geométricas que son: serie, corporativas o espaciales, como se muestra en la Figura 1.3. En la red de alimentación en serie, (Figura 1.3a) a medida que la onda viaja a través de la línea de transmisión, sufre una atenuación debido a la potencia irradiada por los elementos.

La fase de cada elemento está determinada por la longitud de la línea de trasmisión y los efectos de acoplamiento mutuo. Los arreglos en fase alimentados con esta estructura pueden realizar un barrido del lóbulo principal cambiando la frecuencia, esto se conoce como exploración de frecuencia.

La alimentación paralela (Figura 1.3b) también se conoce como alimentación corporativa, la longitud de la línea de transmisión desde la fuente de señal hasta cada elemento radiante es igual.

En la alimentación espacial (Figura 1.3c), el transmisor tiene una antena primaria y ésta irradia hacia varias antenas receptoras conectadas a los elementos secundarios que forman la matriz.

Estos tres tipos de redes de alimentación se utilizan tanto para arreglos lineales como planares y conformales. Sin embargo, para los arreglos no lineales, los elementos de conexión aumentarán significativamente, volviéndose su implementación compleja y costosa. Por tal razón, se utiliza una combinación híbrida de tipos de conexión que consiste en una alimentación serie paralela, como se muestra en la Figura 1.3d, las filas se alimentan en paralelo y las columnas en serie. Esto facilita el uso de subarreglos que tienen la misma fase o amplitud en cada elemento del subarreglo [1] [2].

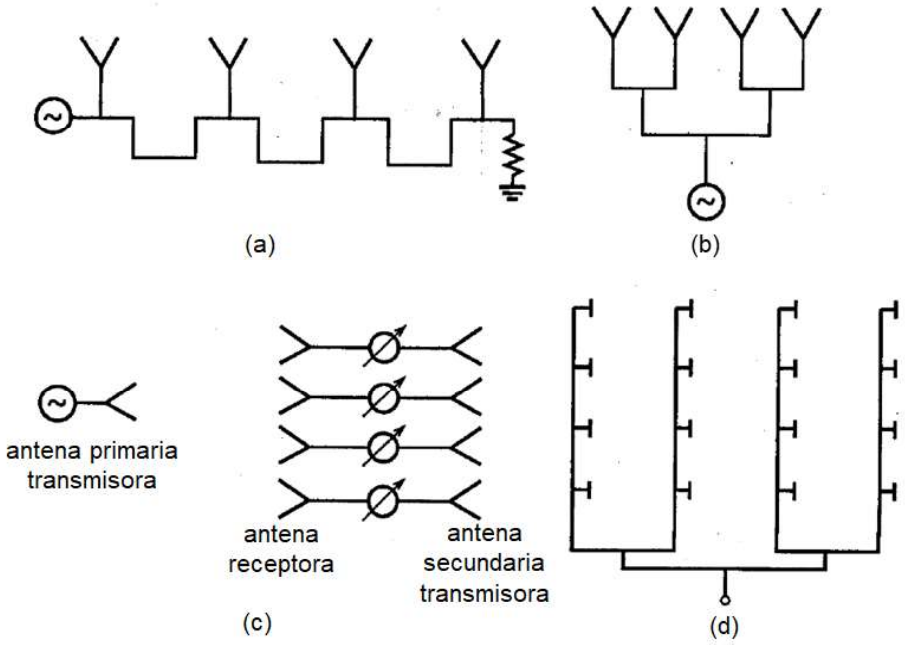


Figura 1.3. Tipos de redes de alimentación. (a) Serie, (b) Paralelo, (c) Espacial, (d) Híbrido [2].

Además, de acuerdo al tipo de señal que pueden procesar las redes de conformación de haces, éstas se clasifican en dos categorías: redes de procesamiento para frecuencia intermedia IF (*Intermediate Frequency*) destinadas a procesos digitales y radiofrecuencia RF destinadas al proceso analógico [7].

La Figura 1.4 ilustra el diagrama de clasificación de las redes conformadoras de haces.

Las redes de conformación de haces de radiofrecuencia se clasifican en redes basadas en lentes, sistemas reflectantes híbridos y circuitos conformadores.

Figura 1.4. Clasificación de las redes de conformación de haces.

Redes de Conformación de Haces de Frecuencia Intermedia (IF)

Este tipo de redes utilizan elementos activos para procesar la señal, como transductores electrópticos. Estas redes tienen un gran desarrollo para aplicaciones que requieren gran ancho de banda, sin embargo, su complejidad y costo aumentan por los elementos activos que se requieren [7].

Dentro de las redes de conformación de haces de frecuencia intermedia se tiene la red de conformación de haces digital que es el enlace entre la tecnología de antena y la tecnología digital. La formación del haz digital se basa en la conversión de la señal analógica (RF) de cada elemento del arreglo en flujos de señales de banda base binarias que representan las amplitudes y fases de la señal recibida en cada elemento de la matriz. Este proceso implica un algoritmo adaptivo para optimizar el patrón de matriz, ajustando los pesos de control elementales hasta cumplir la función objetivo.

La Figura 1.5 muestra un ejemplo de red de conformación de haces digital. El objetivo es optimizar la respuesta del sistema con respecto a una función prescrita $d(t)$, de modo que la salida $y(t)$ contenga mínimo ruido y mínima interferencia, mediante la elección de pesos w basada en las estadísticas de la señal de entrada $x(t)$ [8].

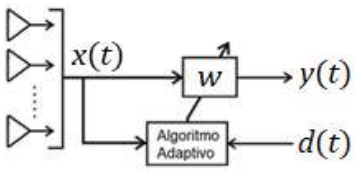


Figura 1.5. Red de conformación de haces adaptivo [9].

Otro tipo de redes de conformación de haces de frecuencia intermedia es la red de conformación de haces óptico que convierte las ondas de radio en señales ópticas. De esta manera, se toma ventaja del reducido tamaño de los dispositivos ópticos. Esto se logra cuando la repuesta de fase es lineal en el rango de interés de frecuencia. Dichas redes utilizan desplazadores de fase ópticos, fuentes lasers, así como moduladores y demoduladores. La implementación de estos elementos puede tornarse compleja y costosa, pero, algunas de las ventajas de este tipo de red son baja pérdida, independencia de frecuencia, gran ancho de banda e inmunidad a la interferencia electromagnética [9].

Redes de Conformación de Haces de Radiofrecuencia (RF)

Las redes de conformación de haces de radiofrecuencia, generalmente están inmersas en un sistema multihaz [6]. Estas redes no utilizan procesamiento digital de señales, por lo tanto, tienen el potencial de ser más simples y de menor costo que las redes de conformación de haces para frecuencia intermedia. Estas redes se clasifican principalmente en dos tipos los cuales son: redes de tipo cuasi ópticas, que implican una disposición híbrida de un reflector y una matriz de alimentación, y las redes de tipo circuito que alimentan a los arreglos de antenas en fase [7].

Las redes de tipo cuasi ópticas están basadas en lentes y óptica geométrica. En este tipo de sistemas se pueden obtener los lóbulos desplazando los elementos de alimentación en direcciones opuestas al foco de la lente.

La lente de Ruze [10] y la lente de Rotman [11] son ejemplos de este tipo de redes. La lente de Ruze consiste en lentes de placa paralela de metal [7], mientras que la lente de Rotman usa una cavidad de placas paralelas cuya ruta puede construirse con guías de onda, cable coaxial o tecnología *microstrip*.

La Figura 1.6 muestra una lente de Rotman. Para este tipo de lentes, las longitudes de ruta son preestablecidas las longitudes de ruta entre los puertos de entrada y los puertos de los elementos radiantes. Esta lente tiene 3 puntos focales distribuidos así: uno está ubicado en el centro de los puertos de entrada y los dos restantes están ubicados simétricamente con respecto al centro del arco de alimentación [12].

Dichas redes de alimentación basadas en lentes realizan el barrido del haz en una dimensión ya que los puntos de alimentación y la lente son coplanares [7].

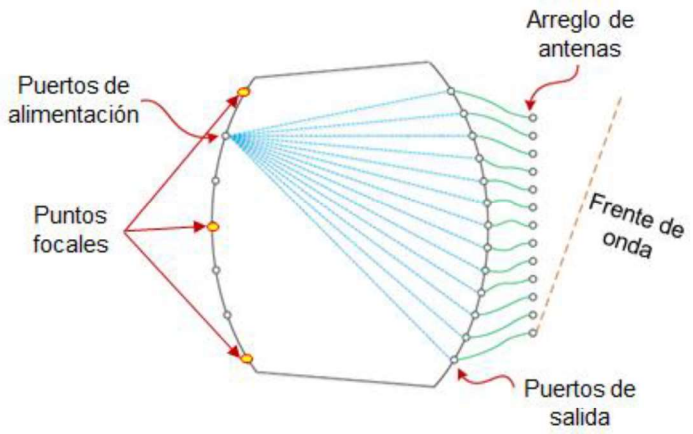


Figura 1.6. Lente de Rotman [12].

Sin embargo, cuando estas redes de alimentación poseen un elevado número de puertos de alimentación, se incrementan los errores de fase y amplitud [13].

Otras redes cuasi ópticas son los sistemas reflectantes híbridos, los cuales, combinan antenas reflectoras con un arreglo de antenas, de esta manera se consigue modificar los patrones de radiación del lóbulo principal. Estos sistemas realizan la exploración del haz mediante los movimientos tanto del reflector como de los arreglos de antenas. Además, este tipo de redes proporcionan un filtrado espacial de señales e interferencias [14].

La red de conformación de haces de RF tipo circuito realiza el control electrónico del lóbulo de radiación mediante conmutadores que pueden ser: mecánicos, diodos tipo PIN, desplazadores de fase variable, entre otros. No obstante, para que el lóbulo realice un barrido con mayor apertura espacial, el número de elementos requeridos crece exponencialmente, en consecuencia, la red de alimentación puede tornarse compleja y costosa.

Por consiguiente, los circuitos conformadores de haces utilizan líneas de transmisión de longitud fija para el control de fase. La distribución de amplitud está controlada por la relación de un divisor de potencia. Existen dos clasificaciones principales, la matriz de Blass y la matriz de Butler [1] [7].

1.3.3 MATRIZ DE BLASS

La matriz de Blass consiste en una red de múltiples líneas de transmisión que se conectan a un arreglo lineal de antenas. La Figura 1.7 muestra la matriz de Blass. Esta matriz está conformada por líneas de alimentación, M elementos radiantes, N puertos de entrada de señal, $M + N$ terminaciones resistivas y $N \times M$ acopladores direccionales de cuatro terminales [15]. Para el caso particular en que se tenga igual cantidad de puertos de

entrada como de elementos radiantes, es decir $N = M$, se requerirían N^2 acopladores direccionales. Esto denota el crecimiento exponencial de los componentes.

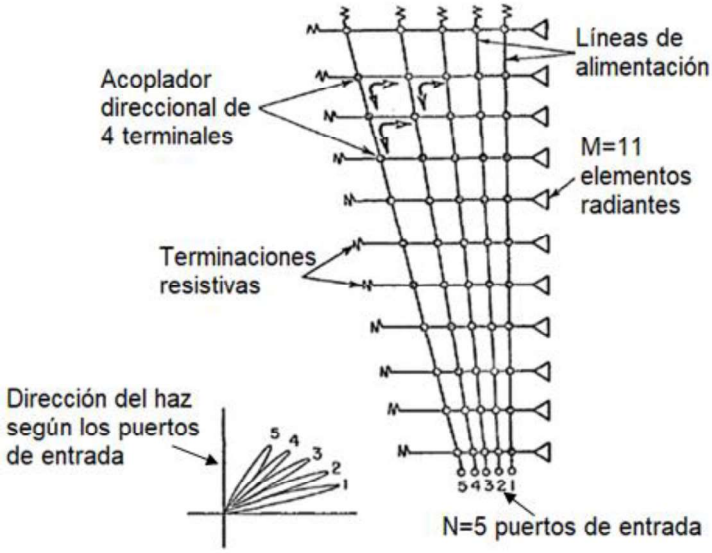


Figura 1.7. Matriz de Blass: 5 puertos de entrada de señal y 11 elementos radiantes [15].

Cuando se aplica una señal en un puerto de entrada, la señal viajará hasta las terminaciones resistivas, en cada acoplador direccional se acoplará una pequeña señal que excitará al elemento radiante correspondiente. La dirección del lóbulo resultante es controlada por la diferencia de ruta entre la entrada de la señal y el elemento radiante. El aislamiento del puerto 1 está garantizado para el lóbulo 1 debido a la directividad de los acopladores. Por otra parte, cuando se introduce una señal por el puerto 2, se produce el lóbulo 2 junto con un lóbulo de segundo orden debido al acoplamiento a través de la línea de alimentación del lóbulo 1.

Por otra parte, la construcción de este tipo de arreglo requiere de una gran cantidad de elementos, lo que implica una construcción compleja.

1.3.4 MATRIZ DE BUTLER

La matriz de Butler es una red pasiva de conformación de múltiples haces, basada en barrido electrónico por conmutación de haces [16]. Un diseño estándar de esta red de alimentación se describe como una red $N \times N$ donde N es el número de puertos de entrada y salida. Se requiere que N sea una potencia de 2, es decir, $N = 2^n$ donde n es un número entero positivo [17]. La matriz de Butler se suele utilizar para generar N haces para mejorar la relación portadora a interferencia CIR (*Carrier Interference Ratio*) y la reutilización de la frecuencia en un sistema punto a multipunto [18].

Esta matriz consta de múltiples acopladores híbridos, *crossovers* y desplazadores de fase fijos que serán detallados posteriormente. El número de acopladores híbridos *C* es igual a [19]:

$$C = \left(\frac{N}{2}\right) \times \log_2(N) \tag{1.1}$$

y el número de cambiadores de fase fijos, *D* es igual a:

$$D = \left(\frac{N}{2}\right) \times (\log_2(N) - 1) \tag{1.2}$$

En comparación con la matriz de Blass, la matriz de Butler reduce la cantidad de componentes para la construcción. En particular, el número de uniones se reduce de N^2 a $(N / 2) \times \log_2 (N)$; por ejemplo, para una matriz de Butler 4 × 4, como la mostrada en la Figura 1.8, se tiene $N = 4$. Por lo tanto, se necesitan 16 acopladores para el circuito de Blass mientras que para el circuito de Butler se necesitan 4 acopladores híbridos.

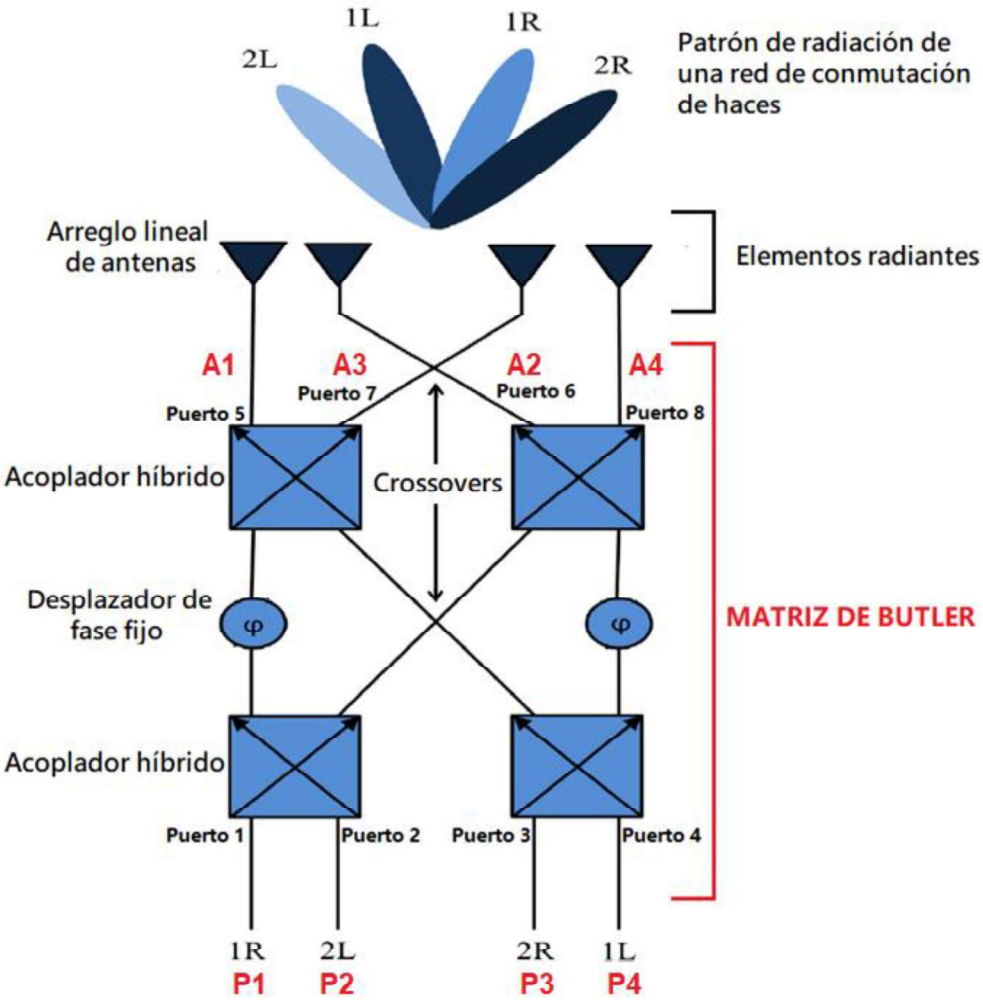


Figura 1.8. Diagrama de bloques de una matriz de Butler 4 × 4 con un arreglo lineal de antenas [20].

Este circuito de Butler puede producir tantos haces como puertos de entrada tenga. Cada puerto de entrada está desacoplado y produce una distribución de amplitud y fase uniforme a través de los puertos adyacentes de salida [21].

En el caso que los puertos de salida de la matriz estén conectados a un arreglo lineal de antenas, una señal aplicada en el *n*-ésimo puerto de entrada producirá un *n*-ésimo haz utilizando la capacidad de ganancia total del arreglo y se pueden obtener *N* haces con una separación angular constante. Esta red con el mismo número de puertos de entrada y salida con patrones direccionales constituyen un conjunto espacialmente ortogonal, en otras palabras, los lóbulos separados por fases constantes son eléctricamente independientes [22] [23].

Por otra parte, el diseño de la matriz de Butler puede tener diferente número de puertos de entrada y salida, $N \times M$, como se lo detalla en [24]. En este documento se presenta una matriz de Butler de 3×4, como en la Figura 1.9, el número de puertos de entrada, *N*, determina el número de haces que se pueden obtener, mientras que el número de puertos de salida, *M*, indica el número de elementos radiantes que se deben acoplar y controlan el ancho de haz del lóbulo principal. Además, este arreglo permite obtener un lóbulo transversal.

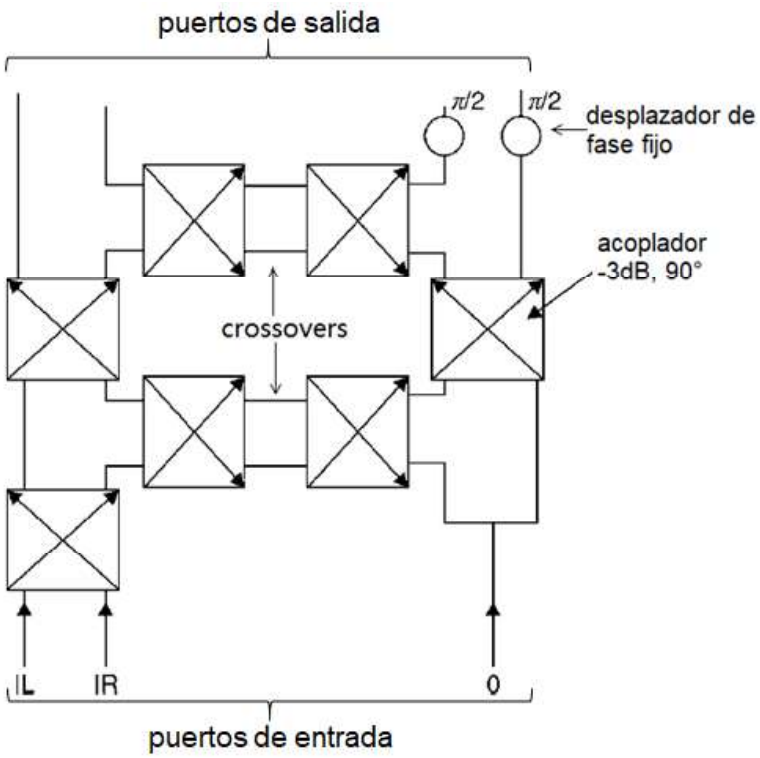


Figura 1.9. Diagrama de bloques eléctricos de una matriz de Butler 3 × 4 con un lóbulo transversal [24].

De igual manera, para un diseño planar de esta matriz, se tienen *crossovers* que permiten cruzar las líneas de transmisión entre acopladores híbridos; sin embargo, se puede reubicar los elementos de la matriz de tal manera que se puedan omitir los cruces de líneas como se muestra en la Figura 1.10. El diseño de esta matriz de Butler no utiliza *crossovers* y está impresa en una sola capa con tecnología *microstrip*; sin embargo, este diseño de la matriz de Butler produce radiaciones parásitas que afectan levemente los patrones de radiación de las antenas debido a un aumento de nivel de los lóbulos laterales [25].

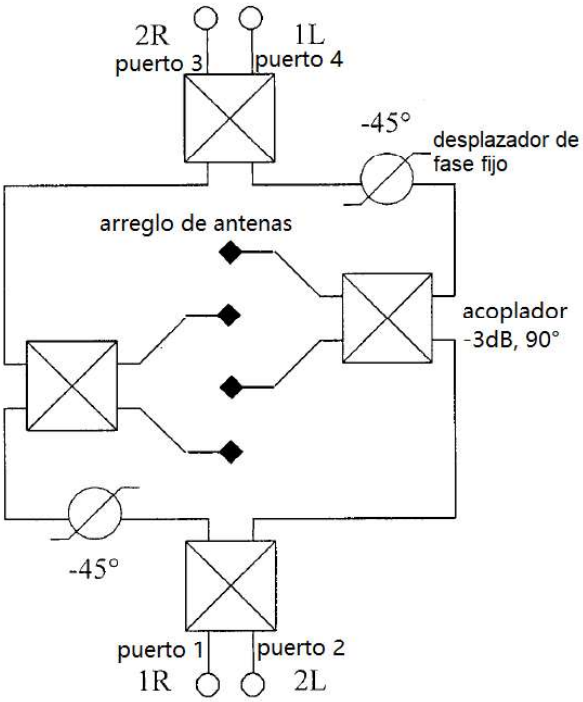


Figura 1.10. Topología de una matriz de Butler 4×4 sin crossovers [25].

En el presente proyecto se presenta el desarrollo de una matriz de Butler 4 × 4, como la mostrada en la Figura 1.8, en una configuración planar de una sola capa utilizando tecnología *microstrip*. Para realizar el diseño de esta matriz, se considera únicamente desplazadores de fase fijos, acopladores híbridos 90° –3 dB y un *crossover*. Debido a que se construye la matriz de manera planar, es obligatorio los cruces de líneas entre los acopladores híbridos, por tal razón, también se considera el uso de un *crossover*.

Los puertos de salida se conectan a elementos radiantes, por tal razón se denominan a los puertos de salida 5, 6, 7, 8 como A1, A2, A3 y A4 respectivamente.

Para alimentar un arreglo lineal de antenas se puede utilizar porciones de cable coaxial de igual longitud para conectar cada puerto de salida a su respectiva antena.

El número de acopladores híbridos 90° −3 dB que se necesitan para construir esta matriz se calcula con la Ecuación (1.1) con N = 4,

$$C = \left(\frac{4}{2}\right) \times \log_2(4) = 4$$

Para el número de desplazadores de fase fijo se utiliza la Ecuación (1.2),

$$D = \left(\frac{4}{2}\right) \times (\log_2(4) - 1) = 2$$

Para la matriz presentada en este trabajo, las progresiones de fase son ±45°, ±135°, las cuales permiten la generación de 4 lóbulos eléctricamente independientes. Considerando este resultado y los acopladores híbridos de 90°, se puede concluir que los desplazadores de fase fijos deberán tener un valor de 45°.

Los valores ideales de las progresiones de fase y amplitudes se presentan en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1. Valores de fase y amplitud entre puertos de la matriz de Butler 4x4.

Puerto de entrada alimentado	**Diferencia de fase entre puertos de salida y puertos de entrada (°)**				**Fase progresiva entre puertos de salida (°)**	**Amplitud (dB)**
	Puerto 5 (A1)	**Puerto 6 (A2)**	**Puerto 7 (A3)**	**Puerto 8 (A4)**		
Puerto 1 (p_1)	−45	−90	−135	−180	−45	−6
Puerto 2 (p_2)	−135	0	−225	−90	135	−6
Puerto 3 (p_3)	−90	−225	0	−135	−135	−6
Puerto 4 (p_4)	−180	−135	−90	−45	45	−6

Acopladores direccionales y divisores de potencia

Los divisores y acopladores direccionales son dispositivos pasivos utilizados para dividir o combinar la potencia de una señal como se muestra en la Figura 1.11.

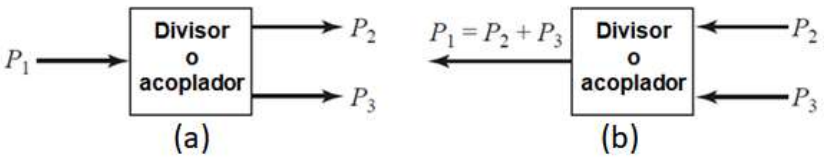


Figura 1.11. Acopladores. a) División de la señal, b) combinación de la señal [26].

A estos bloques de procesamiento de señal generalmente se los denomina redes, en la Figura 1.11 por ejemplo se tiene una red de tres puertos, tanto en el caso a) como en b). Sin embargo, se puede tener redes con diferentes combinaciones y número de puertos. Las redes que tienen tres puertos se denominan divisores y las redes que tienen cuatro puertos se denominan acopladores direccionales o híbridos. Los acopladores direccionales pueden dividir la señal en partes iguales o desiguales, mientras que los híbridos usualmente dividen la señal en partes iguales y pueden desplazar las señales de salida 90° o 180° entre sus terminales de salida [26].

Las características de los acopladores o redes de cuatro puertos se pueden describir utilizando algunas propiedades de la matriz de dispersión.

La matriz de dispersión que representa a una red de cuatro puertos recíproca está dada en la Ecuación (1.3) [26]:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

Para la simplificación se eligen referencias de fase para tres de los cuatro puertos, eligiendo $S_{12} = S_{34} = \alpha,\ S_{13} = \beta e^{j\theta}$ y $S_{24} = \beta e^{j\phi}$, donde α y β son reales, θ y ϕ son fases constantes.

A partir de esto se pueden tener dos elecciones:

1) Para un acoplador simétrico: $\theta = \phi = \pi/2$ la matriz de dispersión es:4

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \tag{1.4}$$

2) Para un acoplador asimétrico: $\theta = 0$, $\phi = \pi$ la matriz de dispersión es:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

La Figura 1.12 muestra los símbolos más utilizados para representar a un acoplador direccional y los nombres de sus puertos. El puerto 1 (puerto de entrada) está acoplado con el puerto 3 (puerto acoplado) con un factor de acoplamiento $|S_{13}|^2 = \beta^2$, y el sobrante de potencia de la señal es enviado al puerto 2 (puerto de salida) con un coeficiente $|S_{12}|^2 = \alpha^2 = 1 - \beta^2$. Idealmente ninguna potencia es enviada por el puerto 4 (puerto aislado).

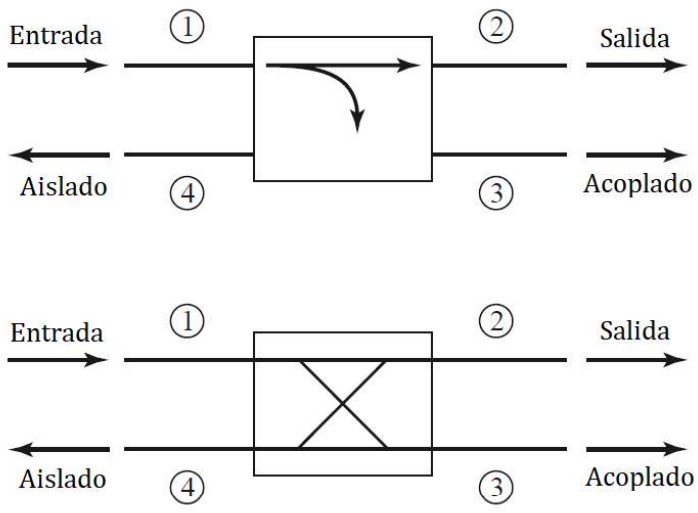


Figura 1.12. Esquema de un acoplador direccional [26].

Para caracterizar un acoplador direccional se utilizan las siguientes relaciones:

El acoplamiento C, indica cuánto de la potencia de entrada es acoplada hacia el puerto de salida y está definido por:

$$C = 10\log\frac{P_1}{P_3} = -20\log\beta \ \ \text{dB} \tag{1.6}$$

La directividad D, es una medida de la capacidad del acoplador para aislar las señales hacia adelante y hacia atrás, entre el puerto acoplado (puerto 3) y el puerto no acoplado (puerto 4) y tiene la siguiente relación:

$$D = 10\log\frac{P_3}{P_4} = 20\log\frac{\beta}{|S_{14}|} \ \ \text{dB} \tag{1.7}$$

El aislamiento I, es una medida de la potencia que logra dirigirse hacia el puerto no acoplado (puerto 4), y está dado por:

$$I = 10\log\frac{P_1}{P_4} = -20\log|S_{14}| \ \ \text{dB} \tag{1.8}$$

Las pérdidas por inserción L, es una medida de la cantidad de potencia de entrada que se entrega al puerto de salida y se define como:

$$L = 10\log\frac{P_1}{P_2} = -20\log|S_{12}| \ \ \text{dB} \tag{1.9}$$

Los acopladores híbridos son un caso especial de los acopladores direccionales, donde el factor de acoplamiento C es igual a 3 dB, por lo tanto $\propto = \beta = 1/\sqrt{2}$.

Existen dos tipos de acopladores híbridos:

1) El acoplador híbrido de cuadratura, que presenta un desplazamiento de fase de 90° entre el puerto de salida (puerto 2) y el puerto acoplado (puerto 3), por lo que $\theta = \emptyset = \pi/2$, esto cuando la señal se alimenta a la red por el puerto 1 [26]. Este tipo de acoplador es un ejemplo de acopladores simétricos, funciona para banda estrecha, producen lóbulos distribuidos simétricamente con respecto al plano normal del arreglo de antenas, por tal razón a las redes de alimentación (como la matriz de Butler) que utiliza este tipo de híbridos se las conoce también como Redes Simétricas [17]. Su matriz de dispersión es la siguiente:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 1 & \mathrm{j} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \mathrm{j} \\ \mathrm{j} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \mathrm{j} & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{1.10}$$

2) El acoplador híbrido Magic-T y el acoplador híbrido Rat-Race, estos acopladores presentan un desplazamiento de fase de 180° entre el puerto de salida (puerto 2) y el puerto acoplado (puerto 3), esto cuando se alimenta el puerto 4 [26]. Este tipo de acopladores es un ejemplo de acopladores antisimétricos, funcionan para redes de banda ancha, producen lóbulos transversales en cantidades no simétricas, por tal motivo, las redes de alimentación que estos acopladores híbridos son conocidas como Redes Asimétricas. La ventaja de este tipo de acoplador es que se puede omitir la utilización de desplazadores de fase fijos, lo que resulta en la disminución de componentes utilizados para el diseño de la red de alimentación [17]. Su matriz de dispersión se presenta a continuación:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

Para este trabajo se va a utilizar el acoplador híbrido de cuadratura debido a que sus características se ajustan a los requerimientos: diseño pequeño y planar.

Acoplador híbrido 90°, −3 dB

El acoplador híbrido, mostrado en la Figura 1.13, es un acoplador direccional de −3 dB, es decir, disminuye la potencia en 3 dB o la mitad de la potencia de la señal original, por lo que distribuye la potencia equitativamente en los puertos de salida, además presenta una diferencia de fase de 90° entre el puerto de salida y el puerto acoplado. Este acoplador también es conocido como Híbrido de Línea de Rama (*Branch-line hybrid*). Generalmente se los construye con líneas *microstrip* [26].

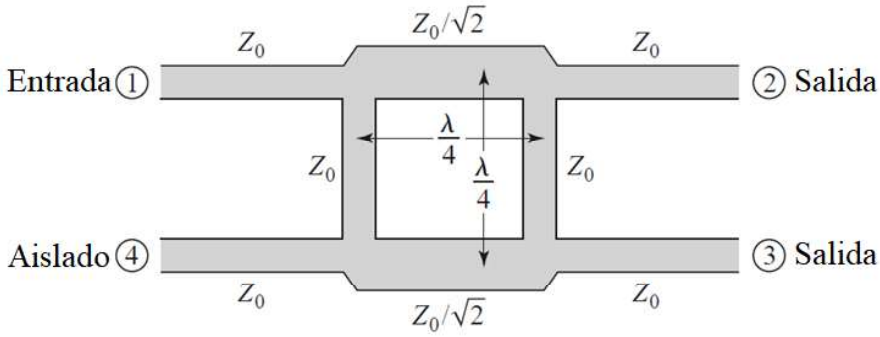


Figura 1.13. Geometría de un acoplador híbrido [26].

La matriz de dispersión del acoplador híbrido de 90° $-3\mathrm{dB}$ es la siguiente:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & \mathrm{j} & 1 & 0 \\ \mathrm{j} & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \mathrm{j} \\ 0 & 1 & \mathrm{j} & 0 \end{bmatrix} \tag{1.12}$$

Desplazador de fase fijo

La función de un desplazador de fase es producir un retraso de la señal entre los puertos de entrada y salida. Por ejemplo, para una señal de entrada V_1, la señal de que se obtiene a la salida sería $V_1 \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi}$, donde φ es el desplazamiento de fase producido. La Figura 1.14 muestra el diagrama de un desplazador de fase de dos puertos.

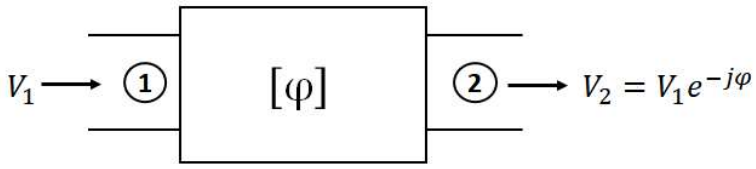


Figura 1.14. Desplazador de fase de dos puertos [6].

Crossover

La Figura 1.15 muestra un diagrama representativo de un *crossover*. El *crossover* es un dispositivo que permite cruzar dos líneas de transmisión entre sí garantizando un aislamiento entre las señales que viajan a través de estas líneas [27].

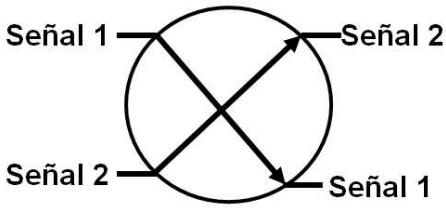


Figura 1.15. Representación esquemática de un *crossover*.

Un *crossover* se puede construir de diferentes maneras, a continuación, se presentan algunas de las más conocidas [25].

El *crossover* tipo puente aéreo consiste en elevar sobre el plano uno de los conductores para pasar sobre el otro, sin embargo, esto produce acoplamientos no deseados entre las líneas de cruce y pérdidas de simetría en toda la estructura. Además, esta técnica es muy difícil de realizar por la precisión milimétrica que requiere.

El método *microstrip*/espacio/*microstrip* es una técnica que consiste en utilizar dos diferentes capas de substrato con un plano de tierra en medio. Estos diseños de circuitos multicapa tiene un costo de manufactura elevado en comparación con los diseños de circuitos de una sola capa.

El acoplador de 0 dB es un tipo de *crossover* que consiste en sustituir el cruce por un acoplador de 0 dB, el cual corresponde a la yuxtaposición de dos acopladores híbridos (−3 dB y 90°), con lo cual el diseño completo de la matriz de Butler seguiría estando en un solo plano [23].

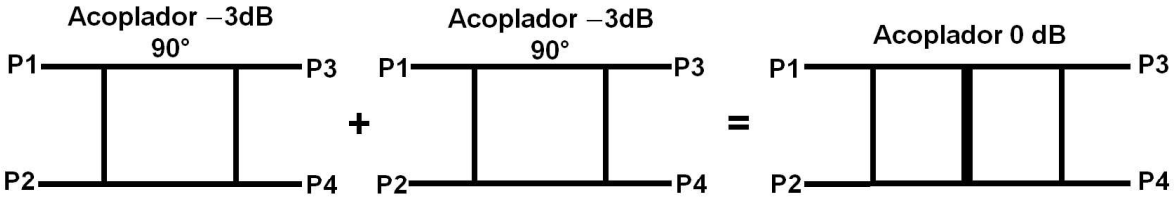


Figura 1.16. *Crossover* construido a partir de dos acopladores híbridos en cascada.

El *crossover* completamente simétrico utiliza una estructura simétrica simple en un solo plano, se puede controlar el ancho de banda. La Figura 1.17 muestra el diagrama esquemático de un *crossover* de este tipo. Para este tipo de *crossover* existen dos partes críticas, las líneas externas de *microstrip* y las líneas de cruce de *microstrip*. Las impedancias características y las longitudes eléctricas de éstas son: Z_1, θ_1 y Z_2, θ_2 respectivamente [27].

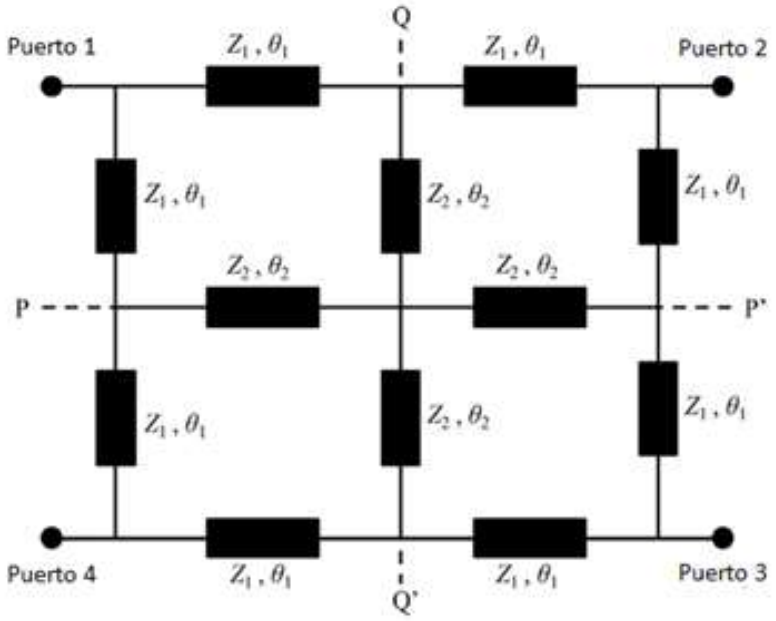


Figura 1.17. Diagrama esquemático de un *crossover* completamente simétrico [27].

La ecuación característica del *crossover* de banda única es la siguiente [27]:

$$K^2 \times \left[{Z_1}^2 - (Z_1^2 \times t_1) - (2 \times Z_1 \times Z_2 \times t_1^2 \times t_2) + (2 \times Z_1 \times Z_2 \times t_2)\right] \tag{1.13}$$
$$= -(Z_1 \times Z_2 \times t_1^2 \times t_2) - (\frac{1}{2} \times {Z_1}^2 \times t_1^3)$$

Donde: $K = \frac{Z_2}{Z_1}$

$t_1 = \tan(\theta_1)$

$t_2 = \tan(\theta_2)$

Sustituyendo $\theta_2 = 90^o$ en la Ecuación (1.13), la ecuación del diseño final se puede expresar como [27]:

$$2K^2(1 - t_1^2) = -t_1^2 \tag{1.14}$$

Se observa que el valor de Z_2 puede ser escogido arbitrariamente, siempre y cuando la longitud eléctrica sea un cuarto de la longitud de onda de la frecuencia a la cual se trabaja. Para el control del ancho de banda se utiliza el parámetro *K* de la ecuación, la Figura 1.18 muestra la relación del parámetro *K* con el ancho de banda, se puede observar que cuando el valor de *K* es menor a la unidad, el ancho de banda aumenta. Sin embargo, considerando las limitaciones de impedancia que se puede conseguir con líneas de transmisión *microstrip*, los valores de *K* están limitados de 0,8 a 2,5.

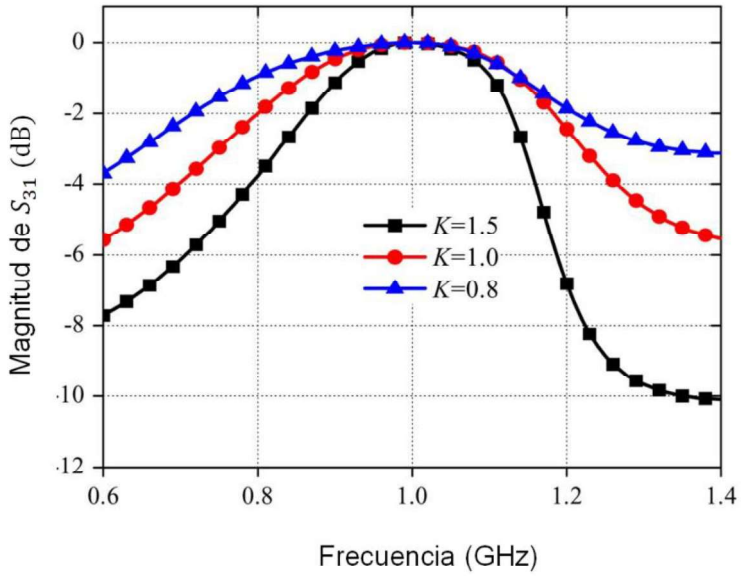


Figura 1.18. Simulación de S_{31} con *K* = 1,5; *K* = 1,0 y *K* = 0,8 [27].

El procedimiento de diseño de un *crossover* consiste en elegir el valor de K de acuerdo al ancho de banda requerido, luego a partir de la Ecuación (1.14) se calcula Z_1 y θ_1.

Este tipo de *crossover* se puede diseñar para operar a doble frecuencia. La tecnología multibanda es muy importante debido a que esta puede soportar espectros de comunicaciones múltiples utilizando un solo componente [27].

Por ser de menor tamaño y presentar más características ventajosas comparado con los métodos anteriores, se ha elegido este tipo de *crossover* para el presente trabajo, en su versión para una sola banda de frecuencia.

2 METODOLOGÍA

El diseño de la matriz de Butler 4 × 4 se desarrolla de manera planar sobre un substrato FR4. Sin embargo, el valor de la permitividad dieléctrica ε_r del substrato FR4 varía según la frecuencia aplicada. Por tal razón, se obtiene experimentalmente el valor ε_r a la frecuencia propuesta en este trabajo que es 1,2 GHz mediante la técnica de líneas de transmisión.

La caracterización del substrato se lleva a cabo con el software CST Studio Suite, mientras que el diseño de la matriz de Butler 4 × 4 se realiza con ayuda del software Keysight® ADS.

El diagrama de flujo presentado en la Figura 2.1 indica la metodología realizada.

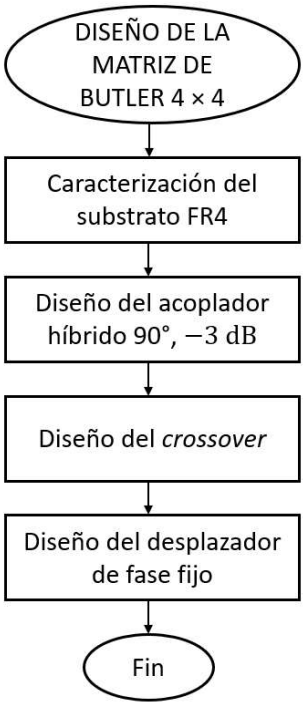


Figura 2.1. Diagrama de flujo de la metodología.

2.1 CARACTERIZACIÓN DEL SUBSTRATO FR4

El método empleado para realizar la caracterización consiste en diseñar dos líneas de transmisión de diferente longitud eléctrica, de tal manera que se obtiene la diferencia de fases entre la línea de mayor longitud y la línea de menor longitud eléctrica. Así, se consigue excluir en la diferencia de fases las pérdidas debidas a los conectores de las líneas de transmisión y del analizador vectorial.

2.1.1 DISEÑO DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Para la caracterización se utiliza 2 líneas de transmisión, una de tipo *meander* y otra recta de longitud 10 cm. Para realizar el diseño de las líneas se utiliza el software CST Studio Suite. Con la línea *meander* se pretende abordar más área del substrato y con ello lograr una mejor apreciación de las características dieléctricas del substrato.

Tanto para la creación de la línea tipo *meander*, como para la línea de menor longitud se siguen los mismos procedimientos descritos en el diagrama de flujo de la Figura 2.2.

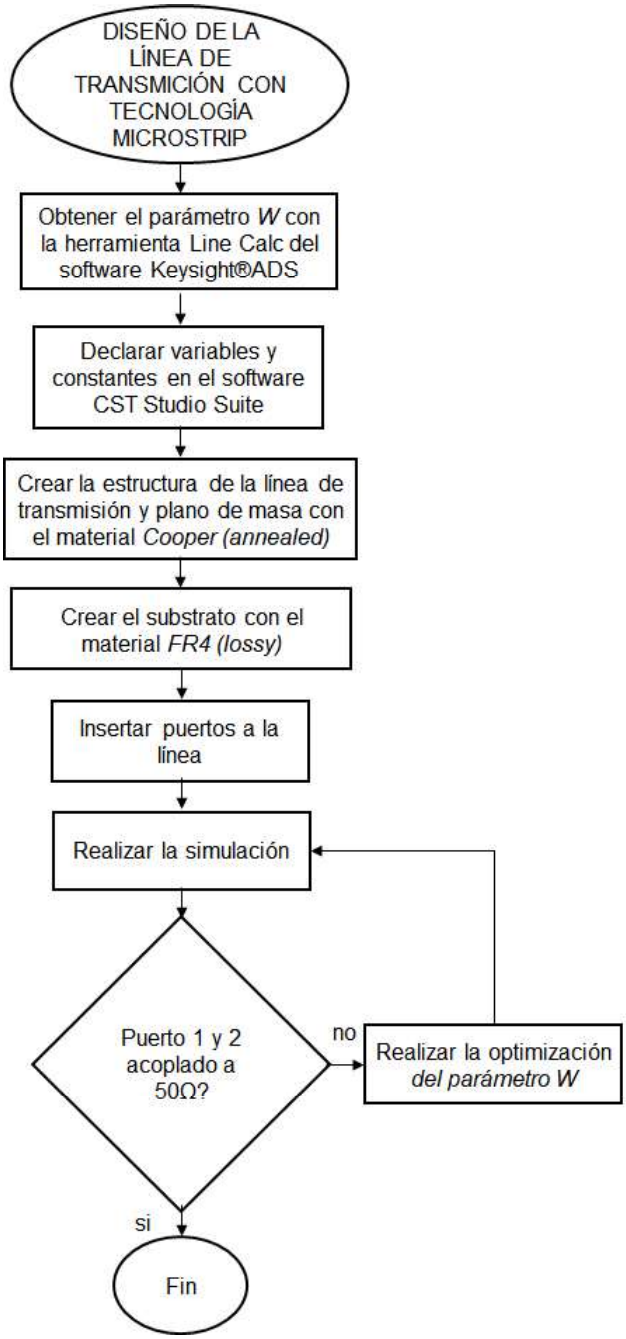


Figura 2.2. Diagrama de flujo para el diseño de las líneas de transmisión.

En la Tabla 2.1 se especifican los datos de interés del substrato FR4 a emplearse para el diseño de las líneas de transmisión con tecnología *microstrip*, cuyas especificaciones se obtienen del rango de valores especificados en [28] y los recomendados en [29].

Tabla 2.1. Especificaciones para el substrato FR4.

PARÁMETRO	DESCRIPCIÓN	VALOR	UNIDAD
h	Espesor del substrato	1,5	mm
t	Espesor de las capas de cobre	17	µm
tanδ	Tangente de pérdidas del substrato	0,025	-
ε_r	Permitividad relativa del substrato para una frecuencia de 10 MHz	4,3	-

Sin embargo, el valor de la permitividad dieléctrica ε_r del substrato FR4 varía según la frecuencia aplicada. Por tal razón, se obtiene experimentalmente el valor ε_r a la frecuencia propuesta en este trabajo que es 1,2 GHz.

Diseño de la línea tipo meander

En primer lugar, se calcula el ancho de la línea (*W*) utilizando la herramienta *LineCalc* del software Keysight® ADS, como se observa en la Figura 2.3. El diseño se realiza con referencia a una impedancia característica de 50 Ω.

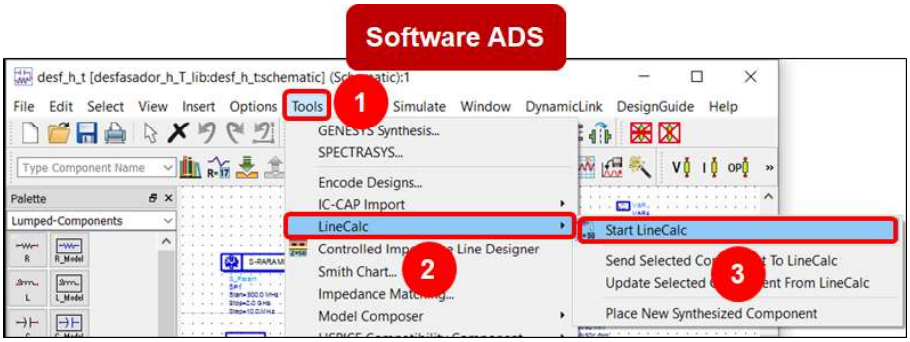


Figura 2.3. Selección de la herramienta LineCalc del software ADS.

Se debe seleccionar el tipo de calculadora *MLIN*. Seguidamente se insertan los valores predeterminados, como se muestra en la Figura 2.4. Finalmente, se obtiene un valor de *W* = 2,90 mm.

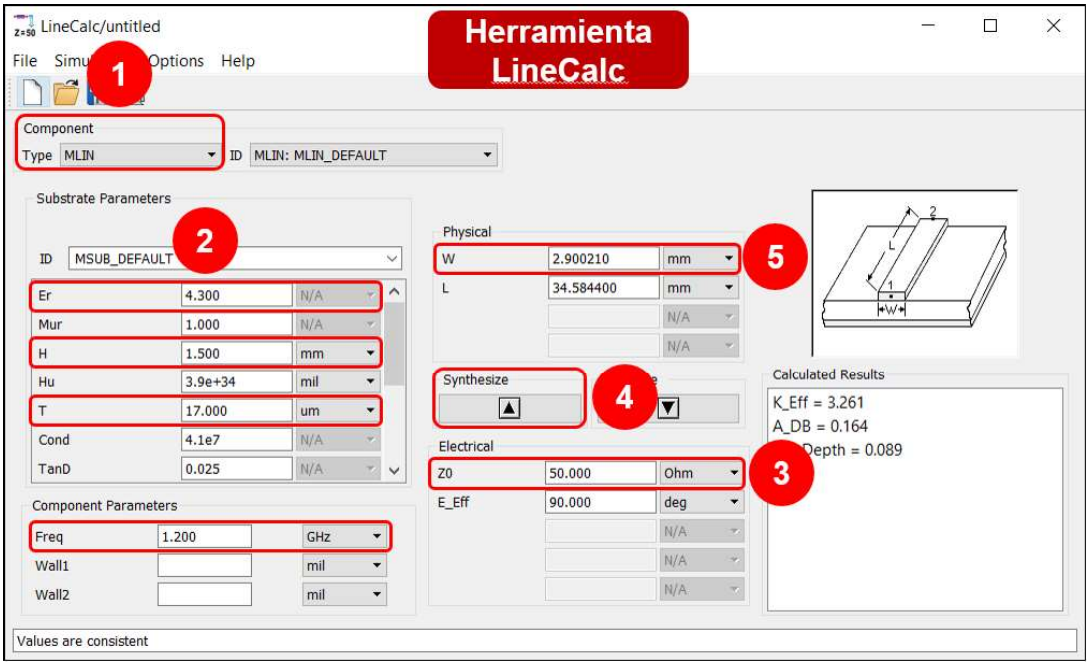


Figura 2.4. Cálculo de *W* para la línea *menader* con *LineCalc* del software ADS.

Para enlazar las líneas horizontales con las líneas verticales se utiliza una unión biselada (90°) (**MSOBND_MDS**, *Optimally Chamfered Bend 90-degree*) dada por el software Keysight® ADS.

Las medidas de los parámetros *S* son tomadas con el analizador vectorial de redes, se deben soldar conectores tipo SMA hembra en cada puerto de la línea de transmisión. Se utiliza conectores SMA cuyo *datasheet* se presenta en el Anexo A.

Para fijar estos conectores SMA tipo hembra al substrato, se diseñan unas porciones de cobre denomidas *pads*, que sirven para estabilizar los conectores a la placa. De acuerdo con el *datasheet* del conector SMA, hay una separación de 7,18 mm entre los pines que serán soldados a sus respectivos *pads*, como se muestra en la Figura 2.5.

Figura 2.5. Separación entre pines del conector SMA hembra.

Con dicha consideración, se diseña la separación entre la línea de transmisión y el *pad*, de tal manera que el *pad* no interfiera con la línea de transmisión y tenga el espacio suficiente para que pueda ser fijado correctamente el conector SMA. Por consiguiente, cada *pad* tiene una separación de 1,15 mm de la línea de transmisión y sus dimensiones son 3 mm × 5 mm. La Figura 2.6 muestra la estructura de la línea *meander* sobre una placa de dimensiones 15 cm × 10 cm.

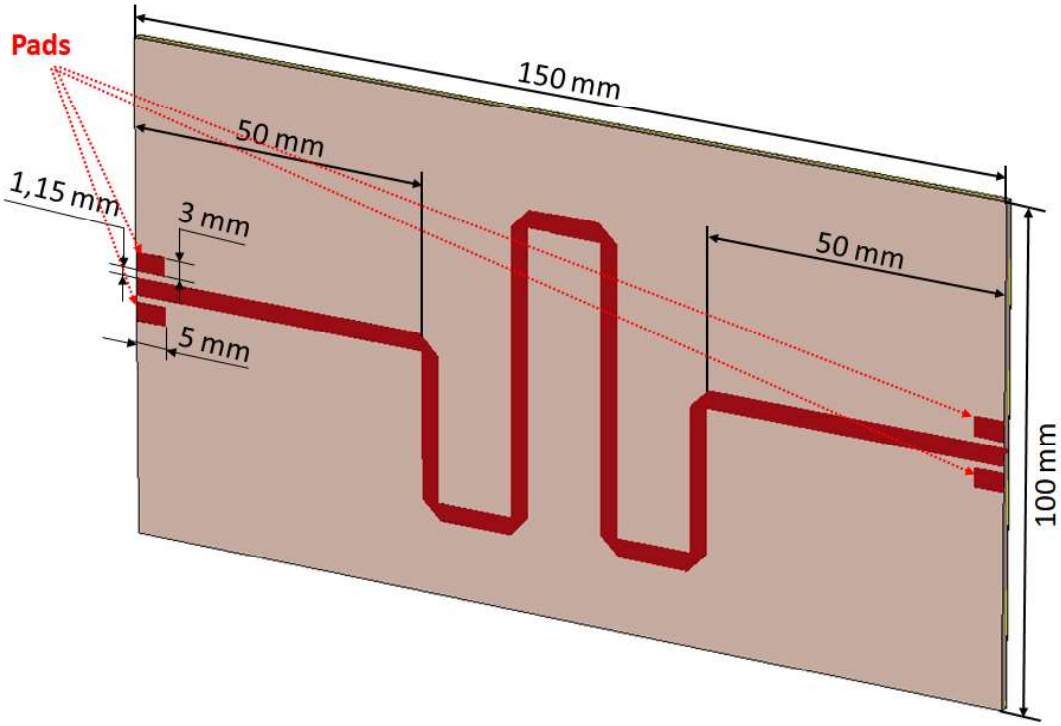


Figura 2.6. Diseño de la línea tipo *meander*.

Mediante el software CST Studio Suite se realiza la simulación para obtener los parámetros *S* y mediante la herramienta *Parameter sweep* se optimiza el ancho de la línea para que se acople a la impedancia de 50 Ω.

El resultado optimizado es W = 2,77 mm.

Diseño de la línea de 10 cm

Como se mencionó anteriormente, se tiene el mismo procedimiento para realizar el diseño de la línea de 10 cm.

De la misma manera, se ocupan los mismos valores de la Tabla 2.1, considerando el parámetro *W* optimizado anteriormente. La Figura 2.7 muestra la estructura de la línea recta sobre el substrato FR4 de 10 cm × 6 cm.

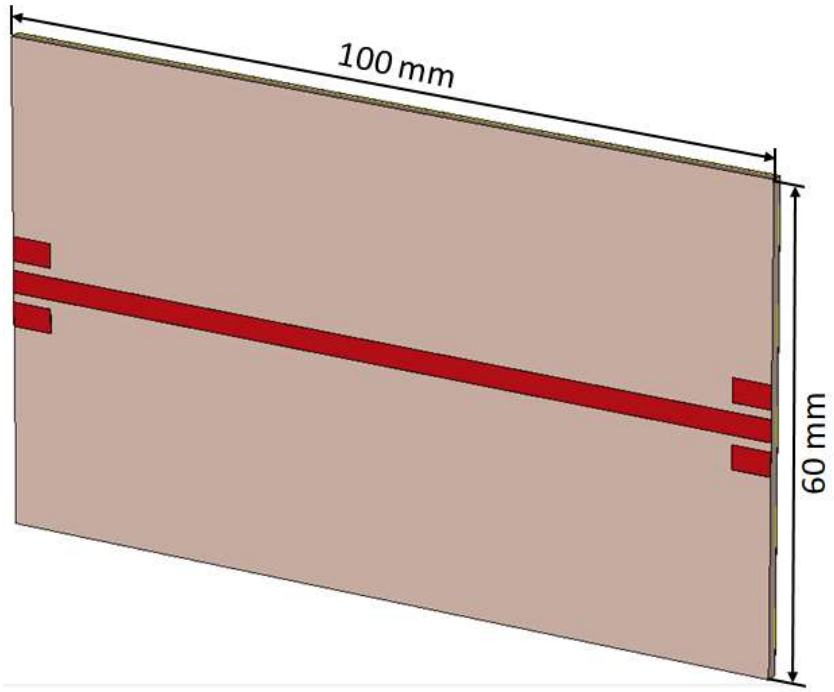


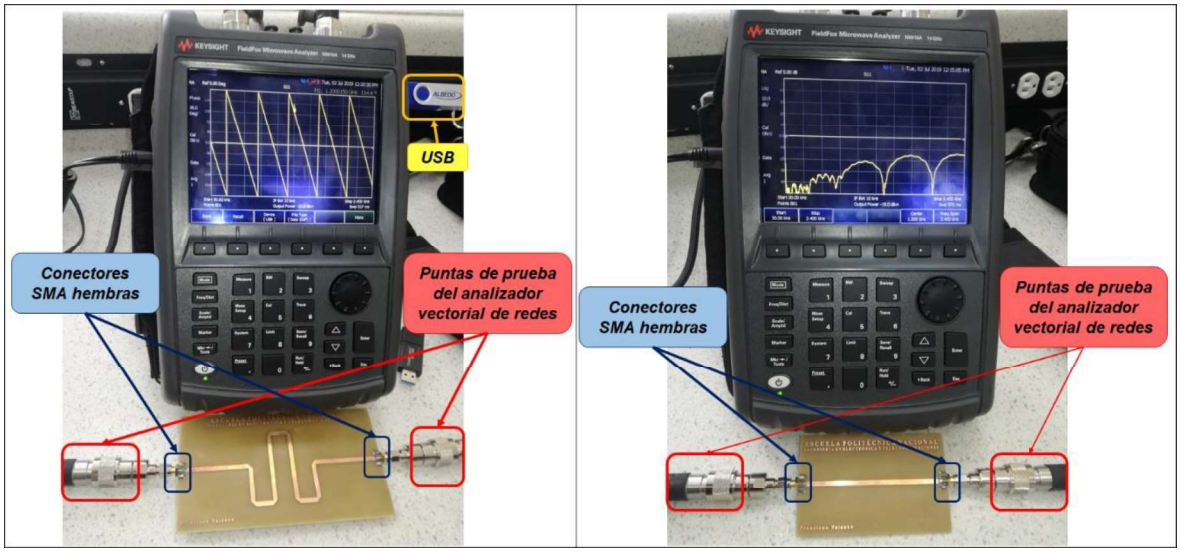
Figura 2.7. Diseño de la línea de recta.

Finalizado el diseño, se corroe sobre la placa FR4, las estructuras de las líneas de transmisión.

Medición de parámetros S de las líneas de transmisión con el analizador vectorial de redes

La medición de los parámetros *S* se lleva a cabo con un analizador vectorial de redes cuyo *datasheet* se encuentra en el Anexo B. Los parámetros *S* medidos mediante este analizador vectorial de redes, se los obtiene en archivos tipo *Touchstone* que son leídos por el software CST Studio Suite.

En la Figura 2.8 se ilustra la conexión del analizador vectorial de redes a las líneas de transmisión para medir los parámetros *S*.



(a) (b)

Figura 2.8. Medición de parámetros *S*. (a) Conexión del analizador vectorial de redes a la línea tipo *meander*. (b) Conexión del analizador vectorial de redes a la línea de 10 cm.

Obtención de la permitividad relativa del sustrato FR4

El método experimental consiste en restar la fase del parámetro S_{21} de la línea recta de la fase del parámetro S_{21} de la línea *meander*. Este proceso se realiza con los valores del parámetro S_{21} simulado y medido. Luego se compara esta diferencia de fases hasta que la comparación converja. La Figura 2.9 ilustra este proceso.

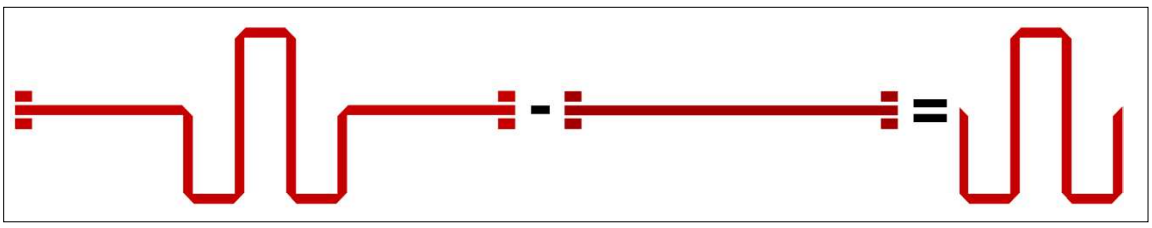


Figura 2.9. Diferencia de fases entre las líneas de transmisión.

Para el efecto se tienen los siguientes pasos:

Primer paso: Obtener la diferencia de fases entre las líneas medidas con el analizador vectorial.

Segundo paso: Obtener la diferencia de fases entre las líneas simuladas.

Tercer paso: Comparar estas diferencias de fase obtenidas. Si la comparación del valor obtenido en el primer paso es aproximadamente igual al valor obtenido en el segundo paso,

ya se obtuvo el valor experimental de la permitividad relativa y el proceso termina, caso contrario ir al cuarto paso.

Cuarto paso: Variar la permitividad relativa del substrato de las líneas de transmisión, repetir la simulación de ambas líneas de transmisión e ir al segundo paso.

Se determina que el valor de permitividad relativa para el sustrato FR4 empleado en este trabajo es ε_r = 4,39. Con este parámetro encontrado, se diseña el circuito de la matriz Butler.

2.2 DISEÑO DEL CIRCUITO MATRIZ DE BUTLER

El diseño de la matriz de Butler 4 × 4 se desarrolla de manera planar sobre un substrato FR4, cuyas especificaciones se obtienen de la Tabla 2.1 con la excepción de la permitividad relativa que se toma el valor obtenido experimentalmente. Se utiliza el software Keysight® ADS para diseñar el acoplador híbrido de 90° –3dB, el desplazador de fase de 45°, y el *crossover*.

2.2.1 DISEÑO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO 90°, –3 dB

Para el diseño del acoplador híbrido, mostrado en la Figura 1.13, se utilizan líneas Z_0 = 50 Ω y $Z_0/\sqrt{2}$ = 35,36 Ω. El ancho de la línea de 50 Ω fue previamente optimizada en la estructura de caracterización. La línea de 35,36 Ω fue, en primer lugar, calculada con la herramienta *LineCalc.*

Una vez creado un espacio de trabajo con el software Keysight® ADS, se utilizan los elementos *MLIN*, *MTEE_ADS*, *MSOBND_MDS* y para realizar la simulación se utilizan terminales de impedancia Z_0. Estos elementos se deben asociar a un bloque denominado *MSub* el cual contiene los parámetros del substrato FR4 caracterizado y la frecuencia de operación que es 1,2 GHz. En la Figura 2.10 se indican los componentes utilizados para la simulación.

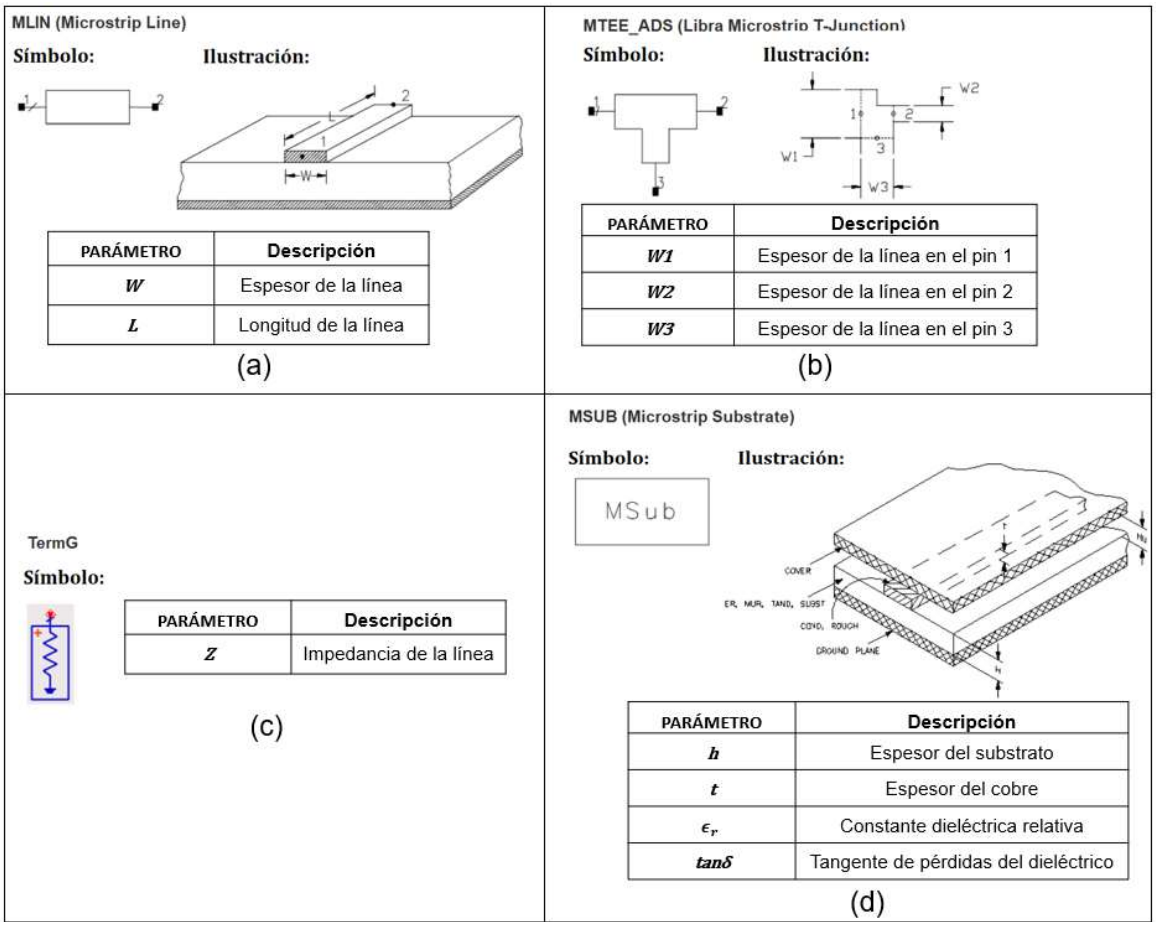


Figura 2.10. Elementos para la simulación del acoplador híbrido. (a) *MLIN*. (b) *MTEE_ADS*. (c) *TermG*. (d) *MSUB*.

Para generalizar los valores en el diseño, se definen variables para luego seleccionarlas como valores en los elementos del acoplador híbrido.

Sobre el diseño original del acoplador híbrido se añaden líneas extras de 10 mm de longitud que sirven para soldar los conectores SMA, también se incluyen líneas de transmisión extra que sirven para unir este acoplador híbrido con las demás partes de la matriz de Butler. Estas líneas producen un desfase y pérdidas adicionales, por esta razón, se necesita optimizar los parámetros del acoplador híbrido. La Figura 2.11 muestra el esquemático implementado en Keysight® ADS del acoplador híbrido.

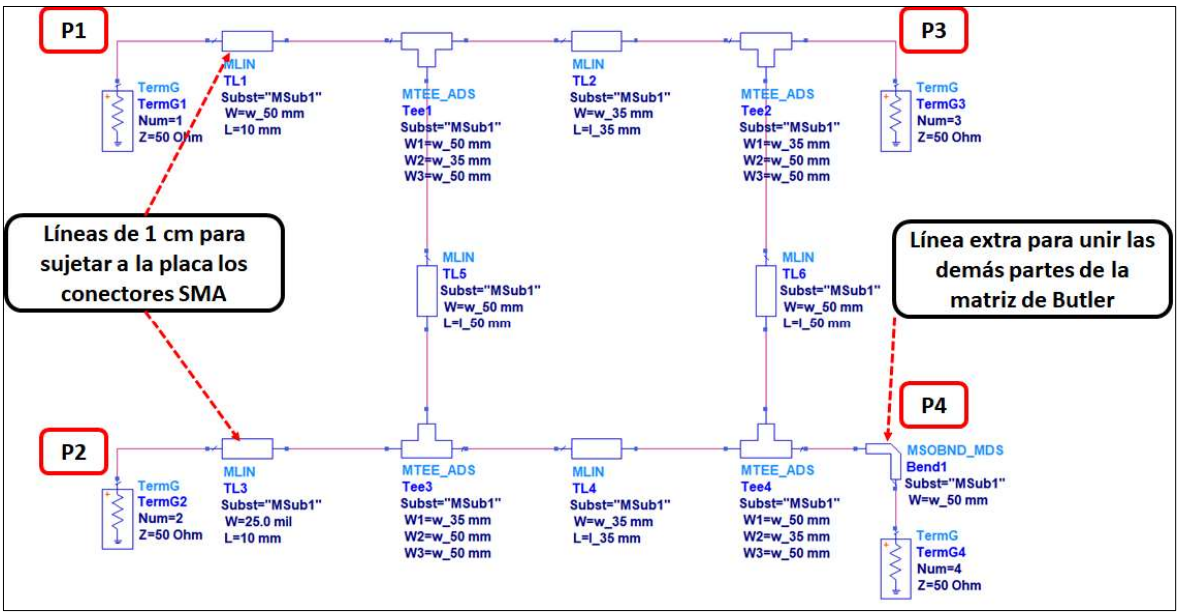
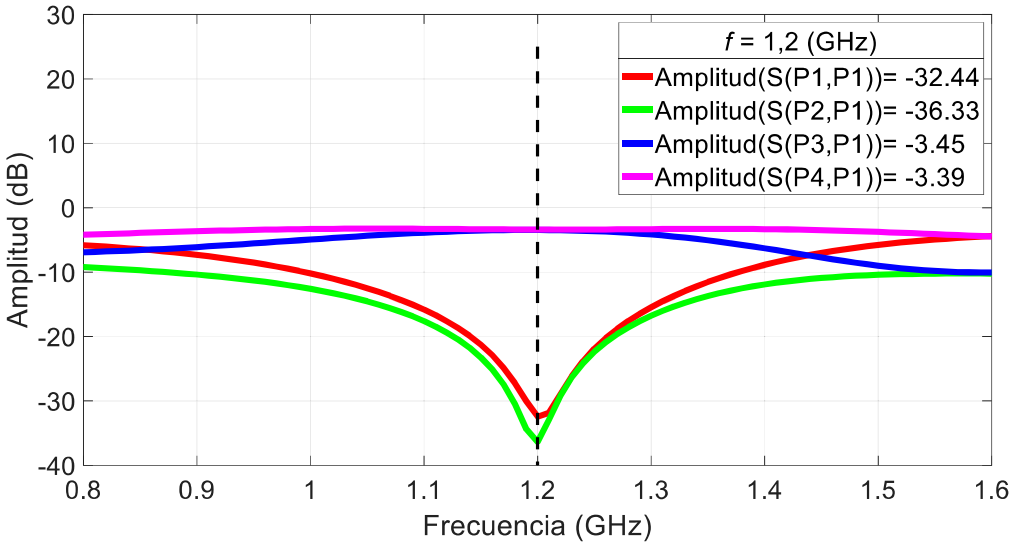
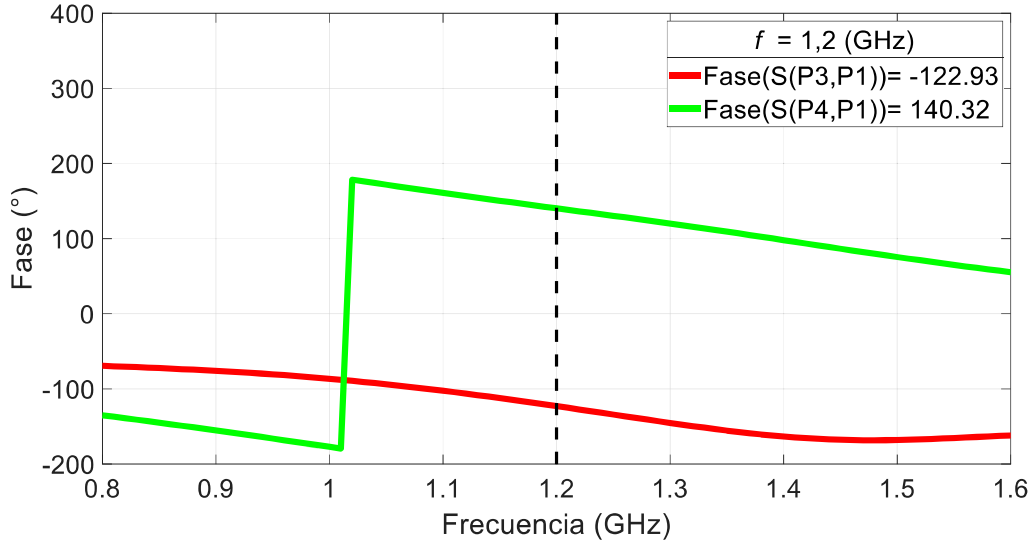


Figura 2.11. Esquemático del acoplador híbrido –3 dB 90°.

Se optimiza el acoplador híbrido con el fin de obtener un valor inferior de –20 dB en los coeficientes de reflexión y transmisión entre los puertos 1 y 2, mediante la variación de las dimensiones de las líneas *microstrip*. La Figura 2.12 muestra los parámetros *S* optimizados.



(a)



(b)

Figura 2.12. Diagrama de parámetros *S* optimizados. (a) Diagrama de amplitudes. (b) Diagrama de fases.

Los parámetros S_{31} y S_{41} muestran la división de potencia en los puertos 3 y 4 respectivamente con respecto al puerto 1.

Con estos resultados, se obtiene la estructura física cuyas dimensiones se muestran en la Figura 2.13.

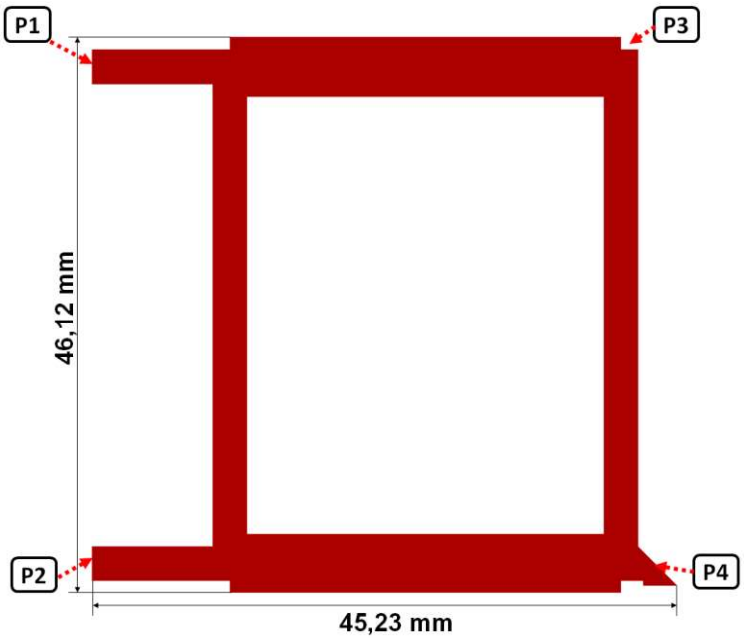


Figura 2.13. Dimensiones del acoplador híbrido.

2.2.2 DISEÑO DEL *CROSSOVER*

Como se indicó en el capítulo 1, se tomará el diseño del *crossover* de la Figura 1.17, para una impedancia característica de 50 Ω. Por consiguiente, los parámetros para realizar el diseño del *crossover* son Z_1 = 50 Ω; Z_2 = 50 Ω; θ_1 =54,53; θ_2 = 50° en la Ecuación (1.14)

Al diseño original se añaden porciones de líneas que sirven para unir el *crossover* con los demás componentes de la matriz de Butler. En la siguiente Figura 2.14 se muestra el esquemático del *crossover* con el software ADS.

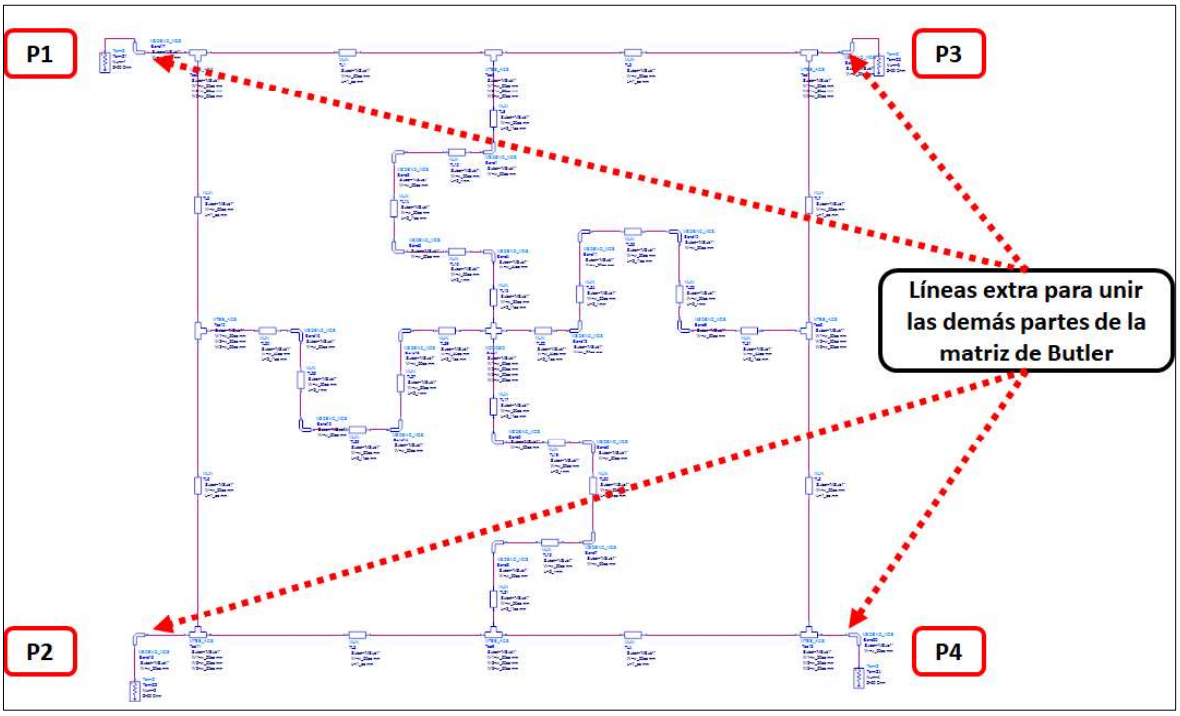


Figura 2.14. Esquemático del *crossover* simétrico con ADS.

Se realiza la optimización de todos los parámetros *S* para garantizar un desacoplamiento con valores inferiores a −20 dB y un acoplamiento superior a −1 dB entre los respectivos puertos. En la Figura 2.15 se muestra los parámetros *S* como resultado de la simulación del *crossover*.

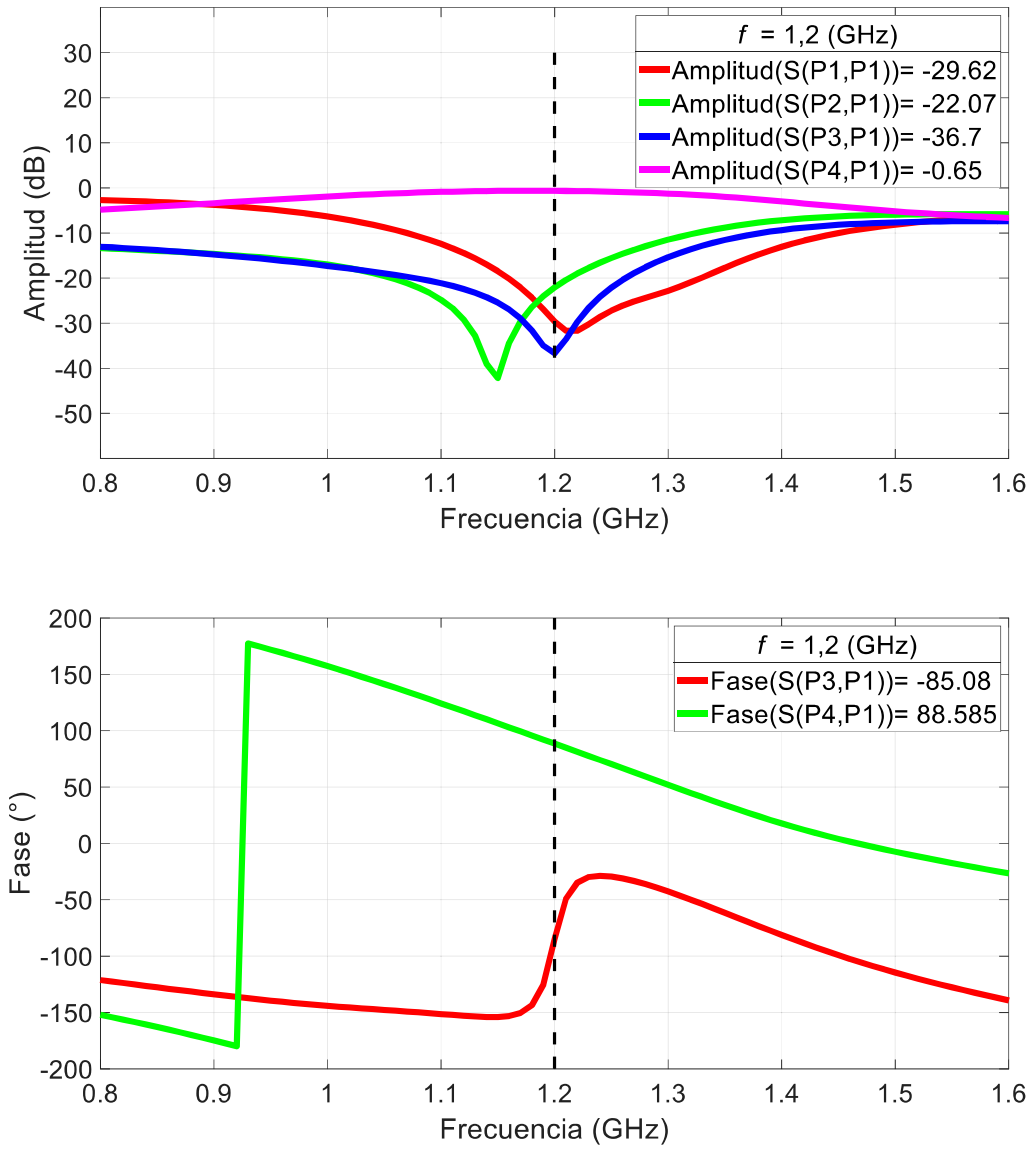


Figura 2.15. Gráfica de parámetros *S* optimizados.

Las dimensiones físicas del *crossover* se muestran en la Figura 2.16.

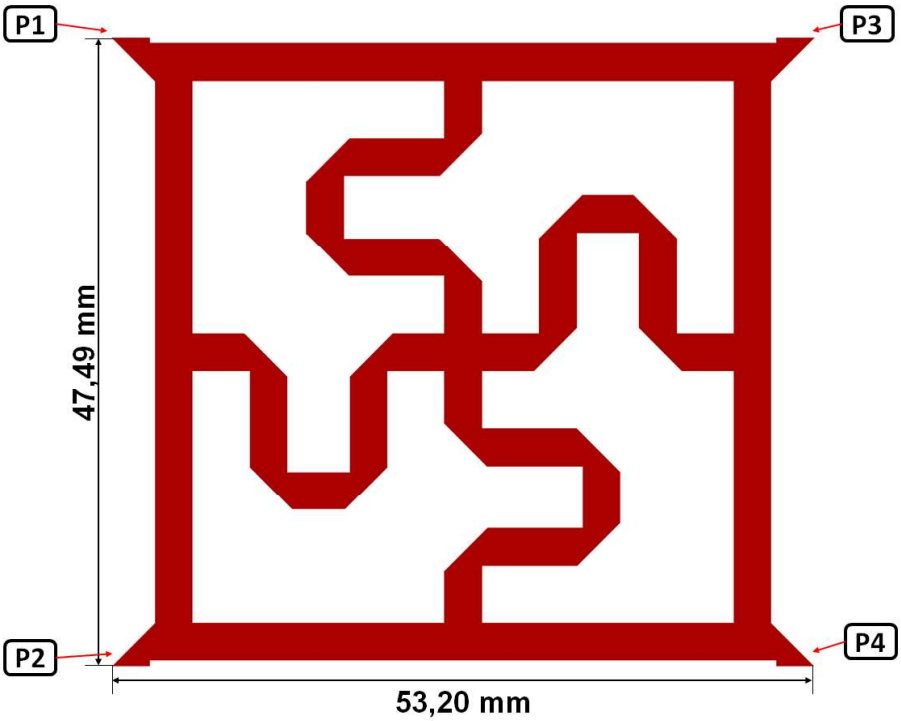


Figura 2.16. Dimensiones físicas del *crossover*.

2.2.3 DISEÑO DEL DESPLAZADOR DE FASE DE 45°

Para diseñar la línea que proporcione un desfase de 45°, se obtiene la distancia que hay entre dos acopladores híbridos unidos mediante el *crossover*, como se muestra en la siguiente Figura 2.17.

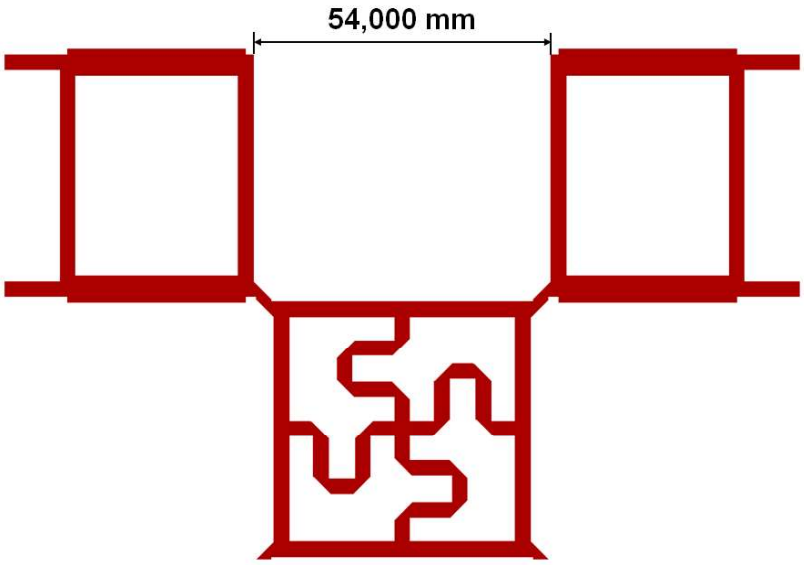


Figura 2.17. Distancia entre acopladores híbridos.

La distancia de 54 mm produce un desfase de 141,76°, por consiguiente, se suma un desfase nulo que provoca un ciclo completo, es decir, para producir el desfase de 45°, se suma a este valor 360°.

Luego de realizar la optimización del desplazador de fase, se tiene una longitud de 126,28 mm. En consecuencia, se utiliza una línea tipo *meander* para el diseño del desplazador de fase.

En la Figura 2.18 se indica el esqueático del desplazador de fase utilizando la línea *meander*.

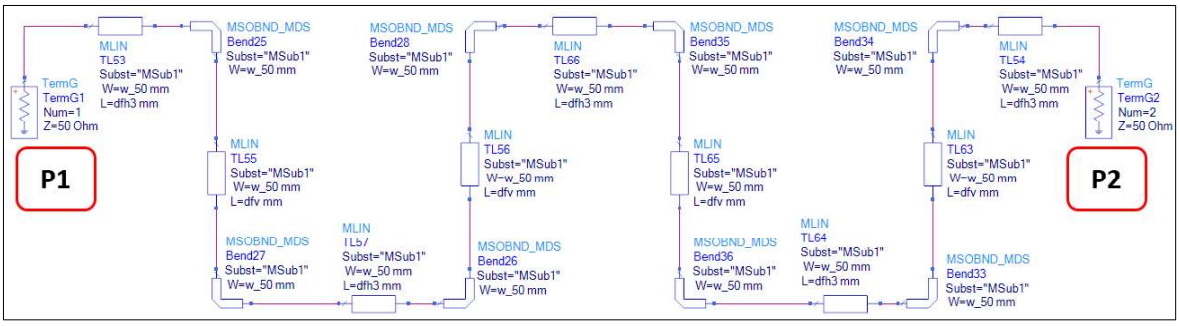


Figura 2.18. Esquemático del desplazador de fase con línea *meander*.

La Figura 2.19 muestra el desplazamiento de fase que produce el diseño optimizado de este desplazador de fase.

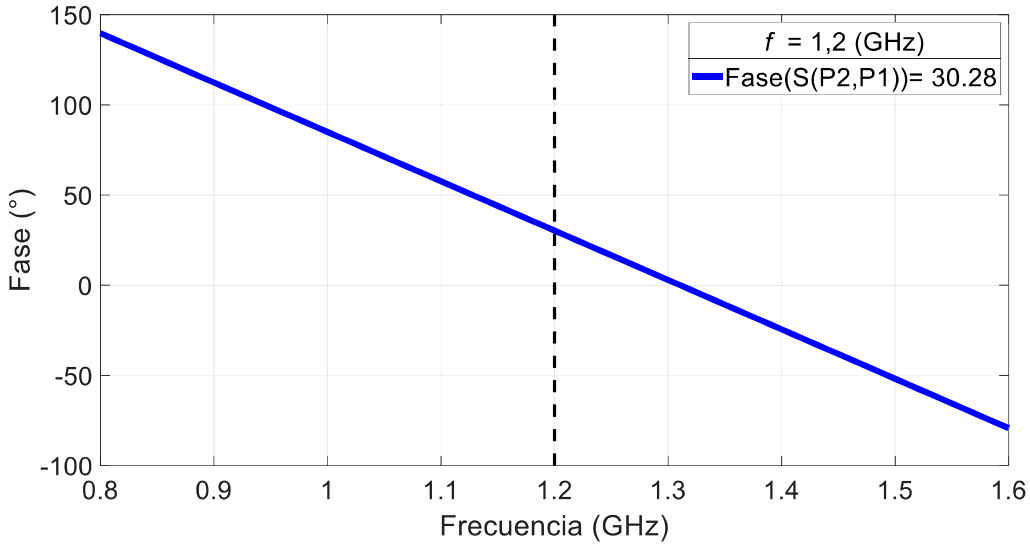


Figura 2.19. Desplazamiento de fase.

Las dimensiones para el diseño del desplazador de fase se muestran en la Figura 2.20.

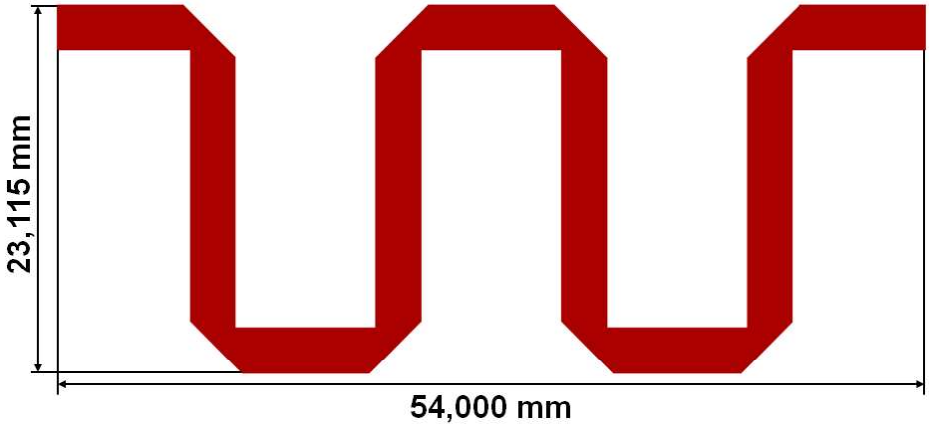


Figura 2.20. Dimensiones físicas del desplazador de fase.

3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se presenta el diseño completo de la matriz de Butler, se obtienen los parámetros *S* mediante el software Keysight® ADS. Se comprueban las progresiones de fase entre los puertos de salida. Al diseño final de la matriz de Butler, se añade un par de *pads* a cada puerto de la matriz, que sirven para soldar los conectores tipo SMA. Se construye la matriz de Butler sobre el substrato FR4 caracterizado.

Las medidas se realizan sobre la matriz de Butler con el analizador vectorial de redes. Mediante el analizador de redes se obtienen archivos tipo *Touchstone* que contienen las medidas de los parámetros *S* de cada puerto de salida con respecto al correspondiente puerto de entrada. Mediante el software Keysight® ADS, se leen los archivos *Tochstone* para clasificarlos en sus correspondientes tablas de datos.

Finalmente se encuentra el error relativo entre los valores simulados y medidos.

3.1 ESTRUCTURA COMPLETA DE LA MATRIZ DE BUTLER

En la Figura 3.1 se muestra el diagrama esquemático de la matriz de Butler 4 × 4. Consta de 4 acopladores híbridos, 2 desplazadores de fase y un *crossover*.

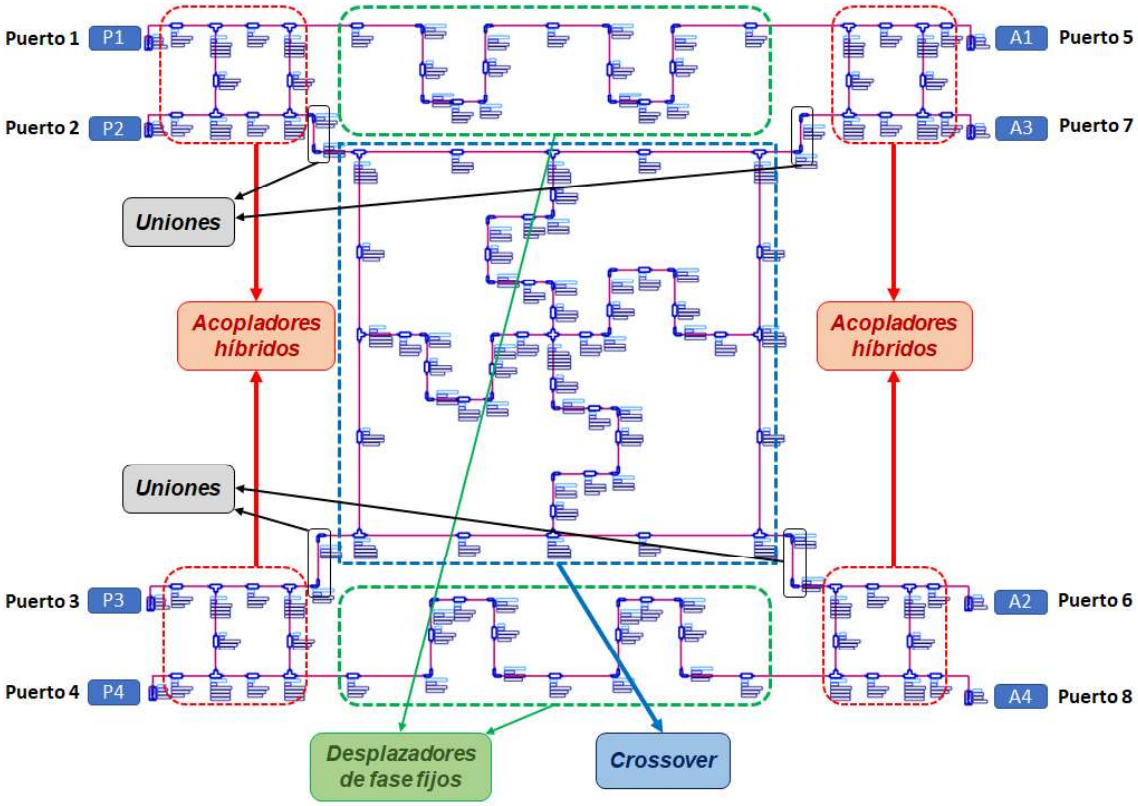


Figura 3.1. Diagrama de la matriz de Butler Butler 4 × 4.

Las uniones que se muestran en la Figura 3.1 son necesarias para juntar las partes conformantes de la matriz de Butler como se había explicado en la sección 2.2.2.

Mediante el diagrama esquemático de la matriz de Butler realizado en Keysight® ADS, se genera la estructura física de la matriz de Butler

Las dimensiones finales de la matriz de Butler 4 × 4 se muestra en la Figura 3.2.

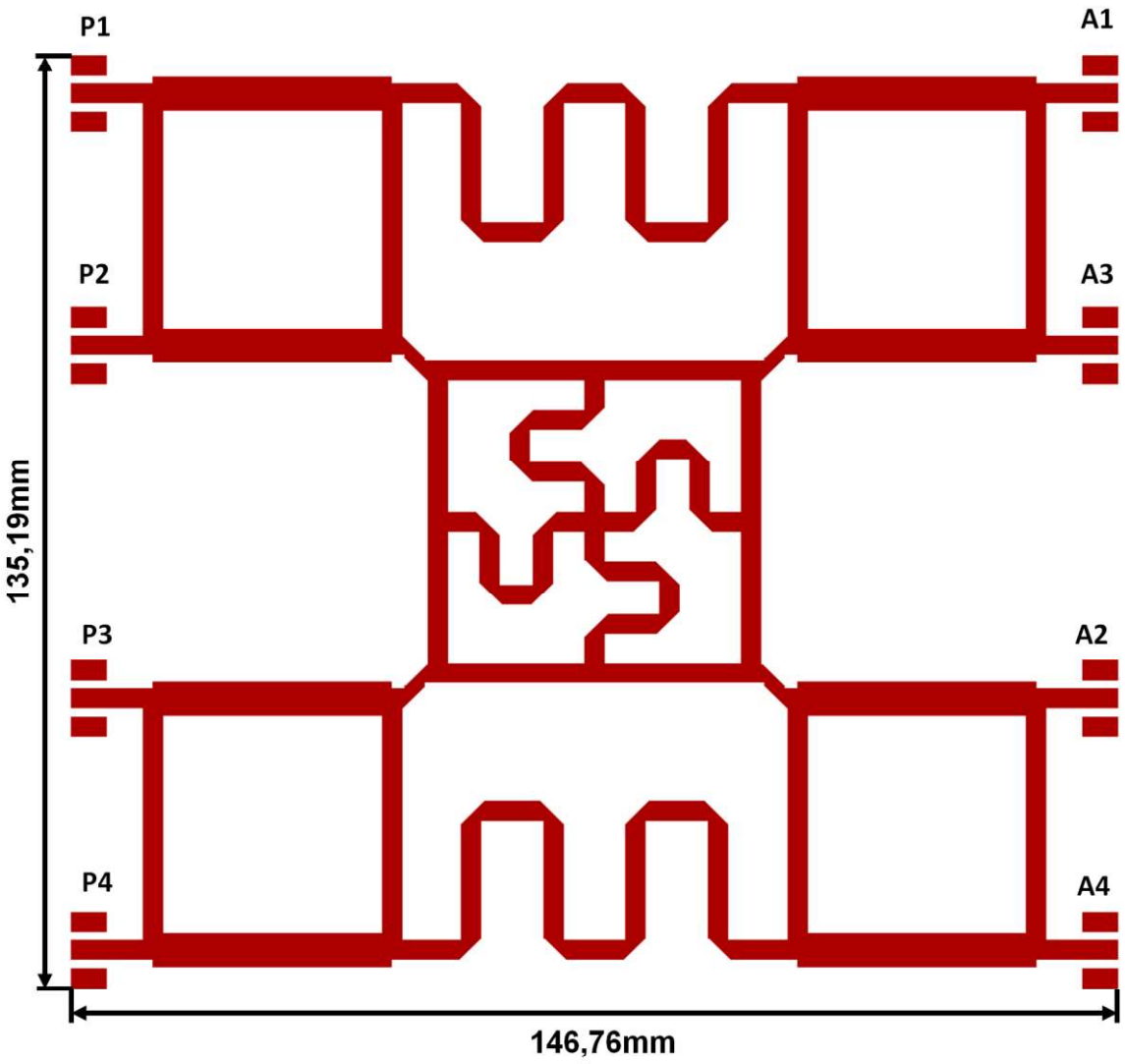


Figura 3.2. Dimensiones de la estructura física de la matriz de Butler 4 × 4.

Como se había mensionado anteriormente, a cada puerto se fijan conectores tipo SMA hembra, para que pueda ser conectado el analizador vectorial de redes a cada puerto y poder realizar las respectivas mediciones.

La Figura 3.3 muestra la matriz de Butler 4 × 4 implementada sobre el substrato FR4 caracterizado y soldado a cada puerto de la matriz un conector SMA hembra.

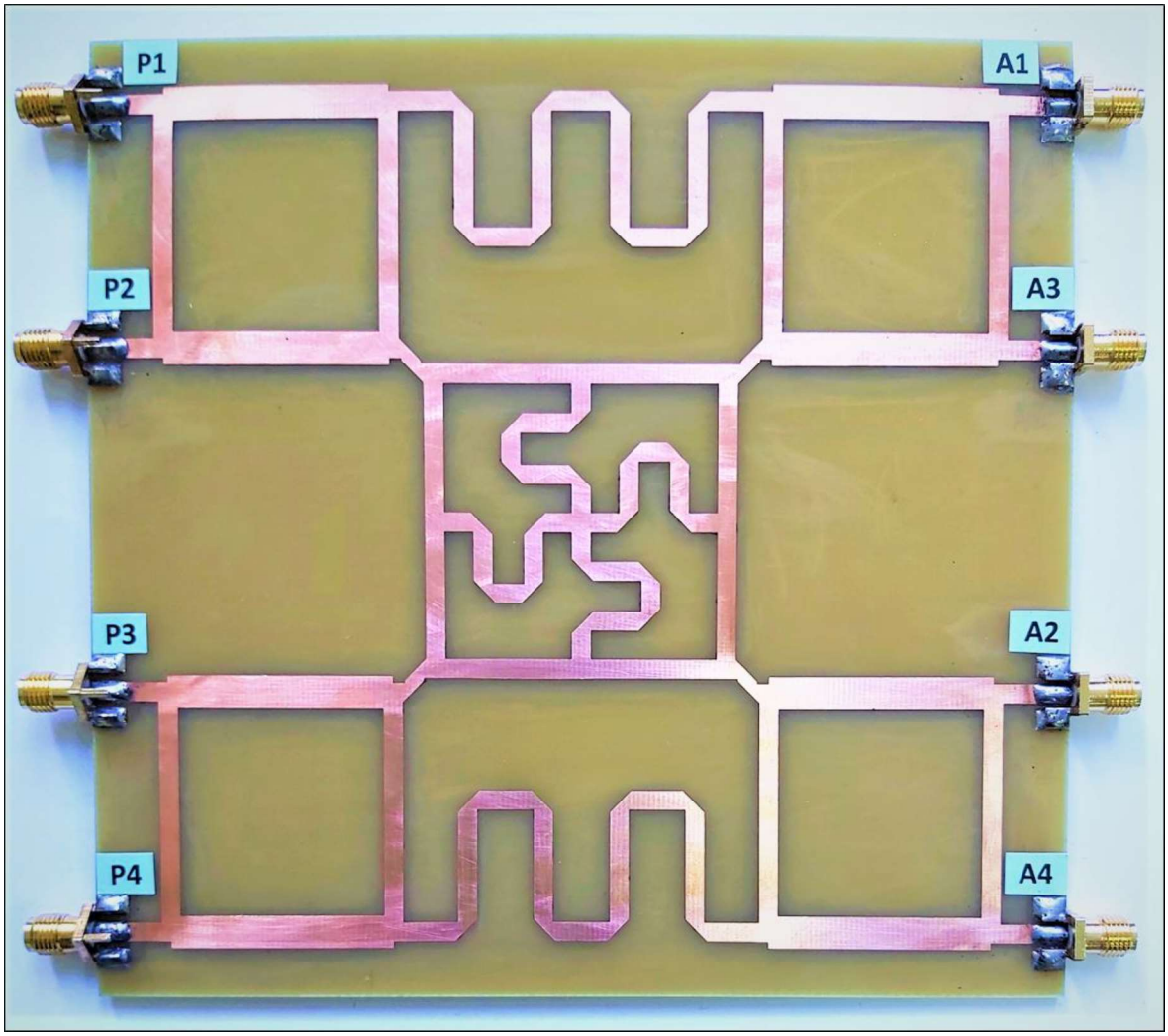
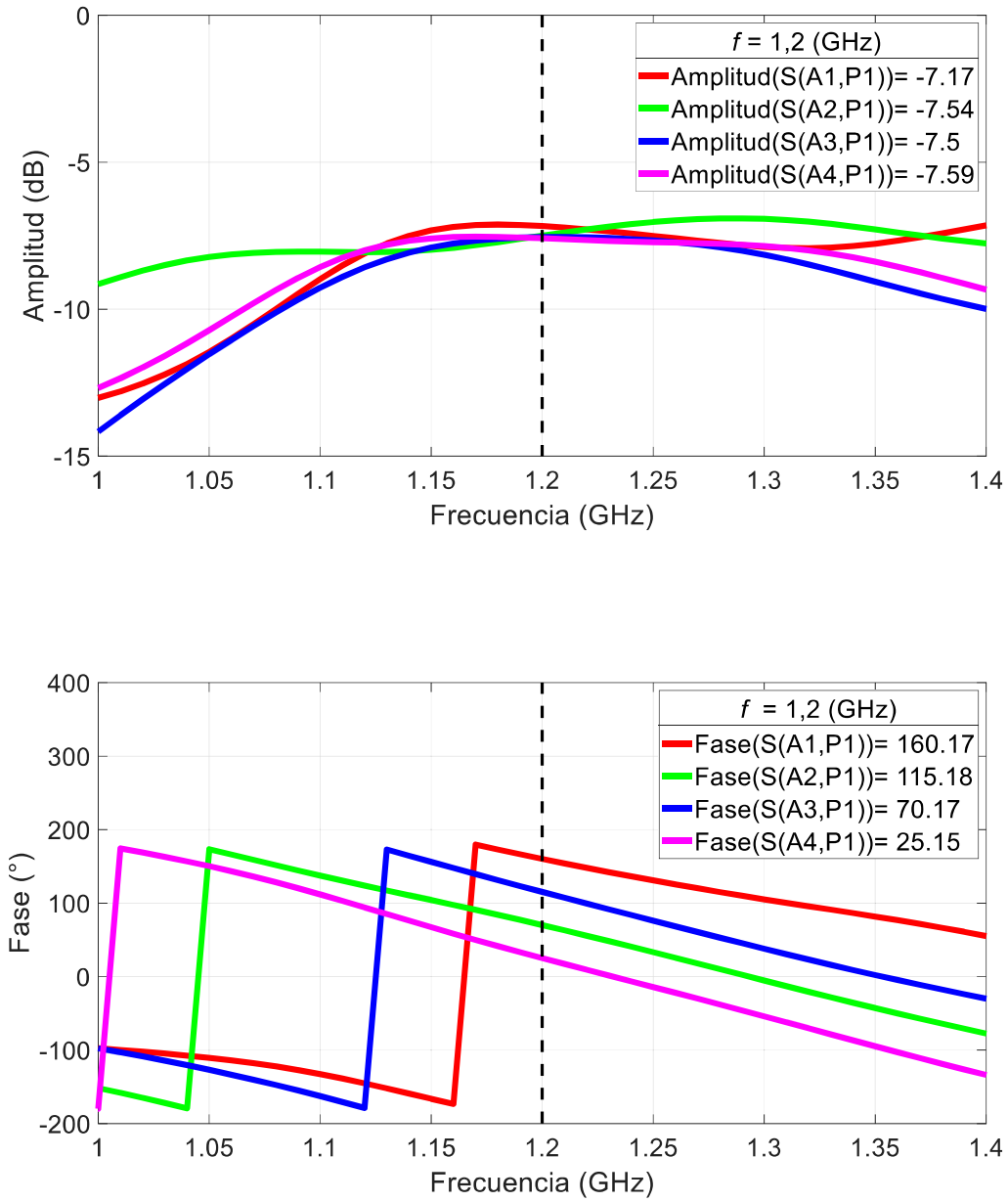


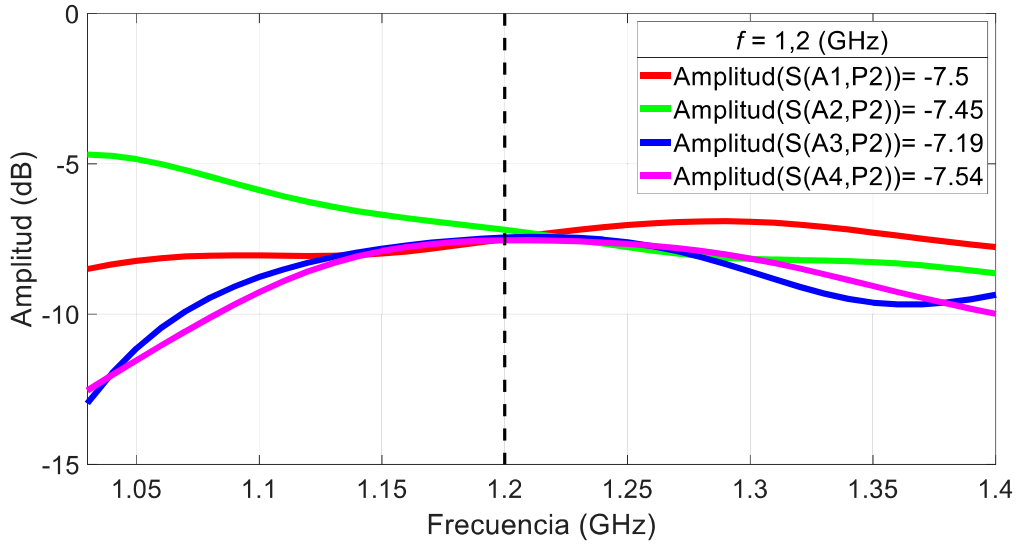
Figura 3.3. Matriz de Butler 4 × 4 implementada.

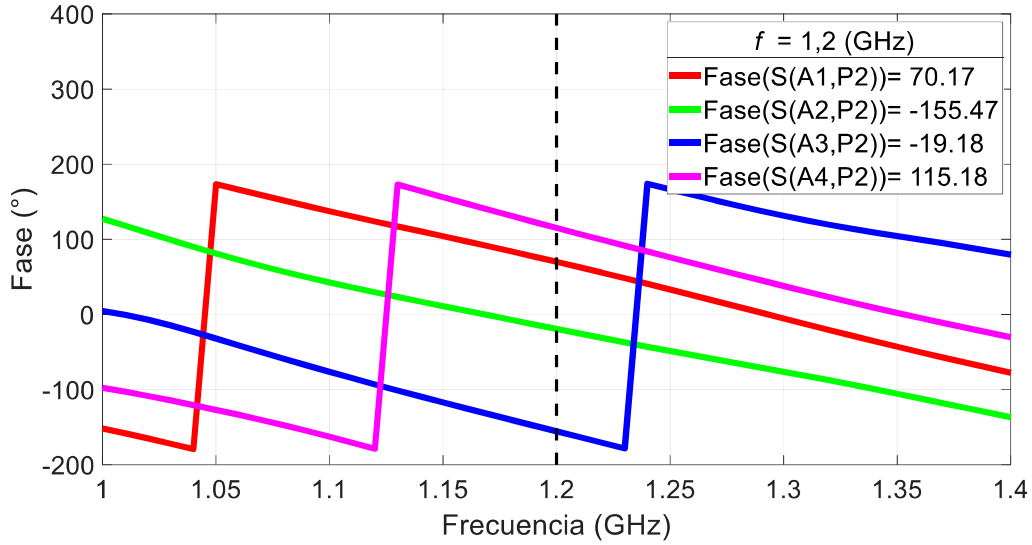
3.2 SIMULACIÓN DE LA MATRIZ DE BUTLER 4 × 4 EN Keysight® ADS

La Figura 3.4 muestra el resultado de la simulación de la matriz de Butler 4 × 4. Se obtienen los parámetros *S* tanto en amplitud como en fase de los puertos de salida con respecto a cada puerto de entrada.

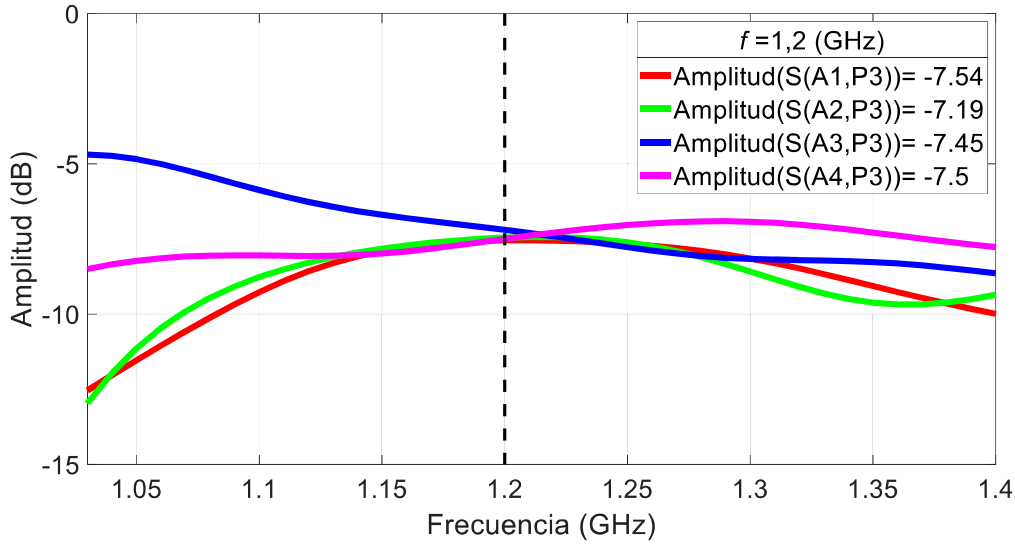


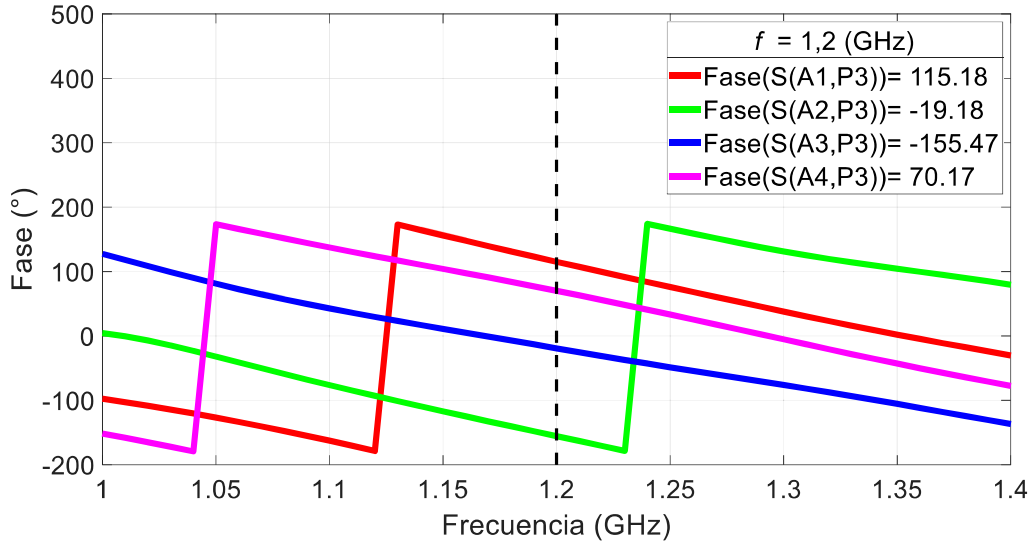
(a)


f = 1,2 (GHz)
Amplitud(S(A1,P2))= -7.5
Amplitud(S(A2,P2))= -7.45
Amplitud(S(A3,P2))= -7.19
Amplitud(S(A4,P2))= -7.54
Amplitud (dB)
0
-5
-10
-15
1.05
1.1
1.15
1.2
1.25
1.3
1.35
1.4
Frecuencia (GHz)

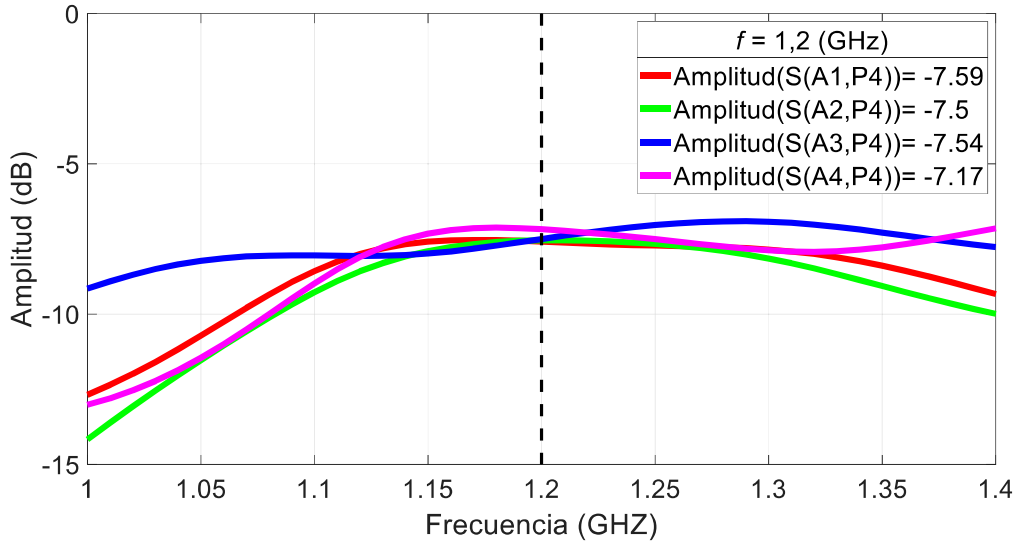

f = 1,2 (GHz)
Fase(S(A1,P2))= 70.17
Fase(S(A2,P2))= -155.47
Fase(S(A3,P2))= -19.18
Fase(S(A4,P2))= 115.18
Fase (°)
400
300
200
100
0
-100
-200
1
1.05
1.1
1.15
1.2
1.25
1.3
1.35
1.4
Frecuencia (GHz)

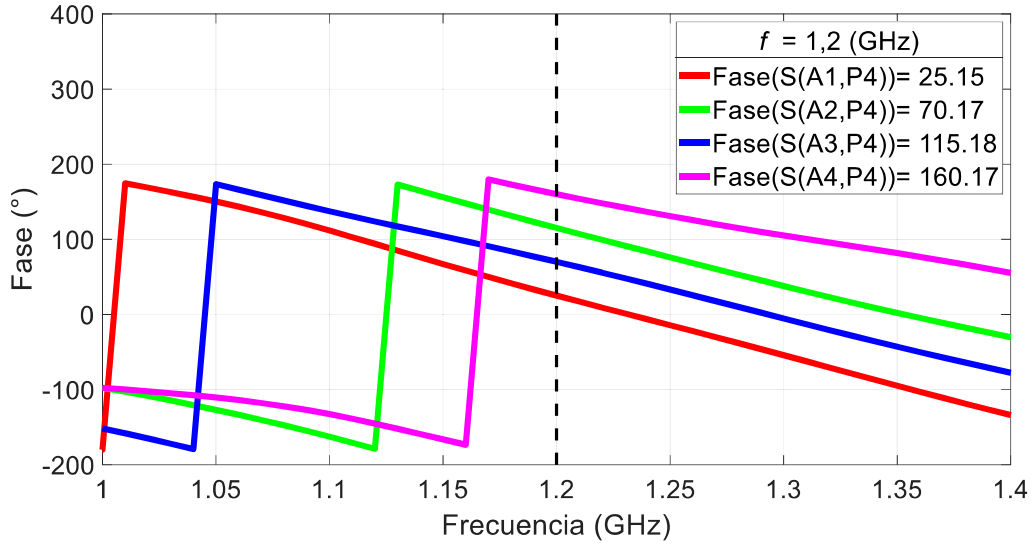
(b)


f =1,2 (GHz)
Amplitud(S(A1,P3))= -7.54
Amplitud(S(A2,P3))= -7.19
Amplitud(S(A3,P3))= -7.45
Amplitud(S(A4,P3))= -7.5
Amplitud (dB)
0
-5
-10
-15
1.05
1.1
1.15
1.2
1.25
1.3
1.35
1.4
Frecuencia (GHz)


f = 1,2 (GHz)
Fase(S(A1,P3))= 115.18
Fase(S(A2,P3))= -19.18
Fase(S(A3,P3))= -155.47
Fase(S(A4,P3))= 70.17
Fase (°)
500
400
300
200
100
0
-100
-200
1
1.05
1.1
1.15
1.2
1.25
1.3
1.35
1.4
Frecuencia (GHz)

(c)





(d)

Figura 3.4. Parámetros *S* simulados de la matriz de Butler 4 × 4.

(a) $S_{Ax,P1}$. (b) $S_{Ax,P2}$. (c) $S_{Ax,P3}$. (d) $S_{Ax,P4}$.

3.3 OBTENCIÓN DE MEDIDAS DE LA MATRIZ DE BUTLER 4 × 4 CON EL ANALIZADOR VECTORIAL DE REDES.

Para medir los parámetros *S*, se conectan las puntas de prueba del analizador vectorial de redes a un puerto de entrada y a un puerto de salida respectivamente, mientras que los demás puertos están conectados a cargas discretas de 50 Ω como se indica en la Figura **3.5**.

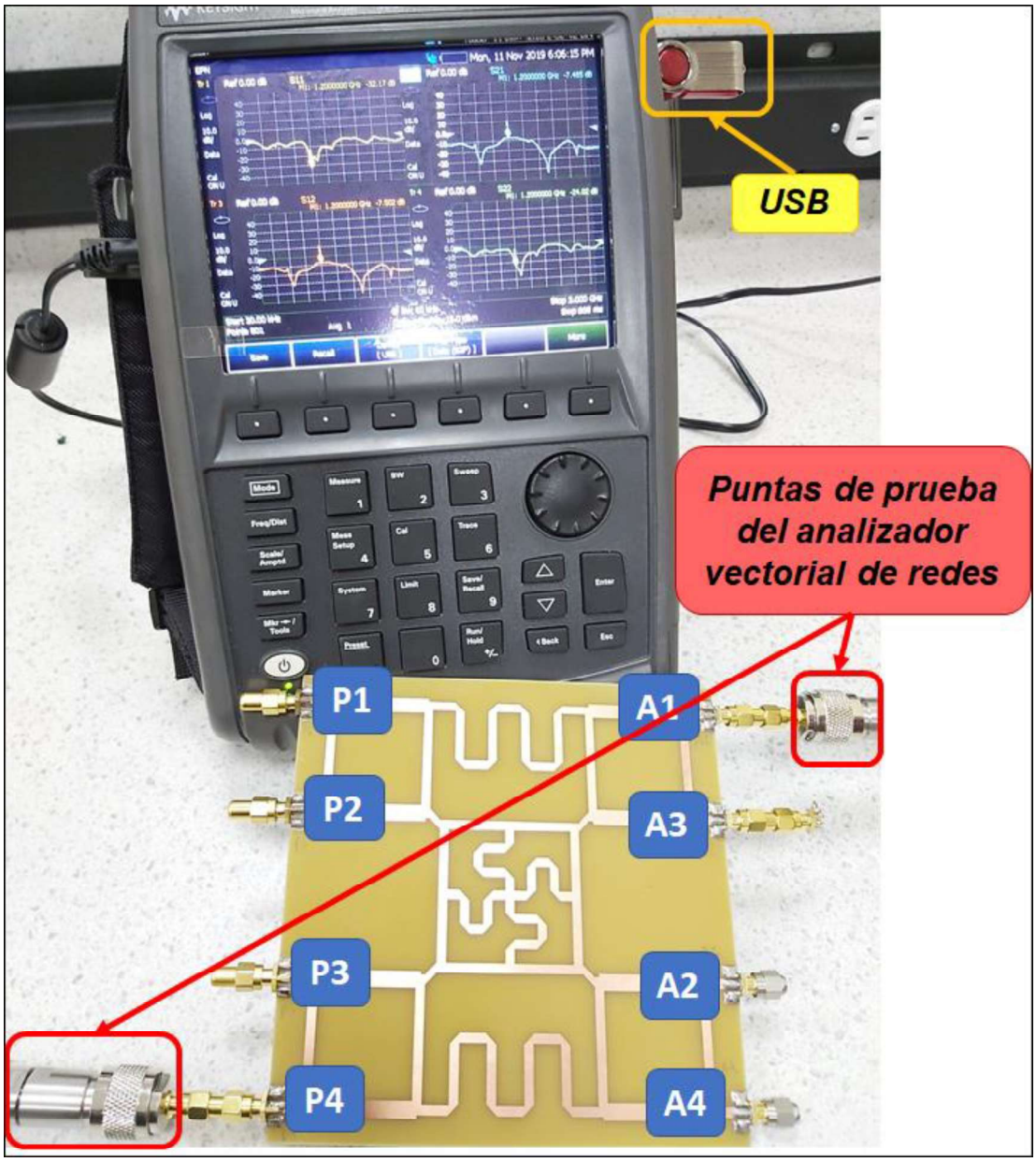
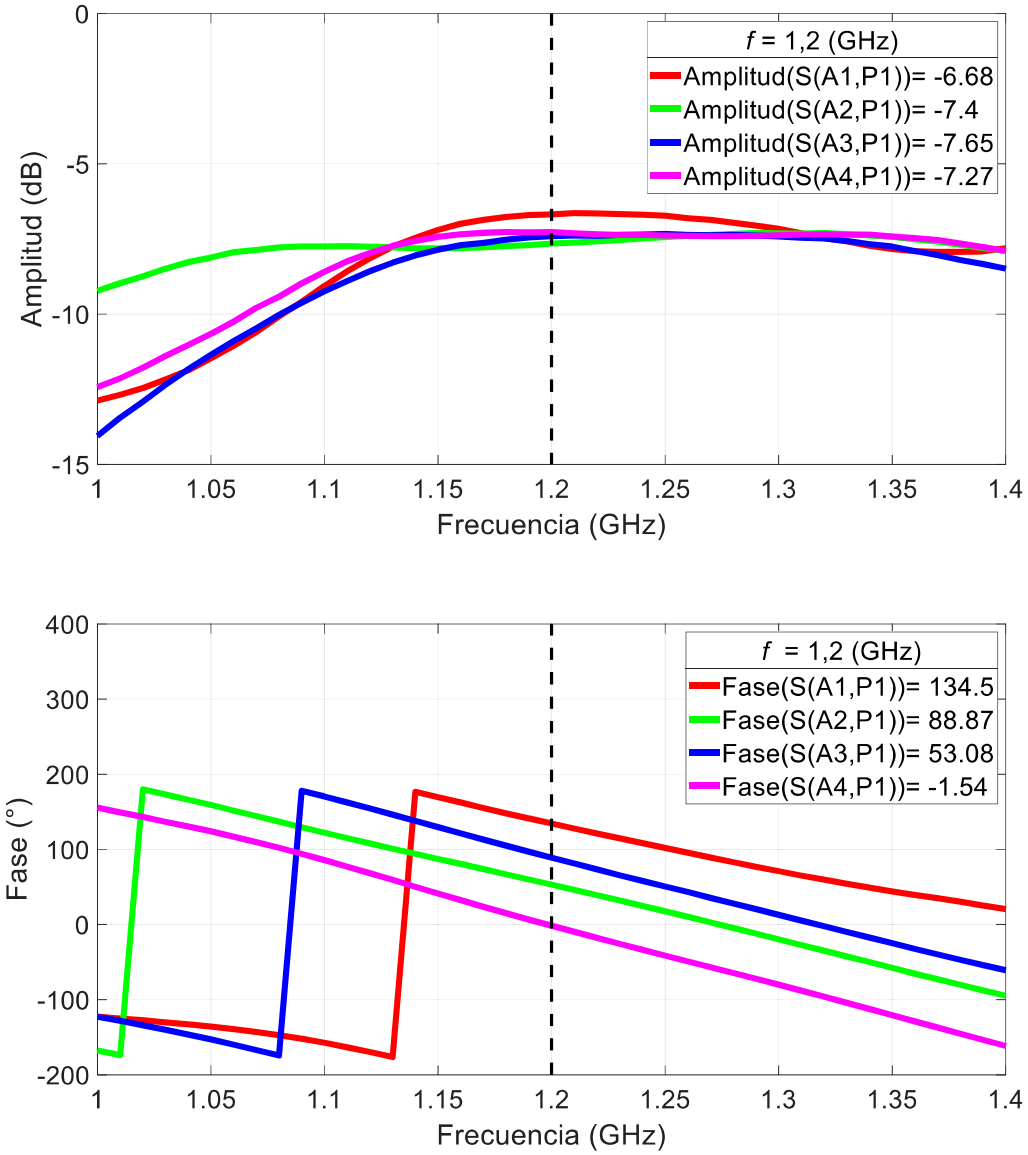


Figura 3.5. Conexión del analizador vectorial de redes a la matriz de Butler 4 × 4. Ejemplo, alimentación en P4 y obtención de amplitud y fase en A1.

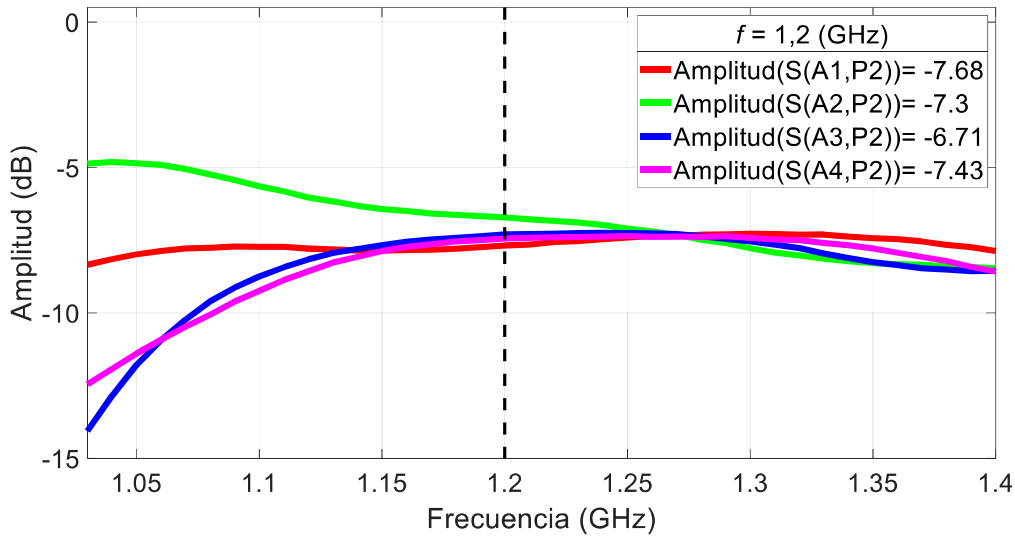
Para obtener los parámetros *S* de cada uno de los puertos de salida (A1, A2, A3, A4) con respecto a un puerto de entrada, se conecta la punta de prueba alimentadora del analizador vectorial de redes al correspondiente puerto de entrada de la matriz de Butler y los restantes puertos de entrada se conectan a cargas resistivas de 50 Ω.

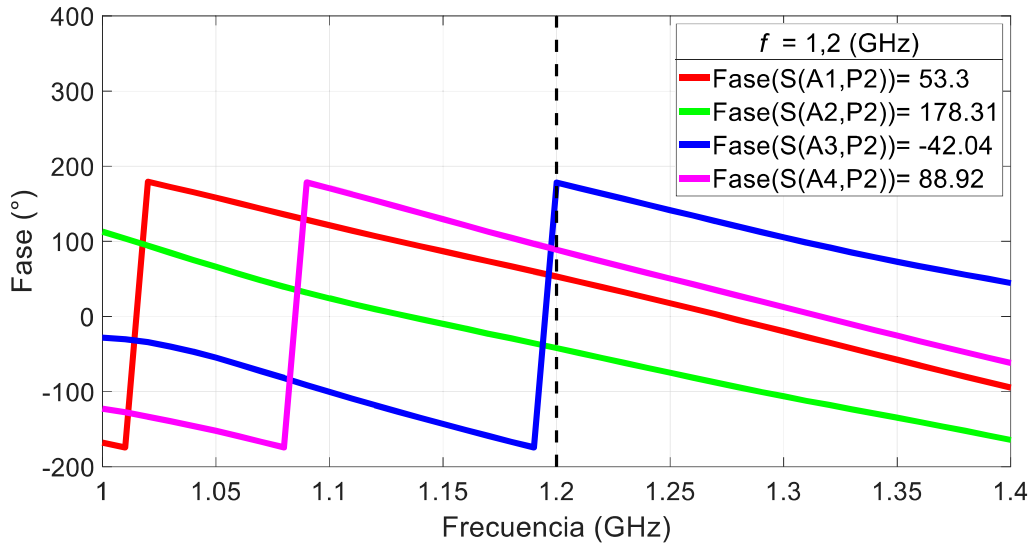
Se conecta la punta de prueba del analizador vectorial de redes a un puerto de salida de la matriz de Butler y los restantes puertos de salida se conectan a cargas resistivas de 50 Ω.

La Figura 3.6 se muestra las gráficas de los parámetros *S* medidos.

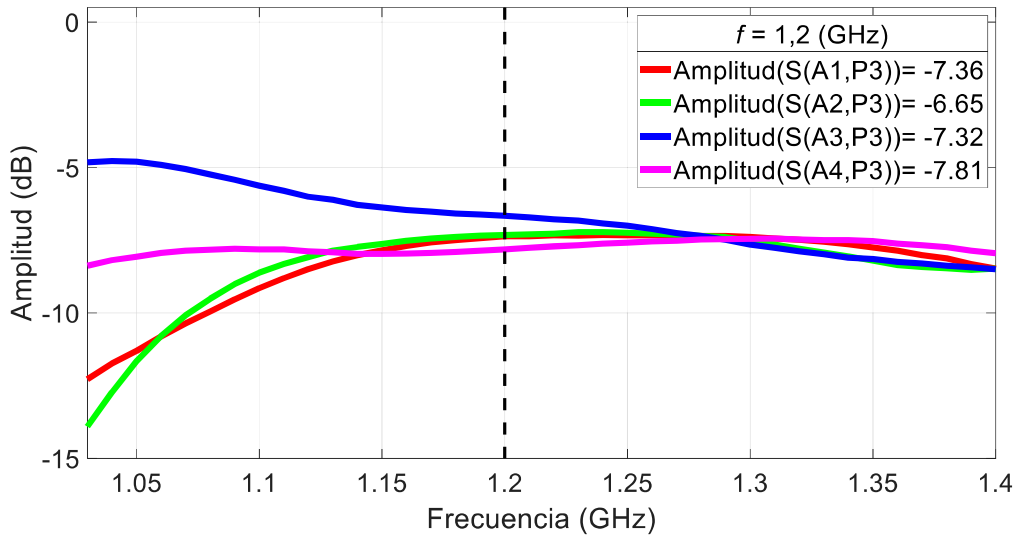


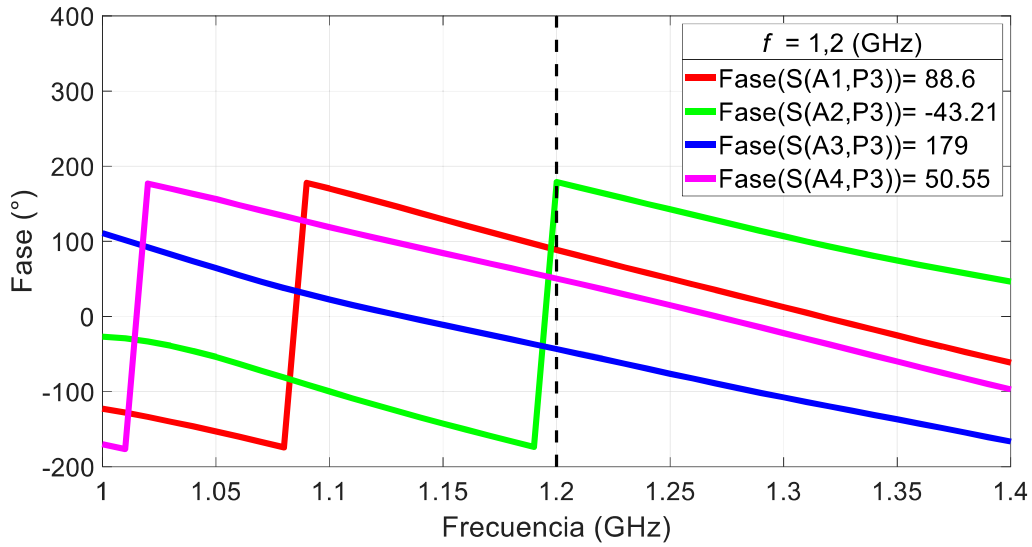
(a)


f = 1,2 (GHz)
Amplitud(S(A1,P2))= -7.68
Amplitud(S(A2,P2))= -7.3
Amplitud(S(A3,P2))= -6.71
Amplitud(S(A4,P2))= -7.43
Amplitud (dB)
0
-5
-10
-15
1.05
1.1
1.15
1.2
1.25
1.3
1.35
1.4
Frecuencia (GHz)

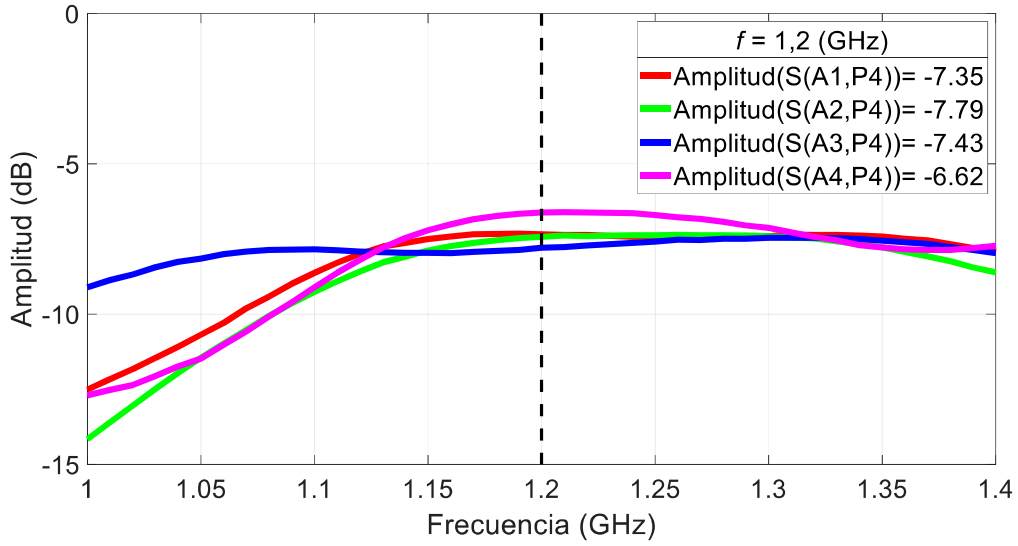

f = 1,2 (GHz)
Fase(S(A1,P2))= 53.3
Fase(S(A2,P2))= 178.31
Fase(S(A3,P2))= -42.04
Fase(S(A4,P2))= 88.92
Fase (°)
400
300
200
100
0
-100
-200
1
1.05
1.1
1.15
1.2
1.25
1.3
1.35
1.4
Frecuencia (GHz)

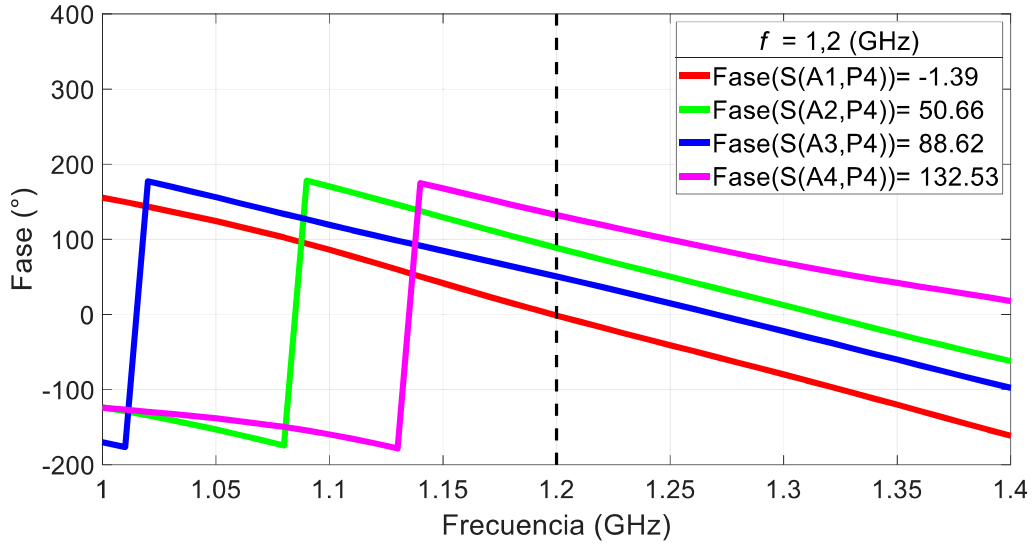
(b)


f = 1,2 (GHz)
Amplitud(S(A1,P3))= -7.36
Amplitud(S(A2,P3))= -6.65
Amplitud(S(A3,P3))= -7.32
Amplitud(S(A4,P3))= -7.81
Amplitud (dB)
0
-5
-10
-15
1.05
1.1
1.15
1.2
1.25
1.3
1.35
1.4
Frecuencia (GHz)


f = 1,2 (GHz)
Fase(S(A1,P3))= 88.6
Fase(S(A2,P3))= -43.21
Fase(S(A3,P3))= 179
Fase(S(A4,P3))= 50.55
Fase (°)
400
300
200
100
0
-100
-200
1
1.05
1.1
1.15
1.2
1.25
1.3
1.35
1.4
Frecuencia (GHz)

(c)





(d)

Figura 3.6. Parámetros *S* medidos de la matriz de Butler 4 × 4.

(a) $S_{Ax,P1}$. (b) $S_{Ax,P2}$. (c) $S_{Ax,P3}$. (d) $S_{Ax,P4}$.

3.4 DISCUSIÓN DE RESULTADOS

En esta sección se calcula el error relativo tanto de amplitud como de fase de los valores simulados con respecto al os valores medidos. Se utiliza la Ecuación (3.1)

$$err_{\text{rel}} = \left|\frac{M_r - M}{M_r}\right| \times 100\% \tag{3.1}$$

Donde: err_{rel} es el error relativo

Mr es la magnitud simulada.

M es la magnitud medida.

Antes de realizar los cálculos de amplitud, debe convertirse la unidad de medida de decibelio a magnitud escalar.

Ejemplo de cálculo del error relativo de amplitud

Se toman los valores del coeficiente de inserción (parámetro $S_{\text{salida,entrada}}$) simulados presentados en la Figura 3.4 y aquellos medidos presentados en la Figura 3.6 para calcular el error relativo entre el puerto A1 y el puerto P1.

$$err_{\text{rel}} = \left|\frac{0{,}19 - 0{,}21}{0{,}19}\right| \times 100$$

$$err_{\text{rel}} = 10{,}53\%$$

Ejemplo de cálculo del error relativo de fase

Así mismo se ocupan los valores medidos de la Figura 3.4 y los valores simulados de la Figura 3.6 para calcular el error relativo de fase progresiva entre los puertos A2 y A1 con respecto al puerto P1.

$$err_{\text{rel}} = \left|\frac{-44{,}99 - (-45{,}63)}{-44{,}99}\right| \times 100$$

$$err_{\text{rel}} = 1{,}42\%$$

La Tabla 3.1 presenta los valores de los errores relativos de amplitud para los valores simulados y medidos.

Tabla 3.1. Error relativo de amplitudes.

		PUERTOS DE SALIDA			
		A1	**A2**	**A3**	**A4**
PUERTO 1	Ideal (dB)	–6	–6	–6	–6
	Simulado (dB)	–7,17	–7,54	–7,50	–7,59
	Medido (dB)	–6,68	–7,40	–7,65	–7,27
	$\boldsymbol{err_{\mathrm{rel}}}$ **(%)**	**4,55**	**1,67**	**1,90**	**3,59**
PUERTO 2	Ideal (dB)	–6	–6	–6	–6
	Simulado (dB)	–7,50	–7,45	–7,19	–7,54
	Medido (dB)	–7,68	–7,30	–6,71	–7,43
	$\boldsymbol{err_{\mathrm{rel}}}$ **(%)**	**2,13**	**1,87**	**5,72**	**1,19**
PUERTO 3	Ideal (dB)	–6	–6	–6	–6
	Simulado (dB)	–7,54	–7,19	–7,45	–7,50
	Medido (dB)	–7,36	–6,65	–7,32	–7,81
	$\boldsymbol{err_{\mathrm{rel}}}$ **(%)**	**2,14**	**6,41**	**1,65**	**3,55**
PUERTO 4	Ideal (dB)	–6	–6	–6	–6
	Simulado (dB)	–7,59	–7,50	–7,54	–7,17
	Medido (dB)	–7,35	–7,79	–7,43	–6,62
	$\boldsymbol{err_{\mathrm{rel}}}$ **(%)**	**2,63**	**3,32**	**1,19**	**6,62**

La Tabla 3.2 muestra los valores del error relativo para las fases progresivas entre puertos adyacentes de salida de la matriz de Butler 4 × 4.

Tabla 3.2. Error relativo de fases progresivas.

		$\Delta\emptyset_{1,2}$	$\Delta\emptyset_{2,3}$	$\Delta\emptyset_{3,4}$
PUERTO 1	Ideal (°)	−45	−45	−45
	Simulado (°)	−44,99	−45,01	−45,01
	Medido (°)	−45,63	−35,78	−54,62
	$\boldsymbol{err_{\mathrm{rel}}}$ **(%)**	**1,42**	**20,51**	**21,3**
PUERTO 2	Ideal (°)	135	135	135
	Simulado (°)	134,36	136,29	134,25
	Medido (°)	125.01	139,64	130,96
	$\boldsymbol{err_{\mathrm{rel}}}$ **(%)**	**6,96**	**2,46**	**2,45**
PUERTO 3	Ideal (°)	−135	−135	−135
	Simulado (°)	−134,35	−136,29	−134,36
	Medido (°)	−131,80	−137,79	−128,45
	$\boldsymbol{err_{\mathrm{rel}}}$ **(%)**	**1,90**	**1,11**	**4,40**
PUERTO 4	Ideal (°)	45	45	45
	Simulado (°)	45,01	45,01	44,99
	Medido (°)	52.04	37,96	43,91
	$\boldsymbol{err_{\mathrm{rel}}}$ **(%)**	**15,62**	**15,66**	**2,39**

La mayoría de los valores de errores relativos de amplitud medidos están por debajo del 5% de error. Estos errores se deben por lo antes mencionado, que son las porciones extra de líneas de transmisión que se añaden al diseño original de la matriz de Butler 4 × 4 con el propósito de servir como uniones entre los componentes de la matriz y los conectores SMA hembra.

Sin embargo, los errores relativos de fase progresiva de los puertos P1 y P4 están por encima del 10%. Luego de examinar detalladamente la implementación de la matriz de Butler, se verificó que existen cortes mal realizados.

Estos cortes como se observa en la Figura 3.7, recortan parte de las porciones de líneas de transmisión que sirven para soldar los conectores SMA, este error influye tanto en los errores de amplitud como en los errores de fase progresiva, notándose más esta falla de corte en los errores relativos de fase progresiva.

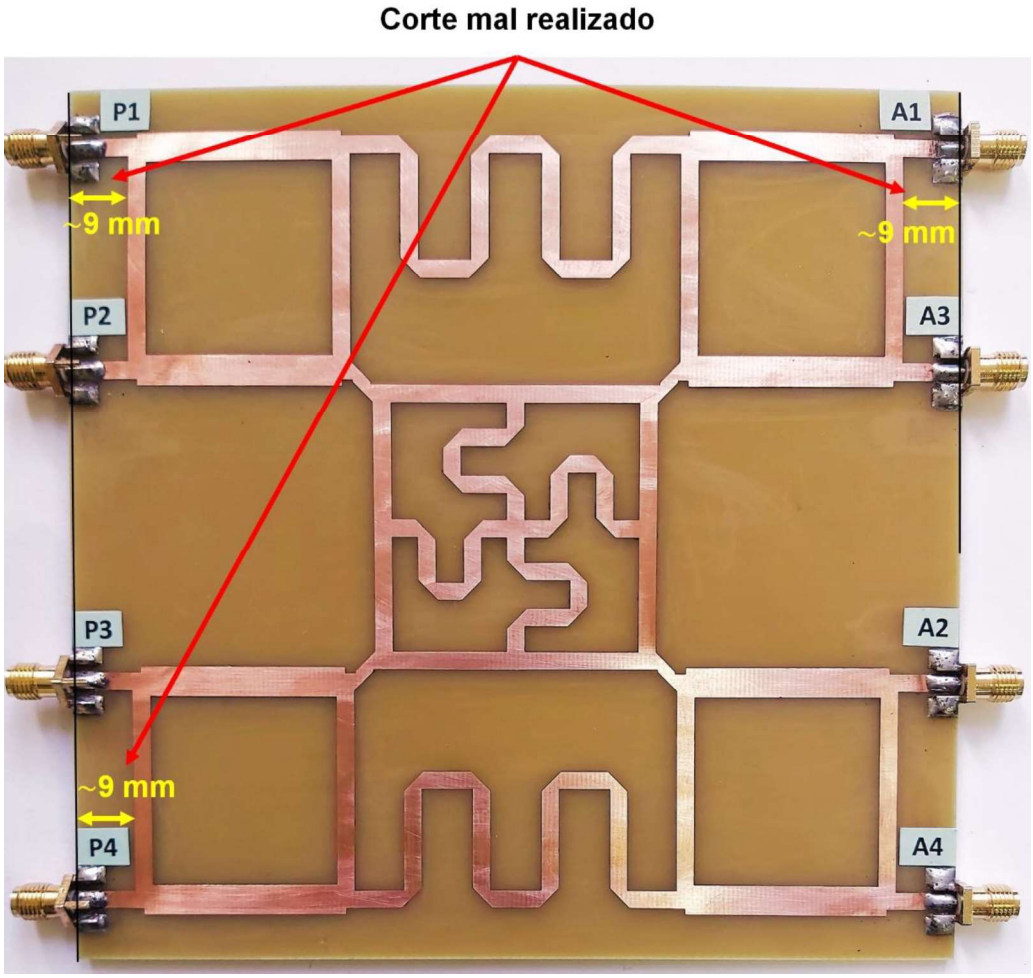


Figura 3.7. Corte mal realizado sobre la implementación de la matriz de Butler 4× 4.

Por ejemplo, para la porción de línea de 10 mm usada para soldar el conector SMA, se pierde aproximadamente 1 mm en los puertos P1 y A1 debido al mal corte realizado sobre el substrato FR4. Entonces el restante de la línea total representa el 80% de la longitud real. Con la Ecuación (3.3) se calcula de manera general la fase producida por la línea de transmisión de una longitud determinada.

Sea ϕ_r la longitud ideal de la línea *microstrip*,

$$\phi_r = \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} k_0 l \tag{3.3}$$

Donde: ϕ_r es la fase de la línea.

l es la longitud mecánica de la línea de transmisión.

$k_0 = 2\pi/\lambda$ (λ: longitud de onda)

ε_{eff} es la constante dieléctrica efectiva

Sea ϕ la longitud eléctrica de la línea *microstrip* sobrante, es decir el 80%,

$$\phi_r = \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} k_0 (0{,}8l)$$

Con la Ecuación (3.1) se calcula el error relativo:

$$err_{\text{rel}} = \left| \frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} k_0 l - \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} k_0 (0{,}8l)}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} k_0 l} \right| \times 100$$

$$err_{\text{rel}} = \left| \frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} k_0 l \times (1 - 0{,}8)}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} k_0 l} \right| \times 100$$

$$err_{\text{rel}} = |1 - 0{,}8| \times 100$$

$$err_{\text{rel}} = 20\%$$

El mal corte tiene menor impacto en los puertos P2, P3, P4, A2 y A3, por tal razón se evidencia menor error de fase respecto a dichos puertos.

También se observa que existen irregularidades en los cortes de las demás líneas de transmisión que se encuentran sobre el substrato FR4.

Puesto que la matriz de Butler implementada es simétrica, se debería tener los mismos valores medidos entre puertos simétricos, como se evidencia en los valores simulados, sin embargo, los valores medidos no muestran esta característica, esto se debe a la imprecisión de conectar las puntas de prueba del analizador vectorial de redes a los conectores SMA de la matriz de Butler. Ya que el ajuste se realiza manualmente, no se tiene la misma precisión de interconexión en todos los puertos.

4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

El presente trabajo de titulación implementa un circuito conformador de haces del tipo matriz de Butler con cuatro puertos de control de la dirección del haz y cuatro salidas para una frecuencia de operación de 1,2 GHz.

La implementación de esta red se realizó sobre un substrato FR4 con propiedades dieléctricas debidamente caracterizadas. Los puntos de conexión de cada puerto de entrada así como de los puertos de salida se realizaron con conectores coaxiales SMA.

Para la caracterización dieléctrica del substrato FR4 se utilizó un método convencional que estima la constante dieléctrica relativa por medio de comparaciones realizadas tanto en estructuras simuladas así como implementadas y medidas. Como resultado de este proceso iterativo se determinó que el valor de la constante dieléctrica relativa del substrato FR4 adquirido es de 4,39.

El diseño de la matriz de Butler involucró el diseño de diferentes componentes pasivos de radiofrecuencia tales como líneas de transmisión tipo *microstrip*, acopladores híbridos, desplazadores de fase y la estructura *crossover*. Cada componente fue debidamente diseñado, simulado y optimizado para el funcionamiento deseado. Seguidamente, estos componentes fueron ensamblados en un diseño final el cual se acopló adecuadamente a los requerimientos planteados.

Se presentaron comparaciones entre parámetros simulados (en Keysight® ADS) y medidos (con un analizador vectorial de redes) obteniéndose un error relativo porcentual de 6,62%, en magnitud; y un 21,3%, en fase. Después de un análisis se determinó que los errores obtenidos radican en la realización mecánica del circuito.

La implementación de la matriz de Butler, objeto del presente trabajo, sobre un dieléctrico ha permitido determinar que es posible desarrollar circuitos conformadores de haces a muy bajo costo. El único limitante para esta realización es la calidad del substrato a utilizarse. En vista de que la frecuencia de operación es relativamente baja, el substrato FR4 se determinó como un buen candidato incluso hasta frecuencias que bordeen los 6 GHz.

Uno de los aportes del presente trabajo es la implementación de la estructura *crossover.* Se determinó que, a pesar del incremento de la superficie de implementación, esta

estructura permite cruces de línea, lo que facilitó el diseño de la matriz de Butler manteniéndola en una sola capa planar.

Tanto la implementación física de la matriz de Butler como la guía de operación representan el producto final demostrable del presente trabajo de titulación. Estos componentes pueden ser utilizados en la academia como un elemento demostrativo para la enseñanza de radiofrecuencia.

4.2 RECOMENDACIONES

De la experiencia obtenida en la implementación de la matriz de Butler, se recomienda instruir al personal que realice la corrosión de la estructura para que los cortes del substrato se los practique fuera de la estructura. Con ello es posible ajustar los tamaños necesarios de manera manual y con más precisión.

La estructura debe ser medida en un ambiente libre de perturbaciones, es decir, ningún objeto debe estar sobre las líneas mientras se realiza las medidas con el analizador vectorial, caso contrario se verá afectada la permitividad efectiva del substrato. Esto produce una variación lineal del desplazamiento de fase. Esto se evidencia en la Ecuación (3.3) ya que el desplazamiento de fase es directamente proporcional a la constante dieléctrica efectiva.

Los conectores SMA deben conectarse correctamente, para evitar que el pin macho del conector SMA se desvíe del zócalo del conector SMA hembra, ya que podrían resultar dañados en ambos conectores

Para evitar el deterioro de las líneas de transmisión es recomendable aplicar la técnica de metalizado, ya que la exposición de las líneas de cobre al oxígeno del medioambiente produce óxido de cobre.

Cuando se sueldan los conectores SMA hembra a los puertos de la matriz de Butler, no se debe mantener por mucho tiempo el contacto entre el cobre y el cautín ya que el exceso de calor produce el desprendimiento de la capa de cobre del substrato.

Es recomendable cubrir los conectores SMA hembra con guardapolvos para evitar que entren partículas de polvo en el zócalo del conector.

Para tener una mayor precisión de medidas en la construcción de la matriz de Butler, es recomendable utilizar métodos de gravado con máquina CNC ya que este método permite

realizar cortes con el orden de milésimas de milímetros. Las mismas herramientas de simulación proporcionan el archivo Gerber que es compatible con las máquinas CNC.

Para evitar daños entre conectores SMA al momento de conectar las puntas de prueba del analizador vectorial de redes a los puertos de la matriz de Butler, debe procurarse mantener una posición paralela de la punta de prueba y el conector SMA de la matriz de Butler.

5 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas for all Applications*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math (not provided), 2003.

[2] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.

[3] J. L. Volakis, R. C. Johnson, and H. Jasik, *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill New York, 2007.

[4] R. C. Hansen, *Phased array antennas*, vol. 213. John Wiley & Sons, 2009.

[5] R. E. Collin, *Antennas and radiowave propagation*. McGraw-Hill, 1985.

[6] S. Omran, M. Rahim, and T. Masri, "Beam-forming network using switch-line phase shifter," *Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics*, 2007, pp. 1–5.

[7] P. Hall and S. Vetterlein, "Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas," *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, 1990, vol. 137, no. 5, pp. 293–303.

[8] A. Meijerink, C. Roeloffzen, L. Zhuang, D. Marpaung, R. Heideman, A. Borreman, and W. van Etten, "Phased array antenna steering using a ring resonator-based optical beam forming network," *2006 Symposium on Communications and Vehicular Technology*, 2006, pp. 7–12.

[9] M. Vavrda, "Digital beamforming in wireless communications," Brno University of Technology, 2011.

[10] J. Ruze, "Wide-angle metal-plate optics," *Proceedings of the IRE*, vol. 38, no. 1, pp. 53–59, 1950.

[11] W. Rotman and R. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623–632, 1963.

[12] L. F. Carrera Suárez, "Antenas multihaz con Lente de Rotman para las bandas de microondas y milimétricas realizadas en diferentes tecnologias," 2015.

[13] R. Hansen, "Design trades for Rotman lenses," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 4, pp. 464–472, 1991.

[14] I. Kartsan, P. Zelenkov, V. Tyapkin, D. Dmitriev, and A. Goncharov, "Adaptation algorithms for satellite communication systems equipped with hybrid reflector

antennas," *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2015, vol. 94, no. 1, p. 012010.

[15] J. Blass, "Multidirectional antenna-A new approach to stacked beams," *IRE International Convention Record*, 1966, vol. 8, pp. 48–50.

[16] D.-G. Fang, *Antenna theory and microstrip antennas*. CRC Press, 2017.

[17] T. Macnamara, "Simplified design procedures for Butler matrices incorporating 90 hybrids or 180 hybrids," *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, 1987, vol. 134, no. 1, pp. 50–54.

[18] H. L. Bachman, "Smart antennas-the practical realities," *IEEE Aerospace Conference*, 1997, vol. 1, pp. 63–70.

[19] K. Siwiak, *Radiowave propagation and antennas for personal communications*. Artech House, Inc., 1998.

[20] N. Tiwari and T. R. Rao, "A switched beam antenna array with butler matrix network using substrate integrated waveguide technology for 60 GHz wireless communications," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 70, no. 6, pp. 850–856, 2016.

[21] T. A. Milligan, *Modern antenna design*. John Wiley & Sons, 2005.

[22] P. Chow and D. Davies, "Wide bandwidth Butler matrix network," *Electronics Letters*, vol. 3, no. 6, pp. 252–253, 1967.

[23] T. A. Denidni and T. E. Libar, "Wide band four-port Butler matrix for switched multibeam antenna arrays," *14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2003. PIMRC 2003., 2003, vol. 3, pp. 2461–2464.

[24] M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, and B. Jecko, "Switched-beam antenna based on novel design of Butler matrices with broadside beam," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 20, pp. 1097–1098, 2005.

[25] C. Dall'Omo, T. Monediere, B. Jecko, F. Lamour, I. Wolk, and M. Elkael, "Design and realization of a 4× 4 microstrip Butler matrix without any crossing in millimeter waves," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 6, pp. 462–465, 2003.

[26] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2012.

[27] J. Shao, H. Ren, B. Arigong, C. Li, and H. Zhang, “A fully symmetrical crossover and its dual-frequency application,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 8, pp. 2410–2416, 2012.

[28] M. M. Alam, “Microstrip antenna array with four port butler matrix for switched beam base station application,” *12th International Conference on Computers and Information Technology*, 2009, pp. 531–536.

[29] B. J. Rubin and B. Singh, “Study of meander line delay in circuit boards,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 9, pp. 1452–1460, 2000.

[30] L. NEMA, “LI 1-1998 (R2011),” Industrial Laminated Thermosetting Products.

[31] S. T. Gonçalves, L. M. Tomaz, L. R. Milagre, U. do C. Resende, M. M. Afonso, and C. Vollaire, “Improving the geometry of a microstrip antenna for UWB signals through FDTD-CPML method and construction with fiberglass FR4,” *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2015, pp. 1–5.

[32] «CST STUDIO SUITE Getting started,»2018. [En línea]. Available: https://www.cst.com/2018. [Último acceso: Septiembre 2018], vol. 137, no. 5. BS SIMULA, 2019.

ANEXOS

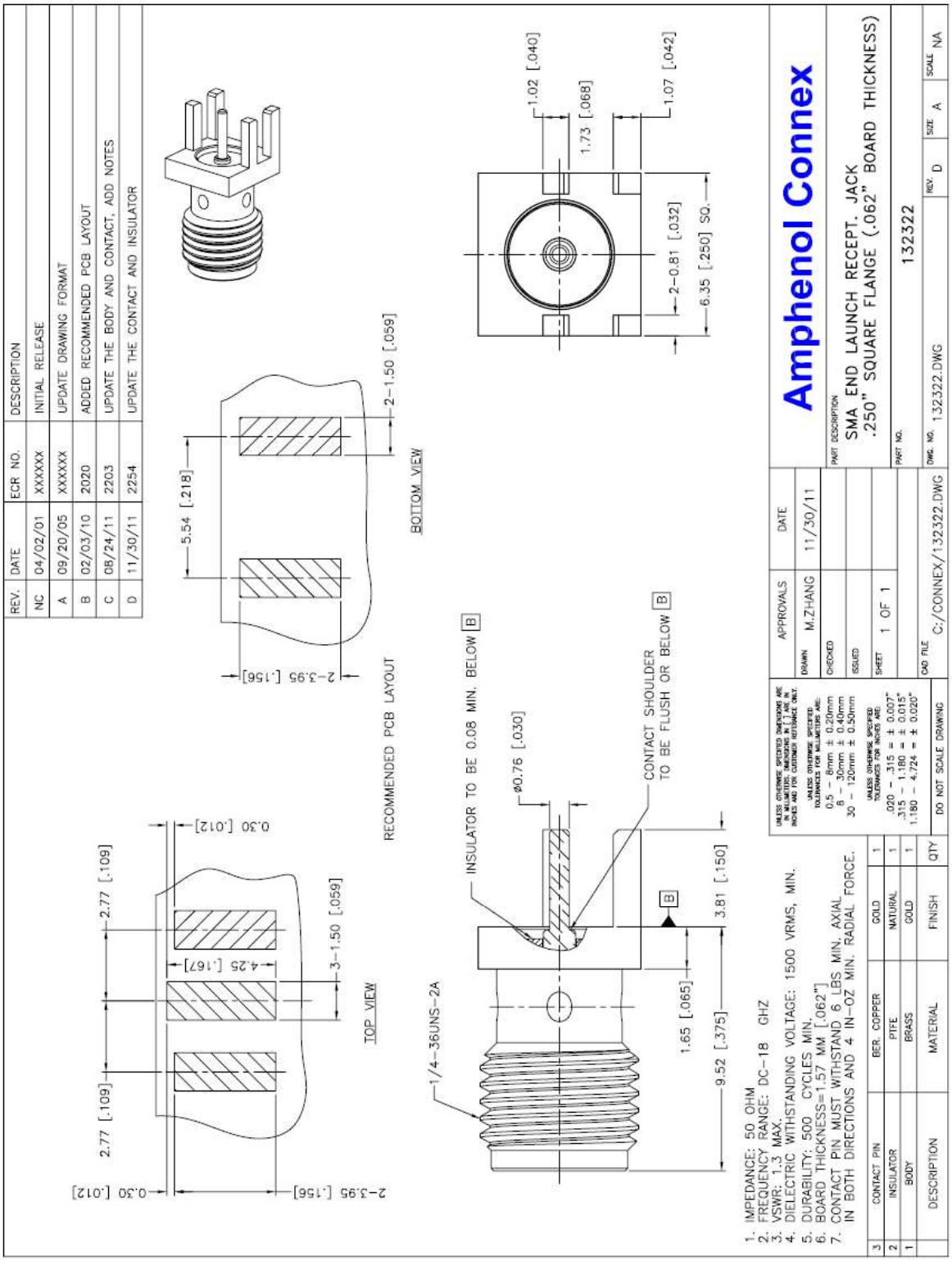
ANEXO A. Datasheet SMA

ANEXO B. Datasheet VNA N9916A

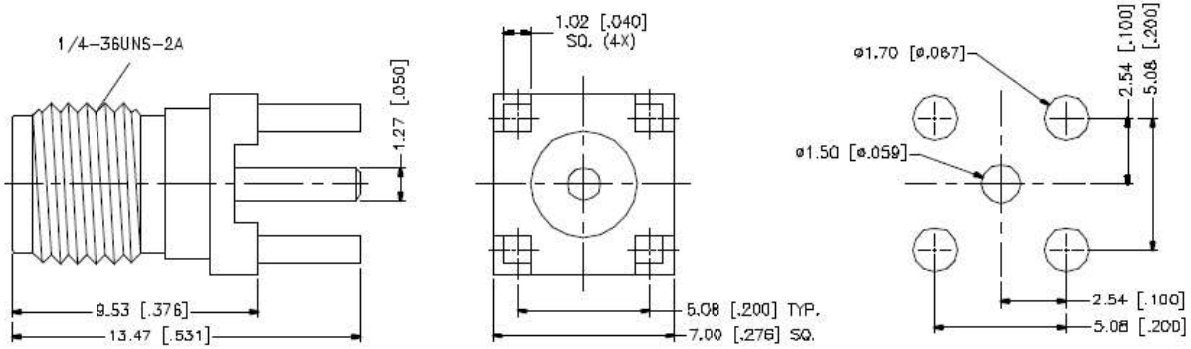
ANEXO C. Guía de operación de la matriz de Butler 4 × 4

ANEXO A

Datasheet SMA



REV.	DATE	DESCRIPTION
A	04/31/03	UPDATE DRAWING FORMAT
B	11/29/04	MODIFY FLANGE TO 7.0mm SQUARE



	DESCRIPTION	MATERIAL	FINISH	QTY
8				
7				
6				
5	RING	BRASS	GOLD	1
4	INSULATOR	TEFLON	NATURAL	1
3	CONTACT PIN	BER. COPPER	GOLD	1
2	INSULATOR	TEFLON	NATURAL	1
1	BODY	BRASS	GOLD	1

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS. DIMENSIONS IN [ ] ARE IN INCHES AND FOR CUSTOMER REFERENCE ONLY.

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED TOLERANCES FOR MILLIMETER AREA
0.5 – 6mm ± 0.20mm
6 – 30mm ± 0.40mm
30 – 120mm ± 0.50mm

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED TOLERANCES FOR INCHES ARE:
.020 – .315 = ± 0.007"
.315 – 1.180 = ± 0.015"
1.180 – 4.724 = ± 0.020"

DO NOT SCALE DRAWING

APPROVALS	DATE
DRAWN G.R.S.	11/29/04
CHECKED	
ISSUED	
SHEET 1 OF 1	
CAD FILE C:/132/13134.DWG	

Amphenol Connex

PART DESCRIPTION: SMA P.C.B JACK (EXTENDED LEGS)

PART NO. 132134

DWG. NO. 132134.DWG | REV. B | SIZE A | SCALE NA

ANEXO B

Datasheet VNA N9916A

Keysight Technologies FieldFox Handheld Analyzers

Selection Guide

Choose the FieldFox that meets your needs

RF and microwave (combination) analyzers

Standard: Cable and antenna tester (CAT) [1]

Key options (prices vary):
- Vector network analyzer
- Spectrum analyzer
- Built-in power meter
- Pulse measurements
- Channel scanner
- Real-time spectrum analyzer

RF and microwave vector network analyzers (VNAs)

Standard: Transmission/ reflection VNA

Key options (prices vary):
- Built-in power meter
- Pulse measurements

Microwave spectrum analyzers (SAs)

Standard: Spectrum analyzer

Key options (prices vary):
- Built-in power meter
- Pulse measurements
- Channel scanner
- Real-time spectrum analyzer

Select your model and frequency

	Combination models (CAT + VNA + SA)		VNA models		SA models
Maximum frequency					
4 GHz	N9912A-104	N9913A	N9923A-104	-	-
6/6.5 GHz	N9912A-106 [2]	N9914A [3]	N9923A-106 [2]	-	-
9 GHz	-	N9915A	-	N9925A	N9935A
14 GHz	-	N9916A	-	N9926A	N9936A
18 GHz	-	N9917A	-	N9927A	N9937A
26.5 GHz	-	N9918A	-	N9928A	N9938A
32 GHz	-	N9950A	-	-	N9960A
44 GHz	-	N9951A	-	-	N9961A
50 GHz	-	N9952A	-	-	N9962A
Start frequencies					
N991x/2x/3x					
CAT/VNA mode	2 MHz	30 kHz	2 MHz	30 kHz	-
SA mode	100 kHz	100 kHz	-	-	100 kHz
N995x/6x					
CAT/VNA mode	-	300 kHz	-	-	-
SA mode	-	9 kHz	-	-	9 kHz

1. Also referred to as cable and antenna analyzer
2. Maximum frequency is 6 GHz.
3. Maximum frequency is 6.5 GHz

KEYSIGHT TECHNOLOGIES

Unlocking Measurement Insights

Customize your FieldFox and choose the options you want

Options must be ordered separately.
Prices vary based on option and analyzer.

	RF combination	Microwave combination	RF VNA	Microwave VNA	Microwave SA
	N9912A	N9913A, N9914A N9915A, N9916A N9917A, N9918A N9950A, N9951A N9952A [1]	N9923A	N9925A, N9926A N9927A, N9928A	N9935A, N9936A N9937A, N9938A N9960A, N9961A N9962A [1]
CAT/VNA features					
Cable and antenna tester	√	√	√	√	Subset [2]
TDR cable measurements	-	√	-	√	-
VNA transmission/reflection	Subset [3]	√	√	√	-
VNA full 2-port S-parameters	-	√	√	√	-
QuickCal	√ [4]	√ [5]	√	√	-
1-port mixed-mode S-parameters	-	√	√	√	-
VNA time domain	√	√	√	√	-
Vector voltmeter	Subset [6]	√	√	√	-
SA features					
Spectrum analyzer	√	√	-	-	√
Tracking generator	√	√	-	-	√
Preamplifier	√	√	-	-	√
Interference analyzer [7]	√	√	-	-	√
SA time gating	-	√	-	-	√
Channel scanner	√	√	-	-	√
Analog demodulation	-	√	-	-	√
ERTA [8]	-	√	-	-	√
Real-time spectrum analyzer (RTSA)[9]	-	√	-	-	√

Power measurements					
USB power sensor support	√	√	√	√	√
USB sensor meas. vs. freq.	√	√	√	√	√
Pulse meas. with peak sensor	√	√	√	√	√
Built-in power meter	√	√	-	√	√
System features					
Remote control capability	√	√	√	√	√
GPS receiver	External only [10]	√	External only [10]	√	√
DC bias voltage source	-	√	-	√	√
SCPI over LAN and USB [11]	√	√	√	√	√

1. In most frequency ranges, the N995xA/6xA models have the highest dynamic range, most stability and best DANL. Measurement accuracy is comparable between the models. The Data Sheet can be used for a more detailed comparison (5990-9783EN).
2. N993xA/6xA (SA only models) offer the ability to measure VSWR/reflection (as an option), but not the full CAT features.
3. N9912A offers S11 mag and phase and S21 mag. There is no S21 phase. Calibration choices: OSL, response and QuickCal.
4. N9912A's QuickCal is a subset of the QuickCal available on other FieldFox models.
5. QuickCal is not available on N995xA models.
6. N9912A's VVM includes a subset of the features: 1-port cable trimming mag and phase, and 2-port transmission mag. The full VVM (available on other models) includes 1-port cable trimming mag and phase, 2-port transmission mag and phase, A/B and B/A.
7. FieldFox's interference analyzer capability includes spectrogram, waterfall, and trace playback and recording.
8. ERTA: Extended range transmission analysis. ERTA enables scalar transmission measurement of long cables using two FieldFoxes.
9. RTSA capability for N991xA/3xA is only available for serial number prefix starting with MY5607/SG5607/US5607 or upgraded with Option N9910HU-100/200/300.
10. N9912A and N9923A can display GPS information using an external USB GPS receiver which the user needs to purchase separately. All other FieldFox models have a built-in GPS receiver, available as Option 307. The user will need to purchase a GPS antenna N9910X-825
11. SCPI over USB is only available for FieldFox with serial number prefix starting with MY5607/SG5607/US5607 or upgraded with Option N9910HU-xxx

KEYSIGHT TECHNOLOGIES

Unlocking Measurement Insights

www.keysight.com/find/fieldfox

This information is subject to change without notice.
© Keysight Technologies 2015-2017

Published in USA, February 10, 2017
5992-1016EN
www.keysight.com

ANEXO C

Guía de operación de la matriz de Butler 4 × 4

Impedancia en cada puerto: 50 Ω

Frecuencia de operación: 1,2 GHz

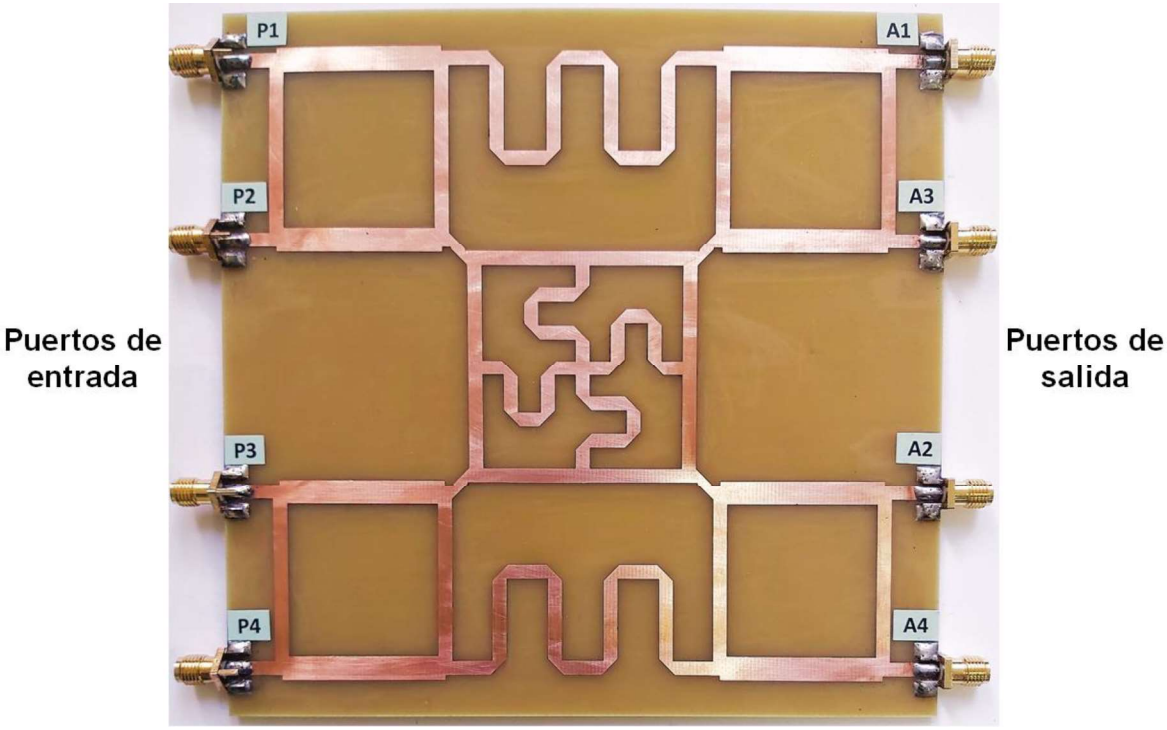


Figura C.1. Matriz de Butler 4 × 4.

La matriz consta de 4 acopladores híbridos de 90° a –3 dB, 1 *crossover* y 2 desplazadores de fase. La Figura C.2 muestra el diagrama de bloques de esta matriz de Butler 4 × 4.

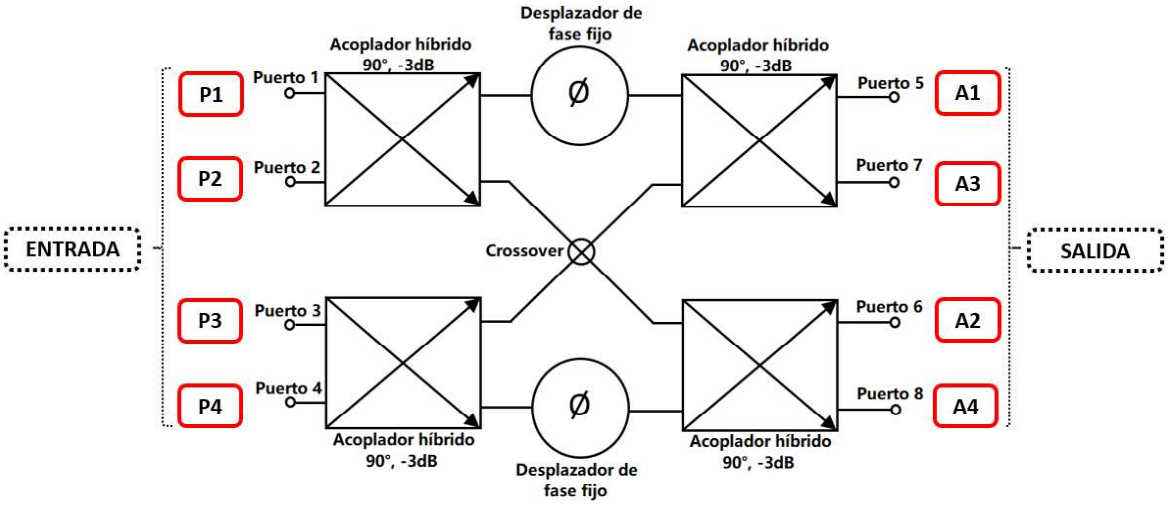


Figura C.2. Diagrama de bloques de la matriz de Butler 4 × 4.

Los puertos de salida se conectan a un arreglo lineal de antenas mediante 4 líneas de cable coaxial, de igual longitud, con terminaciones SMA.

El arreglo lineal de antenas y los cables coaxiales deben tener una impedancia característica de 50 Ω.

Los puertos de entrada se conectan a una red de conmutación de circuitos.

La Figura C.3 muestra la conexión de la matriz a un arreglo lineal de antenas.

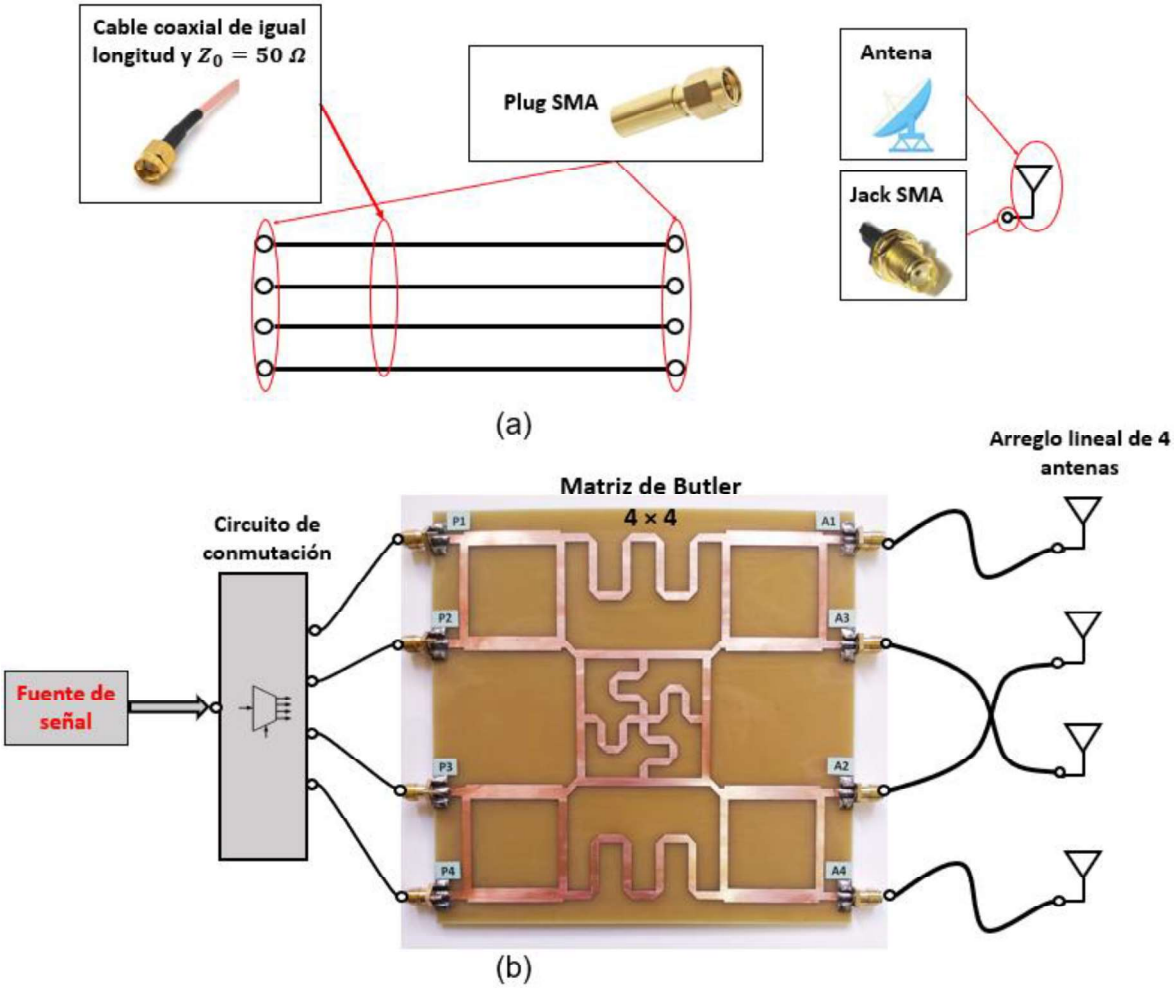


Figura C.3. Conexión de la matriz de Butler 4 × 4.
(a) Elementos de conexión. (b) Diagrama de conexión.

Para obtener los valores de fases progresivas y amplitudes en los puertos de esta matriz de Butler, se sigue los siguientes pasos:

Paso1. Se conecta la punta de prueba alimentadora del analizador vectorial de redes al correspondiente puerto de entrada de la matriz de Butler y los restantes puertos de entrada se conectan a cargas discretas de 50 Ω.

Paso2. Se conecta la punta de prueba de entrada del analizador vectorial de redes a un puerto de salida de la matriz de Butler y los restantes puertos de salida se conectan a cargas discretas de 50 Ω.

Paso 3. Sin variar la conexión de los puertos de entrada de la matriz de Butler, desconectar la carga resistiva del siguiente puerto de salida a medir, conectar en dicho puerto la punta de prueba de entrada del analizador vectorial de redes y conectar la carga resistiva en el puerto que ya fue medido.

Las progresiones de fase producidas en los puertos de salida se presentan en la Tabla C.1 y los valores de amplitudes se presentan en la Tabla C.2

Tabla C.1. Fases progresivas en los puertos de salida.

	$\Delta\emptyset_{1,2}$ (°)	$\Delta\emptyset_{2,3}$ (°)	$\Delta\emptyset_{3,4}$ (°)
P1	−45,63	−35,78	−54,62
P2	125.01	139,64	130,96
P3	−131,80	−137,79	−128,45
P4	52.04	37,96	43,91

Tabla C.2. Amplitudes.

	A1	**A2**	**A3**	**A4**
P1	−6,68	−7,40	−7,65	−7,27
P2	−7,68	−7,30	−6,71	−7,44
P3	−7,36	−6,65	−7,32	−7,81
P4	−7,35	−7,79	−7,43	−6,62

ORDEN DE EMPASTADO