

## Diseño e implementación de una matriz de Butler de 4x4 para formación de haces de una agrupación de antenas

Alcides Araujo<sup>1</sup> , Danilo Pacheco<sup>2</sup> , Diego Auquilla Ávila<sup>2</sup> 

<sup>1</sup> Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad de Cuenca, Av. 12 de Abril y Agustín Cueva, Cuenca, Ecuador.

<sup>2</sup> Escuela de Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad de Cuenca, Av. 12 de Abril & Agustín Cueva, Cuenca, Ecuador.

Autor para correspondencia: alcides.araujo@ucuenca.edu.ec

Fecha de recepción: 25 de agosto de 2017 - Fecha de aceptación: 29 de septiembre de 2017

### RESUMEN

Entre los métodos para formación de antenas de haz múltiple se encuentra el de la matriz de Butler. El objetivo de este trabajo es diseñar e implementar un prototipo para laboratorio de una matriz de 4x4, utilizando tecnología de microcinta. Con este propósito, se establecen las condiciones teóricas que debe satisfacer la matriz de Butler y luego se describe la base teórica de los circuitos de microondas que la componen. Cada elemento fue diseñado, optimizado y simulado con una herramienta de software; luego de ser fabricado se verifican sus parámetros funcionales. Contando con diseños probados, estos fueron integrados en un solo circuito para formar la matriz de Butler; el diseño completo nuevamente fue simulado y optimizado antes de su fabricación. La funcionalidad de los componentes se verificó con un analizador vectorial de redes. Finalmente se analizó la divergencia entre los valores medidos y los parámetros planteados como objetivo teórico.

Palabras clave: Haz conmutado, antena, matriz de Butler, microondas, parámetros de dispersión.

### ABSTRACT

Butler matrix is a method of beamforming array antenna. Our objective was designing and implementing a laboratory prototype of a 4x4 matrix, using microstrip technology. Theoretical conditions for a Butler matrix are established to satisfy the requirements of a beam switching antenna, then the theoretical basis of microwave circuits that compose it is described. Each circuit element is designed, optimized and simulated with a software tool; after being manufactured its functional parameters are verified. With proven designs, they are integrated in a single circuit to form the matrix. The complete design is again simulated and optimized before manufacturing. The performance of the components and the matrix was verified with a vector network analyzer, and their divergence was analyzed with the objective parameters.

Keywords: Switched beam, antenna, Butler matrix, microwaves, scattering parameters.

## 1. INTRODUCCIÓN

Las antenas de haz múltiple se utilizan ampliamente en comunicaciones inalámbricas para mejorar la capacidad de canal y mejorar la calidad de transmisión. Existen varias formas de implementarlas a partir de una agrupación de antenas, mediante la variación de la fase de la corriente de alimentación a cada uno de los elementos de esta. Este hecho constituye el principio básico de operación del barrido electrónico de fase (Balanis, 2005). En la literatura especializada se encuentran propuestas para simplificar la complejidad de los circuitos electrónicos con la utilización de circuitos pasivos como la matriz de Butler, la matriz de Blass, las lentes Luneberg, las lentes de Rotman (Stutzman & Thiele,

2012). Butler (1961) propuso la implementación de un circuito pasivo que facilita la conformación de haces de una agrupación de antenas. A partir de Zulkifli, Chasanah, Basari, & Rahardjo (2015) la matriz de Butler se ha vuelto una de las soluciones favoritas para construir antenas de haz múltiple a nivel comercial. Su desarrollo ha sido continuo (Milligan, 2005; Leclerc, Aubert, Ali, Annabi, & Romier, 2012; Stutzman & Thiele, 2012), recientes avances han sido reportados por Tian, Yang, & Wu (2014), Zhou, Fu, Sun, & Wu (2014), Messaoudene, Youssef, Bilal, Belazzoug, & Aidel (2017). En esta línea se propuso disponer de varias matrices, fabricadas localmente, para uso en nuestros laboratorios. Inicialmente se implementó una matriz de 4x4, como paso previo a la implementación de matrices de mayores. El objetivo específico es el diseño e implementación de una matriz con tecnología de microcinta, con un sustrato de uso común como es el FR4, a una frecuencia de trabajo de 2.4 GHz.

## 2. MATERIALES Y MÉTODOS

### 2.1. Antenas de haz múltiple

En una agrupación lineal uniforme de  $N$  elementos de antena, cada elemento es alimentado con una corriente de igual magnitud, con diferencia de fase progresiva constante. El factor de agrupación (FA) que describe el patrón de radiación de potencia normalizado, de acuerdo con (Balanis, 2005), está dado por la ecuación (1).

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

donde  $\psi = kd \cos(\theta) + \beta$ ;  $N$  es el número de elementos de la agrupación, para nuestra aplicación tiene un valor de 4;  $k = 2\pi/\lambda$ , la constante de fase;  $\theta$  es el ángulo con relación al eje de la agrupación y la dirección hacia un punto de observación ubicado en campo lejano;  $\beta$  es la diferencia de fase progresiva de las corrientes de alimentación,  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal transmitida,  $d$  es la separación entre los elementos de la agrupación de antenas. En general, el campo eléctrico en zona lejana de una agrupación uniforme de antenas se expresa en (2).

$$E_{Total} = E_{debida a un solo elemento} * FA \quad (211)$$

Con base en lo expuesto, la matriz a construir debe proporcionar las características básicas de alimentación, es decir, corrientes de igual amplitud para los elementos de antena, y una diferencia de fase progresiva constante.

### 2.2. Elementos de circuitos de microondas

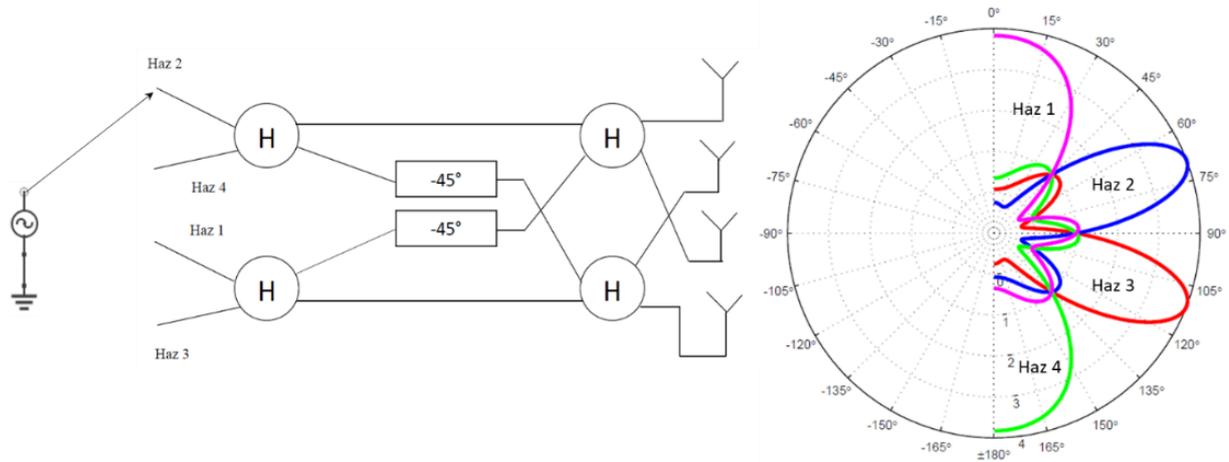
#### Matriz de Butler de 4 x 4

Se trata de un circuito pasivo de microondas de  $2^n$  puertos de entrada llamados también puertos Tx/Rx. y  $2^n$  puertos de salida o puertos de antena, las versiones más comunes son matrices de 4 x 4, 8 x 8, 16 x 16 puertos. Consta de tres elementos esenciales, acopladores híbridos, desfasadores, y cruzadores; adicionalmente de segmentos de líneas de transmisión para permitir la implementación física del diseño. Una matriz de Butler de 4 x 4, en forma ideal, debe proporcionar corrientes de alimentación con igual amplitud, y con un desfase progresivo constante  $\beta$  de 45°, -135°, 135°, -45° (Stutzman & Thiele, 2012), dependiendo del puerto de entrada en el que se ha aplicado la alimentación; de manera que sería posible transmitir cuatro haces diferentes si la matriz es utilizada como circuito de alimentación de una agrupación de cuatro antenas.

La Figura 1 esquematiza el funcionamiento básico de la matriz, nótese que en la misma no se han incluido de forma explícita los desfasadores, ni los cruzadores.

Elementos de la matriz de Butler

*Acoplador híbrido de cuadratura:* En el diseño se utilizaron híbridos de cuadratura, que son acopladores direccionales de -3 dB con una diferencia de fase de 90° entre las señales de salida. Este tipo de híbrido es fácilmente implementado con tecnología de microcinta, su geometría básica es sencilla y se la muestra en las Figuras 2 y 3a (Pozar, 2012).



**Figura 1.** Esquema básico de una matriz de Butler de 4 × 4 haces radiados de acuerdo al puerto de entrada utilizado.

Las características funcionales del híbrido de cuadratura están descritas por su matriz de dispersión  $S$ , expresada por (3). Se observa que esta matriz es simétrica, lo que indica que cualquier puerto del acoplador puede actuar como entrada. Los parámetros  $S_{14} = S_{41} = 0$ ,  $S_{31} = S_{24} = 1$ ,  $S_{21} = S_{34} = j$  muestran el funcionamiento del acoplador, esto es, las entradas están desacopladas, el puerto uno y puerto cuatro en este caso. La potencia ingresada al puerto uno se distribuye de forma equitativa entre las salidas, pero con un desfase de 90° la una de la otra.

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

*Cruzador:* Al interior de la matriz de Butler es necesario realizar un cruce físico entre dos señales, sin que se afecten sus propiedades electromagnéticas y manteniendo un alto aislamiento entre ellas. Para realizar esta tarea una opción es utilizar un cruzador. Este es un dispositivo de cuatro puertos y su construcción se puede realizar mediante varias metodologías (Auquilla & Pacheco, 2016). En el presente diseño se utiliza un cruzador de banda ancha con tecnología de microcinta. Este cruzador surge de la agrupación en cascada de dos acopladores híbridos, dando como resultado un elemento de cuatro puertos. La potencia inyectada por uno de los puertos de entrada pasa hacia el puerto acoplado correspondiente, la señal obtenida tiene un desfase de 180° respecto de la de entrada. La matriz de dispersión que lo describe se expresa en la ecuación (4).

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

*Desfasador:* El presente diseño utiliza desfasadores Schiffman (Pozar, 2012), estos elementos facilitan la introducción del desfase determinado por las condiciones específicas del diseño, para lo cual se determinan las longitudes eléctricas necesarias. Se requieren dos desfasadores de fase fija capaces de transmitir una señal de entrada hasta su salida, introduciendo un desfase, pero sin alterar la amplitud.

### 2.3. Diseño e implementación

#### Parámetros técnicos

Se utilizó un sustrato de uso común en nuestro medio como es el FR4, para lo que es necesario conocer con precisión sus datos técnicos. De los parámetros proporcionados por el fabricante el valor de la constante dieléctrica parece ser el de mayor incertidumbre, lo que dificulta el proceso de diseño. Luego de varios ensayos de validación del sustrato utilizado en la fabricación de los elementos, para una frecuencia de trabajo de 2.4 GHz, se validaron los valores de parámetros especificados en la Tabla 1. El valor de  $\epsilon_r = 4.3$  es el más inestable, y al mismo tiempo el más crítico para el diseño.

**Tabla 1.** Propiedades del sustrato FR4.

Constante dieléctrica relativa $\epsilon_r$	4.3
Tangente de pérdidas	0.015
Espesor del sustrato ( $h$ )	1.3 mm
Espesor de la capa conductora ( $t$ )	10 $\mu\text{m}$
Material del conductor	Cobre

#### Relaciones básicas utilizadas para una línea de microcinta

La velocidad de fase ( $v_p$ ) y la constante de propagación ( $\beta'$ ) en la línea de microcinta se pueden expresar como sigue (5) y (6):

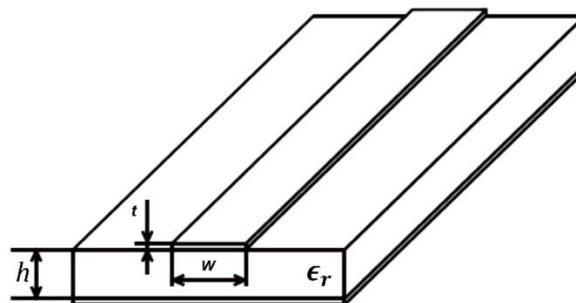
$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5)$$

$$\beta' = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (612)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz,  $\epsilon_e$  es la constante dieléctrica efectiva de la línea de microcinta,  $k_0 = 2\pi/\lambda$  es la constante de fase en el vacío, y  $\lambda$  la longitud de onda en el vacío. Debido a que algunas de las líneas de campo están en la región dieléctrica y algunas en el aire, la constante dieléctrica satisface la relación (7).

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (713)$$

donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica del material relativa al vacío.  $\epsilon_e$  depende entonces de la constante dieléctrica del sustrato, del espesor del sustrato, del ancho del conductor, y de la frecuencia (Pozar, 2012).



**Figura 2.** Geometría de una línea de microcinta.  $W$  es el ancho de la sección conductora,  $h$  es el espesor del sustrato,  $t$  es el espesor de la capa conductora,  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa del material.

En Pozar (2012) se presentan también fórmulas para la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_e$ ) (8) y la impedancia característica ( $Z_0$ ) (9):

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (814)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{para } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{para } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (915)$$

A partir de estas relaciones resulta sencillo establecer las dimensiones físicas de las líneas para una impedancia característica específica, constante dieléctrica dada, y una relación  $W/h$  conocida, como se describe en (10), (11) y (12).

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } W/h > 2 \end{cases} \quad (1016)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (11)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (12)$$

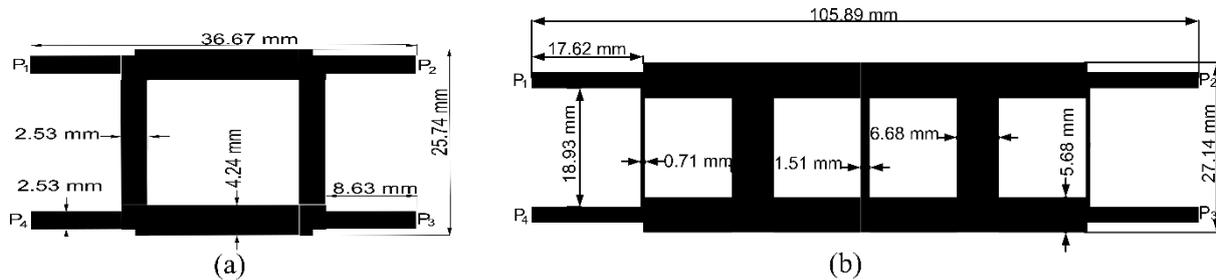
### Implementación

*Acoplador híbrido de cuadratura:* El modelo teórico es implementado de conformidad con las características del sustrato expresados en la Tabla 1, con el ancho ( $W$ ) y longitud de líneas para alcanzar la impedancia y longitud eléctrica requeridas, con  $\epsilon_r = 4.3$ . De acuerdo con (8) la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_e = 3.266$ , valor que permite cumplir con la condición (7). El espesor del sustrato de acuerdo con la Tabla 1 tiene un valor de  $h = 1.3 \text{ mm}$ , entonces las ecuaciones (9) y (10) se utilizan de la siguiente manera: para una impedancia característica de línea, por ejemplo  $Z_0 = 50 \Omega$ , la ecuación (11) da un valor de  $A = 1.515$ , y (12) el parámetro  $B = 5.7115$ . Con estos parámetros se calculan dos valores de  $W/h$ , estos son  $W/h = 1.944$ , y  $W/h = 1.946$ , dado que en este caso  $W/h < 2$  se debe escoger el primer valor. Determinado el valor de  $W/h$ , el valor de  $W$ , el ancho de la línea en microcinta, se obtiene al multiplicarlo por  $h$ ; para  $Z_0 = 50 \Omega$  se obtiene  $W = 2.53 \text{ mm}$ . Un proceso similar se puede seguir para cualquier otro valor de impedancia.

El proceso inverso también es posible, esto es, conocido el ancho de línea  $W$  se puede calcular la impedancia característica  $Z_0$  utilizando (9). Por ejemplo, en el proceso de optimización de pérdidas de inserción se modificó el ancho inicial de las líneas que componen el acoplador híbrido, en la Figura 3a se muestra un ancho de  $2.53 \text{ mm}$ , que de acuerdo con (9) representa una impedancia de  $50 \Omega$ , y para  $4.24 \text{ mm}$ , se obtiene  $35.87 \Omega$ .

Adicionalmente, la medición de parámetros de S requiere la inclusión de segmentos de líneas para conexión, por lo que la medición se realiza en un plano de referencia diferente. Las ecuaciones (5) y (6) relacionan la longitud eléctrica con la longitud física de la línea. Para la aplicación se escogió una longitud equivalente a  $45^\circ = \pi/4 \text{ rad} = \beta l$ ; entonces, utilizando (5) y (6), para una frecuencia  $f = 2.4 \text{ GHz}$  obtenemos  $\lambda = c/f = 0.125 \text{ m}$ ,  $K_0 = 2\pi/\lambda = 50.265$ ,  $\beta = 90.8393$ ,  $l = 8.63 \text{ mm}$ . El desfase de  $45^\circ$  introducido por las líneas de prueba debe ser considerado al momento de la evaluación del dispositivo. Como paso previo a la implementación física, el elemento fue simulado en ADS (Advanced Design System, un software de Keysight), el circuito implementado se muestra en la Figura 3a. Los resultados obtenidos a través de la medición de parámetros de S se presentan en la Tabla 2.

*Cruzador:* Se implementó un cruzador de banda ancha (Auquilla & Pacheco, 2016). Este elemento posee dimensiones mayores que los cruzadores convencionales básicos, el circuito implementado se muestra en la Figura 3b. El proceso de diseño es similar al descrito en el acoplador híbrido. Los resultados expresados a través de la medición de parámetros de S se encuentran en la Tabla 2.

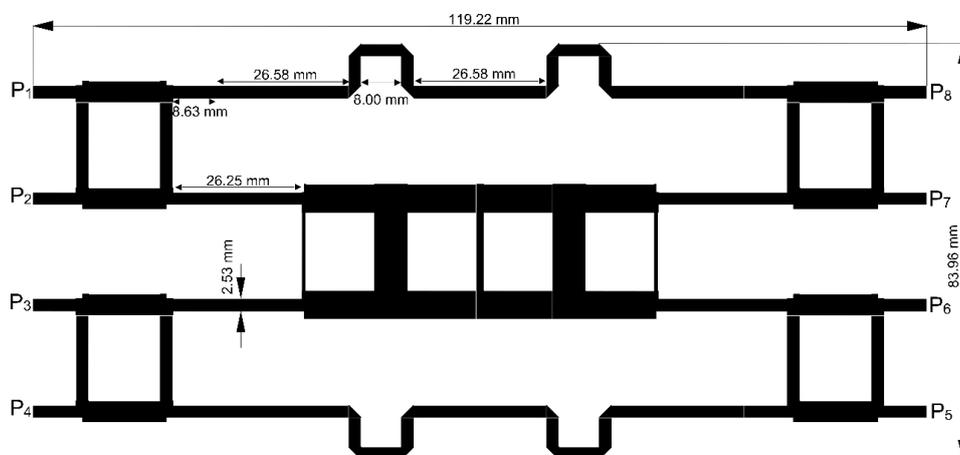


**Figura 3.** (a) Acoplador híbrido implementado; (b) Cruzador de banda ancha implementado.

*Matriz de Butler:* Los diseños de los elementos desarrollados hasta ahora se los integra para formar un circuito de microondas mayor, es decir, la matriz de Butler en un proceso aparentemente sencillo. La simple unión de los elementos particulares no conduce en primera instancia a los resultados que se plantearon como objetivo para el diseño de la matriz de Butler, esto es, alimentación con amplitud uniforme, y desfaseamiento progresivo constante; un cuidadoso proceso de ajuste es necesario con la ayuda de ADS.

Considerando que la matriz de Butler de 4x4 es un circuito de microondas de 8 puertos, lo que significa que es descrita por una matriz [S] de 8x8, por tanto, existen 64 parámetros de amplitud y 64 parámetros de fase a los que es necesario controlar. En el proceso de diseño esta tarea no se puede realizar de forma manual.

El desfaseador es el elemento que mayores modificaciones requiere, pues está sujeto a los cambios que cruzadores y divisores híbridos ocasionen, y a la ubicación física relativa de cada elemento. El ancho de las líneas de transmisión de los componentes no se modifica, al hacerlo se altera la respuesta de todo el circuito y se modifican los valores de impedancia de diseño, lo que lleva a resultados indeseados. La ventaja de actuar en el desfaseador es que la modificación consiste en ajustar su longitud; un desfaseamiento cualquiera se calcula utilizando (6) con la expresión  $\theta = \beta' l = K_0 l \sqrt{\epsilon_e}$ .



**Figura 4.** Matriz de Butler de banda ancha.

La matriz de Butler se ha formado con cuatro acopladores híbridos de -3 dB, cuatro desfaseadores y un cruzador de banda ancha, el circuito final se muestra en la Figura 4. En esta se han denominado los puertos de entrada Tx/Rx como P1, P2, P3, P4; los puertos de salida o de antena como P5, P6, P7,

P8. Nótese la concordancia existente entre el diagrama básico de la Figura 1 y el circuito diseñado de la Figura 7. En los puertos de entrada se conectará la señal a ser transmitida por la agrupación de antenas a cuyos elementos deben conectarse los puertos de salida.

Se utilizó un sustrato FR4 con las características de la Tabla 1, y las dimensiones mostradas en la Figura 4 y las de los elementos individuales indicados en la Figura 3. En el circuito ya fabricado se colocaron conectores coaxiales para la conexión de los elementos de antena y los dispositivos de pruebas.

### 3. RESULTADOS

#### 3.1. Acoplador híbrido de cuadratura

Los circuitos de microondas construidos se evaluaron mediante la medición de parámetros S; se utilizó un analizador de redes vectorial Keysight E5071C. Los valores medidos fueron corregidos para expresarlos en el plano de referencia correcto, esto es, descontando el desfase introducido por las líneas de conexión de  $45^{\circ}$ . Los resultados obtenidos se resumen en la Tabla 2 para la frecuencia objetivo de 2.4 GHz.

Se presentan los resultados correspondientes a P1, pues los circuitos son muy simétricos, por lo que los resultados relacionados a los puertos 2, 3 y 4 son similares a los expresados en la Tabla 2 para el puerto P1. Los resultados se evalúan bajo cuatro criterios: (a) Pérdidas de reflexión o pérdidas de retorno expresadas como  $S_{11}$ , un criterio es que  $S_{11} < -10 \text{ dB}$  para un resultado aceptable, significando que se acepta hasta un 10% de potencia que sea reflejada hacia la fuente. (b) Pérdidas de aislamiento o desacoplamiento expresadas por  $S_{41}$ , con un criterio similar al anterior. (c) Pérdidas de inserción expresadas para cuantificar el nivel de acoplamiento dadas por  $S_{21}$  y  $S_{31}$ . (d) Ancho de banda de  $-10 \text{ dB}$  de las pérdidas de reflexión expresado en porcentaje; este es criterio utilizado en muchos reportes.

**Tabla 2.** Parámetros S medidos: acoplador híbrido de cuadratura y cruzador.

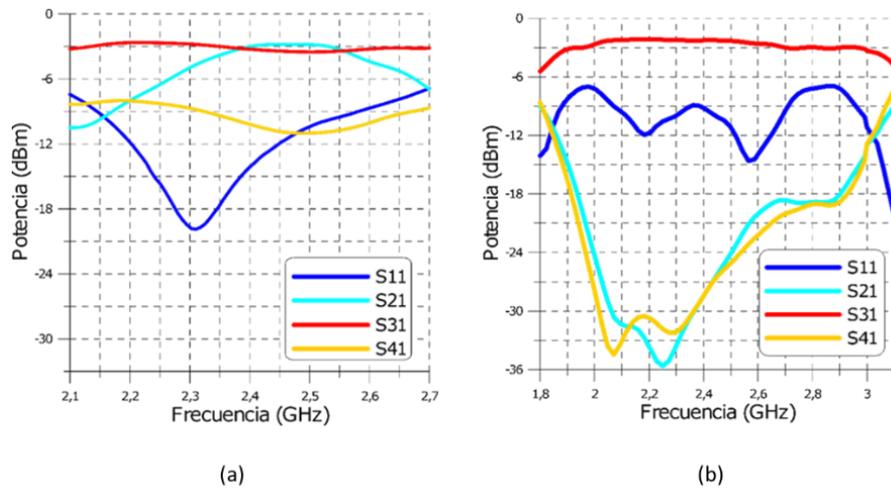
Parámetro medido	Magnitud [dB]	Fase [°]
<i>Acoplador híbrido de cuadratura</i>		
$S_{11}$	-14.14	-162.90
$S_{21}$	-3.04	-90.01
$S_{31}$	-3.29	-183.11
$S_{41}$	-10.30	127.41
<i>Cruzador</i>		
$S_{11}$	-10.35	1.90
$S_{21}$	-35.60	-179.50
$S_{31}$	-2.17	91.60
$S_{41}$	-31.25	16.70

Resultados presentados por (Seco, 2009) indican valores menores a  $-14 \text{ dB}$  para las pérdidas de reflexión, frente a un objetivo de  $-15 \text{ dB}$ . En comparación, los resultados expresados en la Tabla 2 indican un valor de  $-14.14 \text{ dB}$  similar al reportado. Las pérdidas de aislamiento son de  $-10.3 \text{ dB}$  están dentro del valor aceptado menor a  $-10 \text{ dB}$ , (Seco, 2009) reporta un valor mejor a  $-14 \text{ dB}$ . Los resultados obtenidos para los parámetros de acoplamiento, expresados a través de las pérdidas de inserción tiene un valor de  $-3 \pm 0.29 \text{ dB}$ , (Seco, 2009) reporta valores de  $-3 \pm 0.4 \text{ dB}$ .

El ancho de banda de  $-10 \text{ dB}$  de acuerdo con la Figura 5a es mayor a 200 MHz centrado en 2.4 GHz lo que implica un ancho de banda del 8.3%.

### 3.2. Cruzador

Los resultados para el cruzador podemos observarlos de manera similar a los del acoplador híbrido, se encuentran expresados en la Tabla 2, la Figura 5b los expresa en forma clara; con relación al puerto P1 las pérdidas de retorno son de  $-10.35\text{ dB}$  a 2.4 GHz, y para el ancho de banda de interés se observa que es menor a  $-10\text{ dB}$ . Las pérdidas de aislamiento  $S_{21} = -35.6$  y  $S_{41} = -31.25\text{ dB}$  resultan ser excelentes con relación a la referencia de  $-10\text{ dB}$ . Las pérdidas de inserción  $S_{32} = -2.17\text{ dB}$  resultan altas si consideramos que el valor teórico ideal era de  $0\text{ dB}$ . El ancho de banda es superior a 400 MHz.



**Figura 5.** Respuesta del módulo de los parámetros  $S$  expresados en dB relacionados al puerto P1: (a) acoplador híbrido de cuadratura, (b) cruzador de banda ancha.

### 3.3. Matriz de Butler

#### Resultados de amplitud

Los parámetros  $S$  medidos se los ha ordenado de forma matricial, (13) y (14). Se han escogido los parámetros  $S$  fundamentales para evaluar la matriz de Butler, los valores corresponden a la frecuencia de 2.4 GHz. Notemos que, al ser una matriz de ocho puertos, se genera una matriz  $[S]$  de  $8 \times 8$  elementos, sin embargo, no es necesario el análisis de los 64 parámetros.

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} \text{P1} & \text{P2} & \text{P3} & \text{P4} \end{matrix} \\ \begin{matrix} \text{P1} \\ \text{P2} \\ \text{P3} \\ \text{P4} \end{matrix} & \begin{pmatrix} -27.08 & -26.03 & -29.41 & -10.78 \\ -26.40 & -19.42 & -11.80 & -28.08 \\ -30.27 & -11.66 & -19.89 & -41.41 \\ -10.83 & -26.72 & -43.46 & -20.05 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad (17)$$

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} \text{P1} & \text{P2} & \text{P3} & \text{P4} \end{matrix} \\ \begin{matrix} \text{P5} \\ \text{P6} \\ \text{P7} \\ \text{P8} \end{matrix} & \begin{pmatrix} -9.69 & -7.33 & -7.72 & -7.59 \\ -7.35 & -8.00 & -8.16 & -7.84 \\ -7.60 & -8.25 & -8.04 & -7.63 \\ -7.44 & -7.61 & -7.24 & -9.83 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad (14)$$

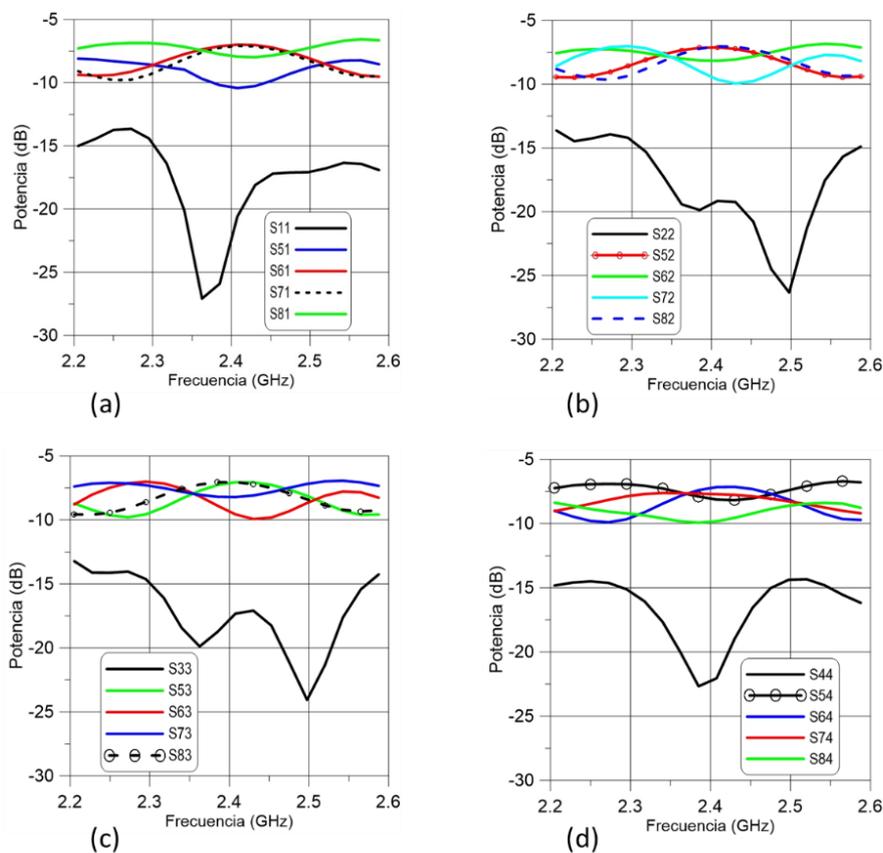
A los criterios de evaluación utilizados para el acoplador es conveniente incluir, en este caso, los criterios de desequilibrio en el acoplamiento y la diferencia o error de fase en los puertos de antena. Recordemos que el objetivo teórico es conseguir acoplamientos iguales, y una diferencia de fase constante. La matriz (13) muestra los parámetros  $S$  que permiten evaluar las pérdidas de reflexión, y las pérdidas de aislamiento para cada puerto de Tx/Rx (P1, P2, P3, P4). Los parámetros ubicados en la

diagonal de la matriz (13) corresponden a las pérdidas de reflexión,  $S_{11} = -27.08 \text{ dB}$ ,  $S_{22} = -19.42 \text{ dB}$ ,  $S_{33} = -19.89 \text{ dB}$ ,  $S_{44} = -20.05 \text{ dB}$ . Para todos los puertos las pérdidas de retorno son menores a  $-10 \text{ dB}$ .

Los restantes parámetros de (13) corresponden a las pérdidas de aislamiento o desacoplamiento entre los puertos Tx/Rx, observamos que para cada puerto hay uno con el cual el aislamiento es menor, por ejemplo para P4, el desacoplamiento con P1 es el menor obtenido  $S_{14} = -10.78 \text{ dB}$ , el aislamiento con los otros puertos tiene valores menores  $S_{24} = -28.08 \text{ dB}$ ,  $S_{34} = -41.41 \text{ dB}$ . Se puede realizar una comparación similar para P1, P2, P3.

El acoplamiento representado por las pérdidas de inserción se representa en la matriz (14). Idealmente, todos los valores de esta matriz deberían ser iguales, sin embargo, esto no sucede, razón por la cual se incluye un criterio de desequilibrio que da cuenta de las variaciones obtenidas. Este criterio expresa en valor medio obtenido y su diferencia con los máximos. Para nuestro caso las pérdidas de acoplamiento fueron de  $-7.91 \pm 0.73 \text{ dB}$ .

Los resultados de magnitud también se presentan en forma gráfica en la Figura 6. Cada gráfica muestra el comportamiento de los parámetros de acoplamiento para los puertos que serán conectados a los elementos de antena. Adicionalmente, se ha graficado el parámetro de reflexión del puerto de entrada evaluado. Las gráficas permiten apreciar el comportamiento en todo el ancho de banda de la matriz de Butler, adicionalmente el ancho de banda de  $-10 \text{ dB}$  de 200 MHz es cumplido en todos los puertos.



**Figura 6.** Resultado de parámetros  $S$ , cada figura muestra los parámetros de reflexión y de acoplamiento para los puertos P1, P2, P3, P4.

Resultados de fase

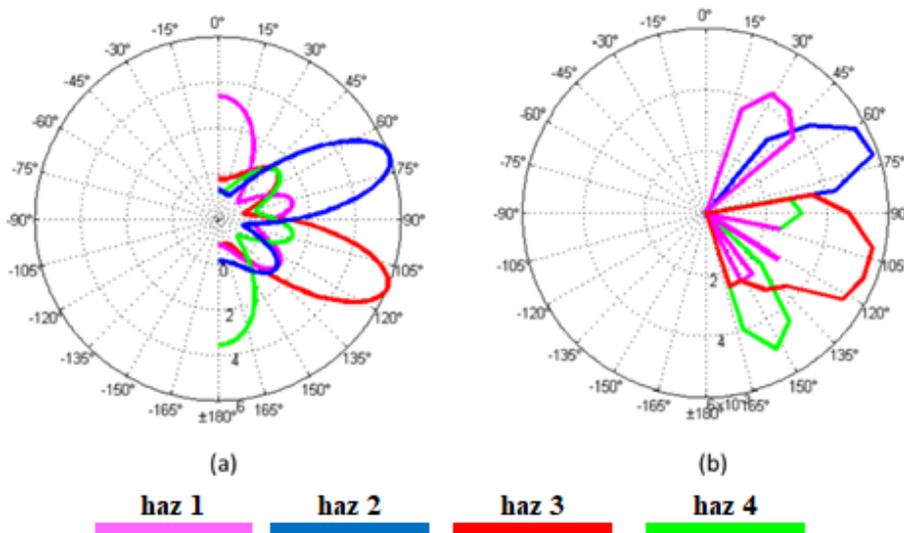
Los resultados de fase relacionados con señales de prueba aplicadas a los puertos P1 a P4 se muestran en la Tabla 3; en forma ideal la diferencia debe ser constante, situación que no se obtiene en la práctica por lo que es necesario considerar las diferencias obtenidas.

**Tabla 3.** Diferencia progresiva de fase  $\beta$  obtenida en los puertos de antena.

Puerto de aplicación de señal	Diferencia de fase $\beta$ [°]	Error de fase máximo [°]
P1	49	18
P2	-131	-13
P3	130	14
P4	-47	16

Con el propósito de visualizar en forma gráfica los resultados obtenidos se conectó la matriz de Butler a una agrupación de antenas tipo *patch* formada por cuatro radiadores separados una distancia  $d = 0.35 \lambda$ . Si bien no se contó con los equipos de medición adecuado para una medición precisa del patrón de radiación, los resultados obtenidos en un laboratorio de enseñanza permiten visualizar el comportamiento del patrón de radiación constatando el efecto causado por la matriz de Butler.

En la Figura 7 se presentan dos patrones, el primero es el resultado de la simulación en Matlab utilizando (1) y (2). Los haces 1 y 4 muestran una desviación de aproximadamente 15° ocasionado por el error de fase detectado.



**Figura 7.** Patrones de radiación (a) simulación en Matlab, (b) Patrón de radiación medido.

#### 4. DISCUSIÓN

Con el propósito de evaluar los resultados obtenidos para la matriz implementada en la Tabla 4 se presenta una comparación del estado del arte de las matrices de Butler. Talbi, Seddiki, & Ghanem, (2013) y Messaoudene *et al.* (2017) presentan diseños para un gran ancho de banda, 3,1 GHz a 10.6 GHz. Gandini, Ettorre, Sauleau, & Grbic (2013) presentan un diseño orientado a miniaturizar la implementación física. Nuestros resultados son comparables con el los de ese diseño y a los reportados por Collado, Grau, & Flaviis (2005), Zhou *et al.* (2014), y (Zulkifli *et al.*, 2015). Observando los resultados obtenidos para las pérdidas de retorno, ancho de banda, amplitud de salida, desequilibrio de amplitud de salida, nuestros valores son comparables a los de las referencias. Se podría observar un desacoplamiento bajo,  $-10.78 \text{ dB}$ ; Zhou *et al.* (2014) reportan un valor de  $-15.3 \text{ dB}$ , sin embargo, el valor obtenido es menor a  $-10 \text{ dB}$ . El error de fase medido de  $18^\circ$  resulta ser muy alto, comparable al reportado por Gandini *et al.* (2013), y mayor al reportado por Collado *et al.* (2005).

Collado *et al.* (2005) utilizan un sustrato RO3006, mientras que Zhou *et al.*, 2014 utilizan el sustrato RT5880, nuestra implementación utiliza FR4, sustrato que resultó ser inestable en cuanto al valor de la constante dieléctrica.

**Tabla 4.** Comparación de parámetros de desempeño de matrices de Butler.

	$f_0$ (*)	Ancho de banda 10 dB	Pérdidas de retorno	Aislamiento	Amplitud de salida promedio	Desequilibrio de amplitud	Error de fase
Collado <i>et al.</i> (2005)	2.4 GHz	-	-28.0 dB	-30 dB	-6.7 dB	0.8 dB	13.50°
Wang, Ma, & Yang, (2007)	1.0 GHz	10.7%	-32.7 dB	-	-8.6 dB	-	7.47°
Xu, Wang, & Wang, (2011)	1.8 GHz	14%	-25.6 dB	-	-7.5 dB	1.3 dB	-
Gandini <i>et al.</i> (2013)	1 GHz	8%	-10.0 dB	-10 dB	-7.9 dB	1.5 dB	20°
Talbi <i>et al.</i> (2013)	-	(**)	-10.0 dB	-	-6.0 dB	2.0 dB	-
Tian <i>et al.</i> (2014)	6 GHz	20%	-24.1 dB	-	-7.03 dB	0.4 dB	0.9°
Zhou <i>et al.</i> (2014)	2.45 GHz	-	-16.5 dB	-15.3 dB	-6.27 dB	0.1 dB	4°
Zulkifli <i>et al.</i> (2015)	2.35 GHz	8.5%	-26.0 dB	-20 dB	-9.35 dB	0.9 dB	-
Messaoudene <i>et al.</i> (2017)	-	(**)	-13.26 dB	-22 dB	-6.0 dB	4.8 dB	15°
Este trabajo	2.4 GHz	8.3%	-19.42 dB	-10.78 dB	-7.91 dB	0.73 dB	18°

(\*) Frecuencia objetivo

(\*\*) 3.1 a 10.6 GHz

## 5. CONCLUSIONES

En este trabajo se reportan los resultados de un diseño sencillo de matriz de Butler  $4 \times 4$  implementada en un sustrato FR4. Se han obtenido valores comparables a los que han sido reportados en otros estudios, siendo necesario proponer modificaciones para mejorar los parámetros de aislamiento y error de fase. Los resultados obtenidos muestran pérdidas de retorno de  $-19.42$  dB, un valor de aislamiento o desacoplamiento de  $-10.78$  dB, acoplamiento de  $-7.91$  dB, con un desequilibrio de  $0.73$  dB. El error de fase es relativamente alto de  $18^\circ$ .

## AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Técnica Particular de Loja al brindarnos facilidades de acceso al analizador vectorial de redes y el software de simulación.

## REFERENCIAS

- Auquilla, D., Pacheco, D. (2016). *Diseño e implementación de una matriz de Butler de 4x4*. Tesis de pregrado, Universidad de Cuenca, Cuenca. Retrieved from <http://dspace.ucuenca.edu.ec/handle/123456789/25900>
- Balanis, C. A. (2005). *Antenna theory: Analysis and design* (3<sup>rd</sup> ed.). Hoboken, NJ: Wiley-Blackwell.
- Butler, J. (1961). Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas. *Electronic Design*, 9(8), 170-173.
- Collado, C., Grau, A., Flaviis, F. D. (2005). *Dual-band Butler matrix for WLAN systems*. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 4 p. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2005.1517201>
- Gandini, E., Ettore, M., Sauleau, R., Grbic, A. (2013). A lumped-element unit cell for beam-forming networks and its application to a miniaturized Butler matrix. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(4), 1477-1487. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2013.2248744>

- Leclerc, C., Aubert, H., Ali, A., Annabi, A., Romier, M. (2012). The close-form solution for symmetric Butler matrices. *Progress in Electromagnetics Research*, 26, 167-179. <https://doi.org/10.2528/PIERC11111403>
- Messaoudene, I., Youssouf, H., Bilal, M., Belazzoug, M., Aidel, S. (2017). *Performance improvement of multilayer Butler matrix for UWB beamforming antenna*. In: 2017 Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT) (pp. 1-4). <https://doi.org/10.1109/DAT.2017.7889156>
- Milligan, T. (2005). *Modern antenna design* (2<sup>nd</sup> ed., Vol. 1). Wiley-IEEE Press: Retrieved from <http://www.wiley.com/WileyCDA/WileyTitle/productCd-0471457760,miniSiteCd-IEEE2.html>
- Pozar, D. (2012). *Microwave engineering* (4<sup>th</sup> ed.). New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Ltd. Retrieved from <http://www.wiley.com/college>
- Stutzman, W., Thiele, G. (2012). *Antenna theory and design* (3<sup>rd</sup> ed.). New Jersey, USA: Wiley. Retrieved from <https://www.wiley.com/en-us/Antenna+Theory+and+Design%2C+3rd+Edition-p-9780470576649>
- Talbi, A., Seddiki, M. L., Ghanem, F. (2013). *A compact 4x4 Butler matrix for UWB applications*. In: 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI) (pp. 1010-1011). <https://doi.org/10.1109/APS.2013.6711165>
- Tian, G., Yang, J. P., Wu, W. (2014). A Novel Compact Butler Matrix Without Phase Shifter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 24(5), 306-308. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2014.2306898>
- Wang, C. W., Ma, T. G., Yang, C. F. (2007). A new planar artificial transmission line and its applications to a miniaturized Butler matrix. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(12), 2792-2801. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.909474>
- Xu, H. X., Wang, G. M., Wang, X. (2011). Compact Butler matrix using composite right/left handed transmission line. *Electronics Letters*, 47(19), 1081-1083. <https://doi.org/10.1049/el.2011.2135>
- Zhou, C., Fu, J., Sun, H., Wu, Q. (2014). *A novel compact dual-band Butler matrix design*. In: Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (pp. 1327-1330). <https://doi.org/10.1109/APCAP.2014.6992767>
- Zulkifli, F. Y., Chasanah, N., Basari, Rahardjo, E. T. (2015). *Design of Butler matrix integrated with antenna array for beam forming*. In: 2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP) (pp. 1-4).