

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE
BEAMFORMING UTILIZANDO UNA MATRIZ DE BUTLER
COMPACTA PARA LAS BANDAS AWS Y PCS 1900 MHZ**

Tesis para optar el Título de Ingeniero de las Telecomunicaciones, que presenta
el bachiller:

RAFAEL DAVID CERNA LOLI

ASESOR: Dr. Manuel Augusto Yarlequé Medina

Lima, diciembre de 2014

Resumen

El trabajo desarrollado en la presente tesis consiste en diseñar e implementar un sistema de *beamforming* utilizando una Matriz de Butler compacta para las bandas AWS y PCS 1900 MHz, que son usadas en Perú para desplegar redes de comunicación móvil 4G y 3G.

El primer capítulo presenta una descripción del marco problemático actual sobre la importancia del uso de los sistemas de *beamforming*. Luego, se señala la hipótesis planteada cuando se inició el desarrollo de la tesis. Posteriormente, se definen los conceptos teóricos para poder entender el funcionamiento y problemática de los sistemas de *beamforming*. Finalmente, se muestra el estado del arte con las últimas aplicaciones de las Matrices de Butler como redes de *beamforming*.

En el segundo capítulo se exponen los objetivos y requerimientos de operación del sistema de *beamforming*, y las razones del uso de la Matriz de Butler como sistema de *beamforming*. Luego, se discute sobre los componentes individuales que forman a la Matriz de Butler y los modelos de implementación elegidos para cada uno de ellos.

El tercer capítulo consiste en el diseño e implementación de la Matriz de Butler. Primero, se expone el proceso de optimización de los componentes individuales. Segundo, se muestra el proceso de diseño e implementación de la Matriz de Butler. Finalmente, se explica el diseño e implementación de las antenas impresas elegidas para ser usadas en el arreglo de antenas que será alimentado por la Matriz de Butler.

El cuarto capítulo comienza explicando las técnicas posibles y la metodología usada para la medición de los patrones de radiación generados por las antenas al usar a la Matriz de Butler como red de *beamforming*. Luego, se muestran los resultados finales obtenidos y se culmina con la discusión sobre la funcionalidad de la Matriz de Butler como sistema de *beamforming*.

Por último, se presentan las conclusiones y recomendaciones a las que se llegó después de terminar la presente tesis.

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

Título : Diseño e implementación, de un sistema de *beamforming* utilizando una Matriz de Butler compacta para las bandas AWS y PCS 1900 MHz

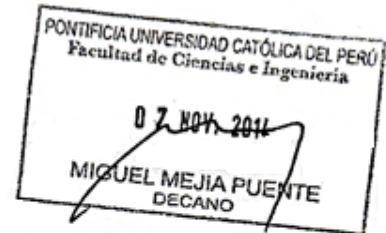
Área : Redes microondas 4 2 7 9

Asesor : Dr. Manuel Augusto Yarlequé Medina

Alumno : Rafael David Cerna Loli

Código : 20101107

Fecha : 09 de octubre de 2014



Descripción y Objetivos

En las redes de comunicaciones inalámbricas actuales, debido al incremento exponencial de usuarios cada día, existe una necesidad de mayores capacidades de velocidad, tanto en el *uplink* y *downlink*, entre los terminales móviles y las estaciones base. Por esta razón, los arreglos de antenas de las estaciones base y repetidoras están siendo diseñadas con variadas configuraciones y técnicas para poder transmitir y recibir con cada vez mayores tasas de bit.

Una de estas técnicas es denominada *beamforming*. El *beamforming* consiste en manipular el patrón de radiación de un arreglo de antenas para crear una 'antena inteligente' capaz de cubrir una mayor área geográfica, proveer mayor relación señal a ruido (SNR), mayor capacidad de velocidad y diversidad espacial al mismo tiempo que minimiza las interferencias.

Una de las redes de *beamforming* más utilizadas es la Matriz de Butler por sus múltiples ventajas como el uso de solo componentes pasivos (acopladores híbridos y variadores de fase), longitud de recorrido mínimo, señales de salida ortogonales y escaneo continuo de un espacio geográfico son movimientos mecánicos. Sin embargo, el diseño tradicional de una Matriz de Butler a menudo resulta en un área grande de implementación y, por ello, se ha realizado investigación a fin de miniaturizar los elementos que la componen, al mismo tiempo que se mantiene su funcionamiento en un gran rango de frecuencias.

El objetivo de la presente tesis es diseñar un sistema de *beamforming* con una Matriz de Butler 8x8, implementada en líneas microstrip con acopladores *branch-line* compactos y variadores de fase de tipo Schiffman. Adicionalmente, se incluirá un arreglo de 8 antenas impresas quasi-Yagi direccionales. El sistema de *beamforming* operará entre 1.71 GHz y 2.155 GHz con niveles de aislamiento y pérdidas de retorno menores a -10 dB para cubrir las bandas AWS y PCS 1900 MHz que son usadas en Perú para desplegar redes de comunicaciones móviles 4G y 3G.

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

Título : .Diseño e implementación de un sistema de *beamforming* utilizando una Matriz de Butler compacta para las bandas AWS y PCS 1900 MHz

Índice

Introducción

1. Marco problemático y estado del arte
2. Consideraciones para el diseño de la Matriz de Butler y el arreglo de antenas
3. Diseño e implementación del sistema de *beamforming*
4. Resultados finales del funcionamiento del sistema de *beamforming*

Conclusiones

Recomendaciones

Bibliografía

Anexos

Máximo: 100 páginas

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
Especialidad de Ingeniería de las Telecomunicaciones


Ing. GUMERCENDO BARTRA GARDINI
Coordinador



Dedicatoria



Para mi otro lado del cielo

Agradecimientos

A Dios, por haberme dado una vida para vivir en este mundo.

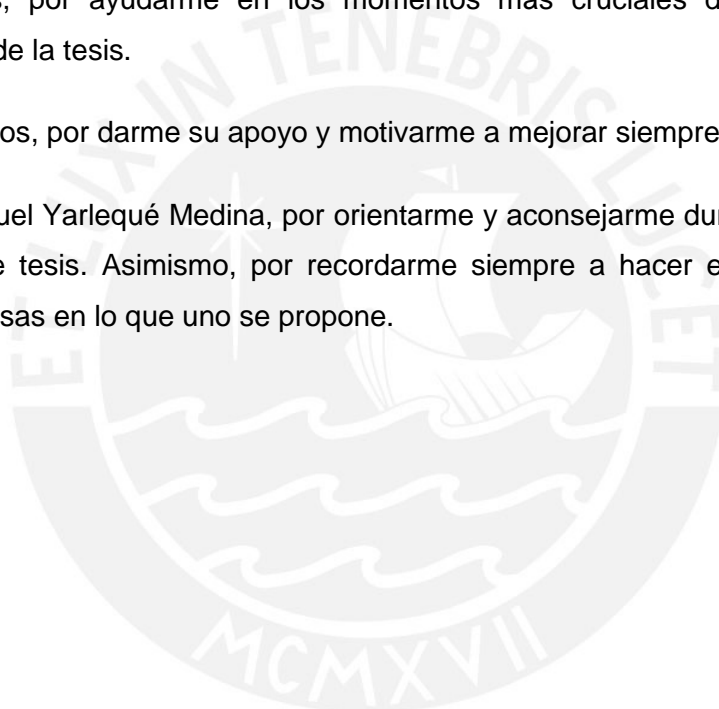
A mis padres, por todo el sacrificio y amor que demuestran por mí desde que era niño, y por enseñarme a dar siempre todo mi esfuerzo. Estoy agradecido porque nací de buenos padres.

A mi hermano, por ser mi amigo desde que tengo memoria.

A mis tíos, por ayudarme en los momentos más cruciales de mediciones en el desarrollo de la tesis.

A mis amigos, por darme su apoyo y motivarme a mejorar siempre.

Al Dr. Manuel Yarlequé Medina, por orientarme y aconsejarme durante el desarrollo de la presente tesis. Asimismo, por recordarme siempre a hacer el mejor trabajo y no poner excusas en lo que uno se propone.



Índice

Resumen	ii
Índice.....	vii
Lista de figuras	x
Lista de tablas.....	xv
Introducción.....	1
Capítulo 1 Marco problemático y estado del arte.....	3
1.1 Marco problemático	3
1.2 Hipótesis	4
1.3 Fundamentos teóricos	5
1.3.1 Líneas microcinta	5
1.3.2 Matriz de parámetros S	8
1.3.3 Acopladores híbridos de cuadratura.....	8
1.3.4 Matriz de Butler	10
1.3.5 Arreglo de antenas.....	11
1.3.5.1 Elementos del arreglo de antenas.....	12
1.3.6 Sistemas de antenas inteligentes (SAS)	14
1.3.6.1 <i>Beamforming</i>	16
1.3.6.2 Tipos de SAS	17
1.3.6.2.1 SAS con beamforming de haz conmutado.....	17
1.3.6.2.2 SAS con beamforming adaptativo	18
1.4 Estado del arte	20
1.4.1 Diseño de Matriz de Butler en tecnología SiGe BiCMOS	20
1.4.2 Diseño de una Matriz de Butler para aplicaciones ultra banda (UWB).....	21
Capítulo 2 Consideraciones para el diseño del sistema de beamforming y el arreglo de antenas.....	25
2.1 Objetivos	25
2.1.1 Objetivo general	25
2.1.2 Objetivos específicos	25

2.2 Requisitos del sistema de beamforming	26
2.2.1 Rango de operación.....	26
2.2.2 Elección del tipo de beamforming.....	27
2.2.3 Requerimientos de la red de beamforming.....	28
2.2.4 Requerimientos del arreglo de antenas.....	29
2.3 Análisis de los acopladores híbridos de cuadratura.....	30
2.3.1 Limitaciones del diseño tradicional.....	30
2.3.2 Métodos para superar las limitaciones del diseño tradicional.....	32
2.3.3 Modelo de utilización.....	34
2.4 Análisis de los variadores de fase	35
2.4.1 Limitaciones del diseño tradicional.....	35
2.4.2 Métodos para superar las limitaciones del diseño tradicional.....	35
2.4.3 Modelo de utilización.....	36
2.5 Análisis de las antenas microcinta.....	37
2.5.1 Limitaciones del diseño tradicional.....	37
2.5.2 Métodos para superar las limitaciones del diseño tradicional.....	39
2.5.3 Modelo de utilización.....	40
Capítulo 3 Diseño e implementación del sistema de beamforming.....	42
3.1 Metodología general del diseño e implementación	42
3.2 Elección del sustrato para la implementación.....	44
3.3 Acoplador híbrido de cuadratura.....	44
3.3.1 Diseño.....	44
3.3.2 Implementación.....	49
3.4 Variadores de fase tipo Schiffman	52
3.4.1 Variador de fase tipo Schiffman de 22.5°	54
3.4.1.1 Diseño.....	54
3.4.1.2 Implementación.....	55
3.4.2 Variador de fase tipo Schiffman de 45°	57
3.4.2.1 Diseño.....	57
3.4.2.2 Implementación.....	59
3.4.3 Variador de fase tipo Schiffman paralelo de 67.5°	60
3.4.3.1 Diseño.....	60
3.4.3.2 Implementación.....	62

3.5 Matriz de Butler 8x8.....	64
3.5.1 Diseño.....	64
3.5.2 Implementación.....	67
3.6 Antena quasi Yagi	69
3.6.1 Diseño.....	69
3.6.2 Implementación.....	72
Capítulo 4 Resultados finales del funcionamiento del sistema de beamforming...	74
.....
4.1 Técnicas de medición del patrón de radiación de una antena	74
4.1.1 Cámara anecóica	74
4.1.2 Medición al espacio libre	76
4.2 Método usado para la medición de los patrones de radiación	77
4.3 Resultados de la medición de los patrones de radiación de la antena quasi Yagi.....	80
4.4 Arreglo de antenas quasi Yagi.....	82
4.5 Resultados finales del funcionamiento del sistema de beamforming	84
Conclusiones y recomendaciones	88
• Conclusiones	88
• Recomendaciones	91
Bibliografía.....	92
ANEXOS	96

Lista de figuras

FIGURA 1-1: VELOCIDADES EN TECNOLOGÍAS DE COMUNICACIÓN MÓVIL.....	3
FIGURA 1-2 LÍNEA DE TRANSMISIÓN MICROCINTA (a) GEOMETRÍA (b) LÍNEAS DE CAMPO ELÉCTRICO Y MAGNÉTICO (MODO CUASI-TEM).....	5
FIGURA 1-3: (a) LÍNEA DE TRANSMISIÓN MICROCINTA. (b) MEDIO EQUIVALENTE AL SUSTRATO Y AIRE PARA EL ANÁLISIS DE LA LÍNEA MICROCINTA.....	6
FIGURA 1-4: ACOPLADOR DIRECCIONAL HÍBRIDO DE CUADRATURA.....	9
FIGURA 1-5: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8.....	10
FIGURA 1-6: DIAGRAMA GENERAL DE UN ARREGLO DE ANTENAS.....	13
FIGURA 1-7: BEAMFORMING EN UN SAS DE 2 ELEMENTOS.....	16
FIGURA 1-8: (a) SAS DE HAZ CONMUTADO (b) RECEPCIÓN DEL SOI (FLECHA GRIS) Y SNOI (FLECHAS PÚRPURAS) EN UN SAS DE HAZ CONMUTADO	17
FIGURA 1-9: (a) SAS ADAPTATIVO (b) RECEPCIÓN DEL SOI (FLECHA GRIS) Y SNOI (FLECHAS PÚRPURAS) EN UN SAS ADAPTATIVO	19
FIGURA 1-10: (a) MICROGRAFÍA DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8 EN TECNOLOGÍA BICMOS. (b) PROTOTIPO DEL SISTEMA DE BEAMFORMING IMPLEMENTADO ..	20
FIGURA 1-11: MICROGRAFÍA DE MATRIZ DE BUTLER 4X4 CON FASES DE AMPLIFICACIÓN DEL SISTEMA DE BEAMFORMING	21
FIGURA 1-12: PROTOTIPO FABRICADO DE MATRIZ DE BUTLER 8X8 DE ULTRA BANDA	22
FIGURA 1-13: ERRORES DE FASE ENTRE LOS PUERTOS DE SALIDA DE LA MATRIZ DE BUTLER DE ULTRA BANDA 8X8	22
FIGURA 1-14: (a) MATRIZ DE BUTLER 4X4 DE ULTRA BANDA (b) RESPUESTA EN AMPLITUD Y FASE DE LA MATRIZ DE BUTLER IMPLEMENTADA	23
FIGURA 1-15: (a) DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA MATRIZ DE BUTLER 4X4 DE ULTRA BANDA, (b) PROTOTIPO IMPLEMENTADO	24
FIGURA 1-16: DISTRIBUCIÓN DE LOS SUSTRATOS USADOS EN LA MATRIZ DE BUTLER 4X4 DE ULTRA BANDA.....	24
FIGURA 2-1: PATRONES DE RADIACIÓN TÍPICOS DE UN ARREGLO DE ANTENAS ALIMENTADAS CON UNA MATRIZ DE BUTLER 8X8 (a) NIVEL DE CRUCE DE HAZ, (b) NIVEL DE LOS LÓBULOS LATERALES Y (c) ANCHO DE HAZ.....	30
FIGURA 2-2: GEOMETRÍA DEL ACOPLADOR HÍBRIDO TIPO BRANCH-LINE	31

FIGURA 2-3: (a) RESPUESTA EN AMPLITUD PARA EL ACOPLADOR HÍBRIDO (b) DIFERENCIA DE FASES ENTRE LOS PUERTOS DE SALIDA DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA	31
FIGURA 2-4: ACOPLADORES HÍBRIDOS DE CUADRATURA DE BANDA ANCHA: (a) MODELO DE 3 BRAZOS Y (b) MODELO DE 4 BRAZOS	33
FIGURA 2-5: ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON COMPONENTES DE MONTAJE SUPERFICIAL	33
FIGURA 2-6: PROTOTIPOS DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA DE BANDA ANCHA CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN SINTETIZADAS.....	34
FIGURA 2-7: VARIACIÓN DE FASE EN GRADOS AL UTILIZAR UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	35
FIGURA 2-8: (a) DESFASE DE LAS LÍNEAS ACOPLADAS Y LA LÍNEA DE REFERENCIA Y (b) RESPUESTA DE FASE DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN.....	36
FIGURA 2-9: VARIADORES DE FASE TIPO SCHIFFMAN (a) ESTÁNDAR (b) DOBLE (c) CON SECCIONES ESCALONADAS (d) EN PARALELO	37
FIGURA 2-10: ANTENA MICROCINTA DE TIPO PARCHE	38
FIGURA 2-11: ANTENA MICROCINTA DE BANDA ANCHA CON PARCHES RESONADORES DIRECTAMENTE ACOPLADOS (a) GEOMETRÍA, (b) PÉRDIDA DE RETORNO.....	39
FIGURA 2-12: ANTENA DE BANDA ANCHA CON RANURA EN U (a) GEOMETRÍA (b) PÉRDIDAS DE RETORNO.....	40
FIGURA 2-13: PLANO DE LA ANTENA QUASI YAGI	41
FIGURA 3-1: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUATRO BRAZOS.....	45
FIGURA 3-2: (a) LÍNEA DE TRANSMISIÓN CONVENCIONAL (b) MODELO DE SÍNTESIS CON UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN SERIE Y DOS BRAZOS EN CIRCUITO ABIERTO.....	45
FIGURA 3-3: (a) BRAZO EN CIRCUITO ABIERTO (b) BRAZO EN CIRCUITO ABIERTO CON IMPEDANCIAS ESCALONADAS	47
FIGURA 3-4: DISEÑO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA	48
FIGURA 3-5: RESPUESTA EN MAGNITUD SIMULADA DE LOS PARÁMETROS S PARA EL PUERTO 1 DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA.....	48

FIGURA 3-6: (a) DIFERENCIA DE AMPLITUDES Y (b) DIFERENCIA DE FASES DE LAS SEÑALES DE SALIDA SIMULADAS DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA..... 49

FIGURA 3-7: SEGUNDO PROTOTIPO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA IMPLEMENTADO EN SUSTRATO RO3003 50

FIGURA 3-8: RESPUESTA EN MAGNITUD DEL SEGUNDO PROTOTIPO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA 51

FIGURA 3-9: MEDICIONES DE (a) DIFERENCIA DE AMPLITUDES Y (b) DIFERENCIA DE FASES DE LAS SEÑALES DE SALIDA DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA..... 51

FIGURA 3-10: DIMENSIONES DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA EN MILÍMETROS 52

FIGURA 3-11: VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN Y SU RESPUESTA TÍPICA DE FASE 53

FIGURA 3-12: DISEÑO DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5° 55

FIGURA 3-13: DIFERENCIA DE FASES SIMULADA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5° 55

FIGURA 3-14: VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5° IMPLEMENTADO EN SUSTRATO RO3003..... 56

FIGURA 3-15: DIFERENCIA DE FASES MEDIDA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5° 56

FIGURA 3-16: DIMENSIONES DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5° EN MILÍMETROS 57

FIGURA 3-17: DISEÑO DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45° 58

FIGURA 3-18: DIFERENCIA DE FASES SIMULADA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45° 58

FIGURA 3-19: VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45° IMPLEMENTADO EN SUSTRATO RO3003..... 59

FIGURA 3-20: DIFERENCIA DE FASES MEDIDA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45° 59

FIGURA 3-21: DIMENSIONES DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45° EN MILÍMETROS 60

FIGURA 3-22: DISEÑO DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 67.5° 62

FIGURA 3-23: DIFERENCIA DE FASES SIMULADA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 67.5°	62
FIGURA 3-24: VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN PARALELO DE 67.5° IMPLEMENTADO EN SUSTRATO RO3003.....	63
FIGURA 3-25: DIFERENCIA DE FASES MEDIDA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN PARALELO DE 67.5°	63
FIGURA 3-26: DIMENSIONES DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 67.5° EN MILÍMETROS	64
FIGURA 3-27: DISEÑO DE LAS PARTES DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8 (a) ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON VARIADOR DE FASE DE 67.5° (b) ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON VARIADOR DE FASE DE 22.5° (c) MATRIZ DE BUTLER 4X4.....	65
FIGURA 3-28: RESPUESTA EN MAGNITUD SIMULADA DE LOS PARÁMETROS S PARA EL PUERTO DE ENTRADA 1 DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8.....	66
FIGURA 3-29: DIFERENCIA DE FASES SIMULADAS ENTRE LOS PUERTOS DE SALIDA PARA EL PUERTO DE ENTRADA 1 DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8	66
FIGURA 3-30: PARTES DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8 IMPLEMENTADAS EN SUSTRATO RO3003 (a) ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON VARIADOR DE FASE DE 67.5° (b) ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON VARIADOR DE FASE DE 22.5° (c) MATRIZ DE BUTLER 4X4.....	67
FIGURA 3-31: MATRIZ DE BUTLER 8X8 IMPLEMENTADA EN SUSTRATO RO3003	68
FIGURA 3-32: RESPUESTA EN MAGNITUD MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S PARA EL PUERTO DE ENTRADA 1 DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8.....	68
FIGURA 3-33: DIFERENCIA DE FASES MEDIDAS ENTRE LOS PUERTOS DE SALIDA PARA EL PUERTO DE ENTRADA 1 DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8	69
FIGURA 3-34: DISEÑO DE LA ANTENA QUASI YAGI.....	70
FIGURA 3-35: RESPUESTA EN MAGNITUD SIMULADA DE LOS PARÁMETROS S DE LA ANTENA QUASI YAGI	70
FIGURA 3-36: PATRONES DE RADIACIÓN SIMULADOS DE LA ANTENA QUASI YAGI EN (a) 1.7325 GHz, (b) 1.88 GHz, (c) 1.96 GHz Y (d) 2.1325 GHz	71
FIGURA 3-37: ANTENA QUASI YAGI IMPLEMENTADA EN SUSTRATO FR-4	72
FIGURA 3-38: RESPUESTA EN MAGNITUD MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S DE LA ANTENA QUASI YAGI	73

FIGURA 4-1: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL MÉTODO DE MEDICIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN DENTRO DE UNA CÁMARA ANECÓICA	75
FIGURA 4-2: MÉTODO DE MEDICIÓN DE LOS PATRONES DE RADIACIÓN	77
FIGURA 4-3: VISUALIZACIÓN DE LA SEÑAL A 2.1325 GHz RECIBIDA POR LA ANTENA DE REFERENCIA EN EL ANALIZADOR DE ESPECTRO	78
FIGURA 4-4: ELECCIÓN DEL PUERTO DE ENTRADA DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8.....	79
FIGURA 4-5: PATRONES DE RADIACIÓN MEDIDOS DE LA ANTENA QUASI YAGI A (a) 1.7325 GHz, (b) 1.88 GHz, (c) 1.96 GHz Y (d) 2.1325 GHz.....	81
FIGURA 4-6: ARREGLO IMPLEMENTADO DE 8 ANTENAS QUASI YAGI.....	82
FIGURA 4-7: PROTOTIPO FINAL DEL SISTEMA DE BEAMFORMING	83
FIGURA 4-8: PATRONES DE RADIACIÓN GENERADOS POR CADA UNO DE LOS OCHOS PUERTOS DEL SISTEMA DE BEAMFORMING MEDIDOS (a) A 1.7325 GHz, (b) A 1.88 GHz, (c) A 1.96 GHz Y (d) A 2.1325 GHz.....	85

Lista de tablas

TABLA 1-1: CARACTERÍSTICAS Y BENEFICIOS DE LOS SAS	14,15
TABLA 2-1: RANGOS DE FRECUENCIA PARA LAS BANDAS AWS Y PCS 1900 MHz	26
TABLA 2-2: DISTRIBUCIÓN DE FASES TEÓRICA EN LOS PUERTOS DE SALIDA DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8.....	29
TABLA 4-1: RESUMEN DE LOS RESULTADOS FINALES MEDIDOS DEL DESEMPEÑO DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8 COMPACTA COMO SISTEMA DE BEAMFORMING.....	86



Introducción

En los sistemas de comunicación móvil actuales, a diferencia de las redes de primera generación, las capacidades demandadas de las velocidades en los enlaces *uplink* y *downlink* entre los terminales móviles y las estaciones bases están experimentando un incremento cada vez más exponencial. Sin embargo, al mismo tiempo que aumenta la demanda de velocidades, también se requiere que se mantenga la calidad del servicio ofrecido a los usuarios mientras ellos se movilizan dentro del área de cobertura de la estación base.

Para lograr esto, en las tecnologías de comunicación móvil de segunda y tercera generación (2G y 3G) se ha buscado satisfacer esta demanda de velocidades mediante el desarrollo en los protocolos usados y las técnicas de modulación, codificación y modo de acceso al medio. Si bien es cierto que el avance e investigación en estas características de las redes móviles permitieron un incremento en la capacidad de las velocidades, a menudo se mostró negligencia en el desarrollo y evolución de la red de acceso, específicamente en la mejora de las tecnologías de las antenas de las estaciones base, que son los elementos que permiten comunicar a los usuarios con la red móvil mediante la interfaz de aire donde los recursos del espectro radioeléctrico disponible son limitados y deben aprovecharse lo mejor posible. El uso de antenas sectoriales y con patrones de radiación fijo derivaba en un desempeño ineficiente al intentar ofrecer servicio a todos los usuarios dentro de su área de cobertura en ambientes con alto nivel de ruido e interferencia.

Para superar estas limitaciones, es en las redes móviles de cuarta generación (4G) que se define la técnica llamada *beamforming* en las antenas de las estaciones base. El *beamforming* permite cambiar el patrón de radiación en tiempo real para poder transmitir hacia y recibir la señal de un único terminal móvil en una dirección determinada, y atenuar cualquier señal interferente que provenga de otra dirección distinta a la deseada. En consecuencia, se puede obtener capacidades en los enlaces *uplink* y *downlink* mayores a los posibles en las redes móviles de generaciones antiguas.

Uno de los tipos de los sistemas de *beamforming* más utilizados en las estaciones bases actuales es la Matriz de Butler, la cual es una red microondas pasiva y sin pérdidas idealmente que provee las amplitudes y fases necesarias a un arreglo de antenas para generar patrones de radiación predeterminados, directivos y con los lóbulos de máxima ganancia apuntando a diferentes ángulos. Por ello, es posible escanear un rango amplio de direcciones sin necesidad de realizar movimientos mecánicos, pues únicamente se conmuta entre los patrones de radiación fijos que ofrece la Matriz de Butler.

El objetivo del trabajo realizado en la presente tesis es diseñar e implementar un sistema de *beamforming* utilizando una Matriz de Butler de tamaño compacto que abarque en su rango de operación a las bandas AWS y PCS 1900 MHz, que son usadas en Perú para desplegar redes de comunicación móvil 4G y 3G. Esto se logrará mediante el análisis y optimización de los componentes individuales que componen a la Matriz de Butler para poder reducir el área de implementación al mismo tiempo que se consigue la operación en las bandas de frecuencia de interés.

Capítulo 1

Marco problemático y estado del arte

1.1 Marco problemático

En las redes de comunicaciones inalámbricas actuales, debido al incremento exponencial de usuarios cada día, existe una necesidad de mayores capacidades de velocidad, tanto en el *uplink* y *downlink*, como ilustra la figura 1-1, entre los terminales móviles y las estaciones base. Por esta razón, los arreglos de antenas de las estaciones base y repetidoras están siendo diseñadas con variadas configuraciones y técnicas para poder transmitir y recibir con cada vez mayores tasas de bit.

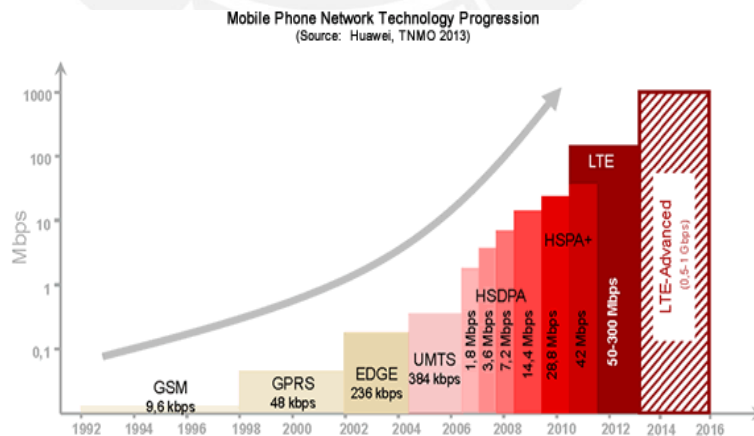


FIGURA 1-1: VELOCIDADES EN TECNOLOGÍAS DE COMUNICACIÓN MÓVIL

FUENTE: [1]

Una de estas técnicas es denominada *beamforming*. El *beamforming* consiste en manipular el patrón de radiación de un arreglo de antenas para crear una ‘antena inteligente’ capaz de cubrir una mayor área geográfica, proveer una mayor relación señal a ruido, brindar una mayor capacidad de velocidad y diversidad espacial mientras se minimizan los niveles de interferencia [2].

En los últimos años, se han diseñado múltiples sistemas de *beamforming* para diferentes bandas como ISM 2.4 GHz [3], [4], LTE 2.3 GHz y 2.6 GHz [4], PCS 1900 MHz [5] e incluso para bandas de muy alta frecuencia como la banda X [6]. Sin embargo, el desafío principal durante el proceso de diseño es poder obtener un sistema compacto que pueda mantener un comportamiento uniforme de la diferencia de fases y potencias de las ondas electromagnéticas radiadas por el arreglo de antenas sobre una amplia banda de operación.

1.2 Hipótesis

Una de las redes de *beamforming* más utilizadas es la Matriz de Butler por sus múltiples ventajas como el uso de componentes pasivos (acopladores híbridos y variadores de fase), longitud de recorrido mínimo comparado con otras redes de *beamforming*, señales de salida ortogonales y escaneo continuo de un espacio geográfico sin movimientos mecánicos [7]. Sin embargo, el diseño tradicional de una Matriz de Butler a menudo resulta en un área grande de implementación y, por ello, se ha realizado investigación a fin de miniaturizar los acopladores híbridos [8–10], que son los componentes principales de la Matriz de Butler, al mismo tiempo que se mantiene su funcionamiento en un gran rango de frecuencias.

Mediante la Matriz de Butler, se diseñará e implementará un sistema de *beamforming* de banda ancha que cubrirá las bandas de frecuencia AWS y PCS 1900 MHz, que son usadas en Perú para desplegar redes de comunicación móvil 4G y 3G. El componente principal con el que se puede lograr este objetivo es el uso de un acoplador híbrido de cuadratura de banda ancha y, a la vez, compacto para poder disminuir el tamaño total de la Matriz de Butler. Asimismo, la aplicación de antenas quasi Yagi permitirá demostrar la funcionalidad del *beamforming* por sus características de patrón de radiación uniforme y directivo sobre un rango de operación de banda ancha.

1.3 Fundamentos teóricos

A continuación se discutirán los conceptos teóricos necesarios para entender el funcionamiento y la problemática de los sistemas de *beamforming*.

1.3.1 Líneas microcinta

Las líneas microcinta son una categoría de líneas de transmisión de ondas electromagnéticas. Su estructura se compone de tres partes: el plano tierra en la parte inferior de la estructura, el sustrato (con permeabilidad eléctrica ϵ_r y grosor d) y la microcinta (con ancho W), la cual se puede apreciar en la figura 1-2:

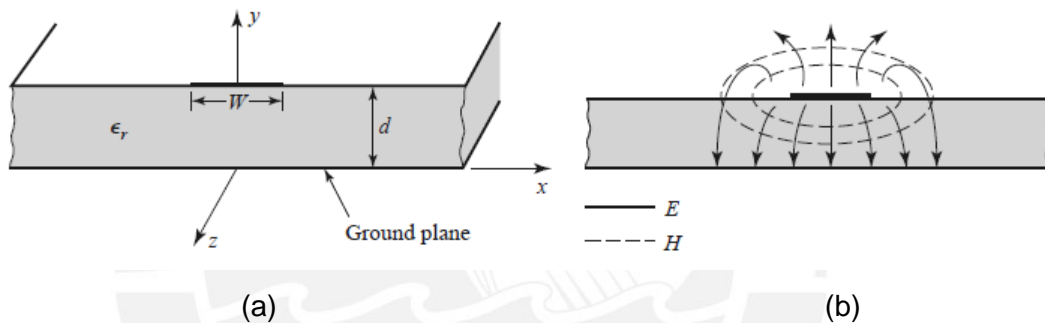


FIGURA 1-2 LÍNEA DE TRANSMISIÓN MICROCINTA (a) GEOMETRÍA (b) LÍNEAS DE CAMPO ELÉCTRICO Y MAGNÉTICO (MODO CUASI-TEM)

FUENTE: [11]

Una característica importante de las líneas microcinta es que su modo fundamental de operación no es el modo Transversal Electro-Magnético (TEM). El modo de propagación TEM es la forma de propagación de una onda EM donde el campo eléctrico y campo magnético son completamente transversales a la dirección de propagación. El modo TEM se presenta en las guías donde la onda viaja en un medio dieléctrico uniforme como es el caso de la guía de placas paralelas y los cables coaxiales. Por lo tanto, en el caso de las líneas microcinta, si se opera a una frecuencia f tal que $d \ll \lambda$ (longitud de onda a la frecuencia f), se puede realizar una aproximación a un modo de propagación cuasi-TEM. Es decir, se puede obtener una aproximación a un coeficiente de permeabilidad efectiva (ϵ_e), que definirá a un medio uniforme imaginario que reemplazará al sustrato y el aire, con el que se podrá calcular los

parámetros de velocidad de fase (v_p), constante de fase (β) e impedancia característica (Z_0) que nos ayudarán a definir el comportamiento de la onda cuando viaja en la línea microcinta. La figura 1-3 muestra la equivalencia del medio de propagación:

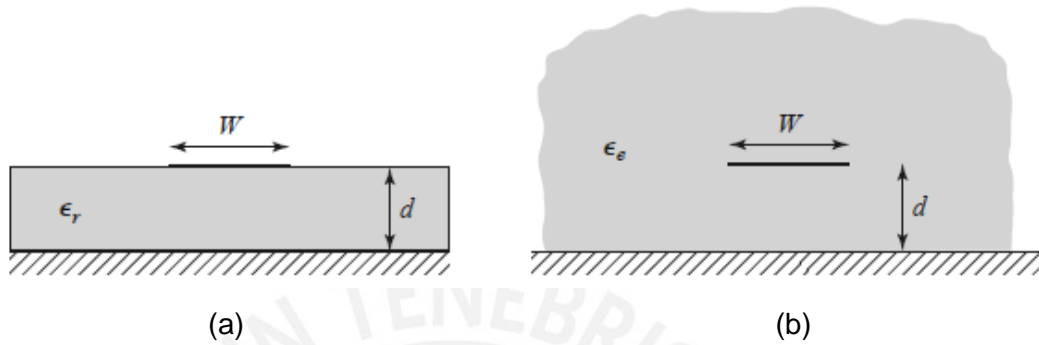


FIGURA 1-3: (a) LÍNEA DE TRANSMISIÓN MICROCINTA. (b) MEDIO EQUIVALENTE AL SUSTRATO Y AIRE PARA EL ANÁLISIS DE LA LÍNEA MICROCINTA
FUENTE: [11]

La ecuación (1.1) muestra la aproximación de la constante de permeatividad efectiva:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (1.1)$$

Una vez obtenido este valor, se pueden calcular los demás parámetros con las ecuaciones (1.2), (1.3) y (1.4):

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}, \quad c = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (1.2)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}, \quad k_0 = \frac{2\pi f}{c} \quad (1.3)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & , \text{ para } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & , \text{ para } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (1.4)$$

Las líneas microcinta son muy utilizadas en la fabricación de circuitos microondas por sus ventajas frente a otras líneas de transmisión [12]:

1. **Bajo costo:** las líneas microcinta son apropiadas para ser fabricadas en grandes tamaños y cantidades, lo que deriva en un costo de fabricación bajo por unidad.
2. **Bajo peso y volumen:** las líneas microcinta presentan un peso muy ligero por componerse únicamente de un material dieléctrico que ha sido metalizado con una capa muy delgada de cobre (35 μm , 70 μm) en dos de sus superficies.
3. **Capacidad de integrar fácilmente a componentes discretos:** se puede integrar componentes MIC (Circuitos Integrados de Microondas) como amplificadores, filtros, duplexores, etc. y componentes pasivos (resistores, inductores y capacitores) fácilmente.

Sin embargo, también es necesario tener las siguientes consideraciones en la naturaleza de las líneas microcinta al diseñar el sistema de *beamforming* [12]:

1. **Limitación de la utilización por la frecuencia:** El área de implementación se hace más grande conforme se disminuye la frecuencia de diseño. Asimismo, conforme se aumenta la frecuencia, aumenta la necesidad de usar herramientas de mayor resolución, pues las dimensiones de las líneas se hacen más pequeñas.
2. **Dificultad para modificaciones una vez fabricado:** Para realizar el afinamiento de los circuitos implementados en microcinta, es necesario volver a implementar uno nuevo pues modificar uno es difícil o no posible una vez impreso.
3. **Restringido a dos dimensiones:** se presentan dificultades para los diseños en los que se necesita cruzar dos líneas superpuestas. Esto se puede solucionar con estructuras multicapa a cambio de aumentar el costo y dificultad de implementación.

1.3.2 Matriz de parámetros S

Para una red microondas de N puertos, la matriz de parámetros S provee información acerca de la relación, tanto de amplitud como de fase, de la onda de voltaje incidente (V_n^+) en el puerto n respecto a la onda de voltaje reflejada (V_m^-) desde el puerto m , como muestra la ecuación (1.5):

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

En otras palabras, un elemento específico S_{mn} de la matriz de parámetros S se define como la relación de la onda reflejada (V_m^-) desde el puerto m respecto a la onda incidente (V_n^+) en el puerto n cuando ningún otro puerto recibe una onda incidente, como indica la ecuación (1.6):

$$S_{mn} = \left. \frac{V_m^-}{V_n^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq n} \quad (1.5)$$

1.3.3 Acopladores híbridos de cuadratura

Los acopladores híbridos de cuadratura son circuitos pasivos (no necesitan fuente de alimentación) de microondas que pueden ser usados como divisores y sumadores de potencia. Por esta razón, cumplen una función clave en sistemas microondas como *beamforming*, amplificación de potencia y distribución de señales. En la presente tesis, se usarán acopladores híbridos de cuadratura debido a que poseen las siguientes características:

- Los acopladores híbridos de cuadratura dividen la señal de entrada en dos señales de igual potencia (-3 dB cada una respecto a la señal original).
- Las señales de salida poseen una diferencia de fases igual a 90°.

En la figura 1-4 se muestra la estructura de un acoplador híbrido de cuadratura ideal como red de 4 puertos:

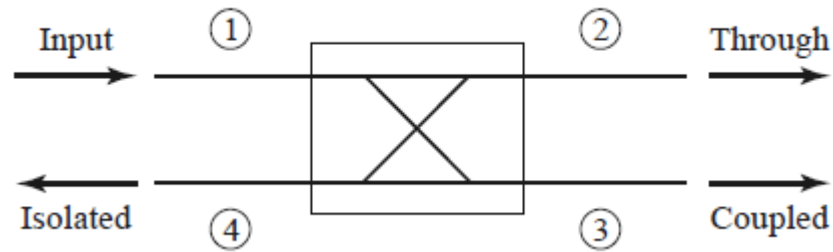


FIGURA 1-4: ACOPLADOR DIRECCIONAL HÍBRIDO DE CUADRATURA

FUENTE: [11]

- Puerto 1 (*Input*): el puerto desde donde ingresa la señal para ser dividida entre los puertos de salida 2 y 3.
- Puerto 2 (*Through*): puerto de salida de una señal cuya potencia es la mitad de la señal que ingresó por el puerto 1. Posee una fase 90° menor que la de la señal de salida del puerto 3.
- Puerto 3 (*Coupled*): puerto de salida de una señal cuya potencia es la mitad de la señal que ingresó por el puerto 1. Posee una fase 90° mayor que la de la señal de salida del puerto 2.
- Puerto 4 (*Isolated*): puerto aislado del acoplador híbrido de cuadratura. Es decir, no hay señal de salida por este puerto idealmente. Sin embargo, en el caso real se busca que la señal de salida por el puerto aislado sea lo mínima posible, por lo que también es un parámetro a considerar en el diseño del acoplador híbrido de cuadratura.

La matriz de parámetros S del acoplador híbrido de cuadratura ideal es la siguiente:

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

Al analizar sus parámetros S, se puede observar que el acoplador híbrido de cuadratura es una red acoplada ($S_{nn} = 0$ para todos los puertos), recíproca ($S_{mn} = S_{nm}$) y sin pérdidas idealmente.

1.3.4 Matriz de Butler

La Matriz de Butler, definida por J. Butler y R. Lowe en [13] y publicado en 1961, es una red microondas pasiva, sin pérdidas idealmente (no posee componentes resistivos) y recíproca [14] que puede ser usada tanto para combinación como distribución de potencias.

La Matriz de Butler posee N puertos de entrada y N puertos de salida donde $N=2^n$ y n indica el orden de la Matriz de Butler. Sin embargo, una Matriz de Butler también se puede implementar con n entradas y N salidas [12]. Está compuesta de tres partes principales, tal como se muestra en la figura 1-5, para el caso de una Matriz de Butler 8x8 o de orden 3:

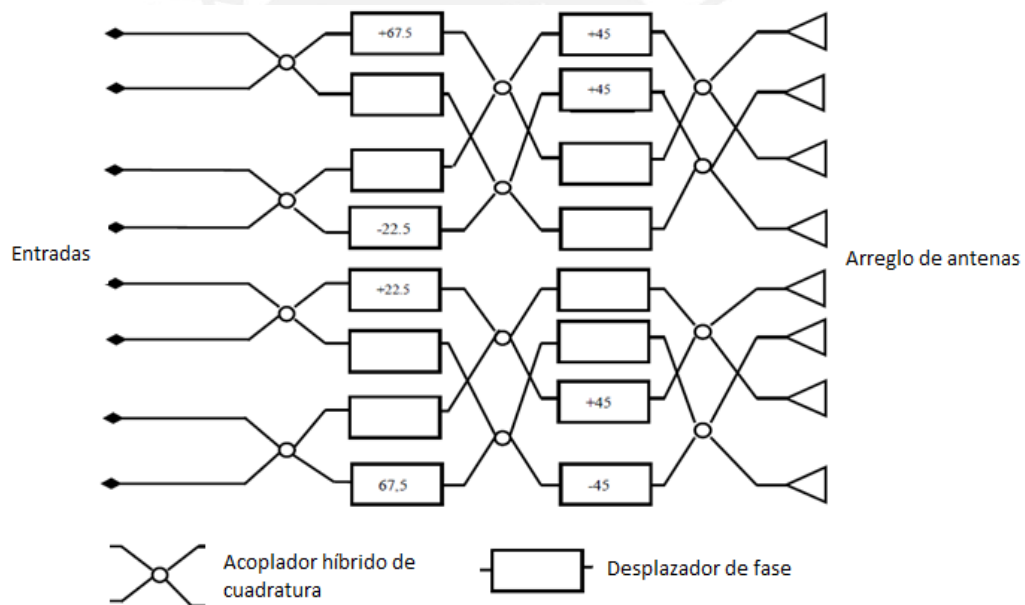


FIGURA 1-5: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8

FUENTE: [14], Elaboración propia

1. Acopladores híbridos de cuadratura: son los componentes principales de la Matriz de Butler que permiten dividir la potencia de la señal de entrada hacia todos los puertos de salida de manera equitativa.
2. Variadores o desplazadores de fase: son usados para variar la fase de algunos componentes de las señales respecto a otros y proveer una diferencia de fases constantes en los puertos de salida.

3. Cruces o *crossovers*: representados como los cruces entre líneas. Usados para permitir que las señales puedan cruzarse en el espacio físico de implementación sin interferir entre ellas.

En resumen, las características principales de la Matriz de Butler son las siguientes [12]:

- Posee 2^n entradas y 2^n salidas generalmente
- Posee $(N/2) \log_2 N$ acopladores híbridos
- Posee $(N/2) ((\log_2 N) - 1)$ variadores de fase
- El algoritmo de diseño de la Matriz de Butler es similar a la transformada rápida de Fourier (FFT), pero la Matriz de Butler procesa señales análogas mientras que la FFT procesa señales digitales
- La diferencia de fases entre las señales de la salida es constante y depende del orden de la Matriz de Butler.

1.3.5 Arreglo de antenas

Usualmente, en los sistemas inalámbricos se requieren antenas de alta ganancia y directividad para permitir la comunicación punto a punto a larga de distancia y mantener la calidad de esta. Uno de los métodos para lograr esto es aumentar el tamaño eléctrico de la antena. Sin embargo, el método más usado y efectivo es el de diseñar arreglos de antenas con elementos radiantes de menor ganancia, que generalmente son idénticos para hacer al arreglo más simple, práctico y conveniente en su análisis e implementación, con configuraciones geométricas y eléctricas definidas por el diseñador sin aumentar necesariamente el tamaño de los elementos individuales [15].

Es así que el campo eléctrico radiado total del arreglo es determinado por la adición vectorial de los campos radiados por cada elemento que lo conforman; por lo que depende de la separación entre los elementos. Para lograr obtener patrones altamente directivos, es necesario que los campos de cada elemento del arreglo se interfieran constructivamente (se sumen entre sí) en la dirección deseada y se interfieran

destruictivamente (que se cancelen entre sí) en las demás direcciones. Esto se puede lograr en un ambiente ideal, pero en la práctica es posible aproximarlos únicamente [16].

En resumen, existen 5 aspectos fundamentales a considerar al momento de diseñar un arreglo de antenas [15]:

- Configuración geométrica del arreglo en general (lineal, rectangular, etc.)
- Distancia relativa entre los elementos radiantes
- Amplitud de las señales radiadas por los elementos radiantes
- Fase de las señales radiadas por los elementos radiantes
- Patrón de radiación de cada uno de los elementos radiantes

Los arreglos de antenas son altamente versátiles pues se pueden diseñar utilizando diferentes tipos de antenas como dipolos, cornetas, parches de microcinta, guías de onda ranuradas, etc. Poseen un rol importante en sistemas de comunicación con aplicaciones personales, comerciales y militares. La configuración más práctica para los arreglos de antenas es la configuración lineal (se colocan los elementos radiantes en una línea) y a partir de esta se pueden diseñar arreglos de antenas bidimensionales y tridimensionales.

1.3.5.1 Elementos del arreglo de antenas

En general, el arreglo de antenas, mostrado en la figura 1-6, está compuesto por los siguientes elementos [17]:

- Red de alimentación: permite distribuir la señal de entrada en las diferentes salidas del arreglo de antenas para que sea modificada posteriormente y entregada a los elementos radiantes que la componen. Es importante que la red de alimentación sea una red acoplada, es decir, que no existan reflexiones causadas por la variación de las impedancias de los elementos radiantes respecto a la impedancia característica de la línea de transmisión a la que se conectan, y que sea una red aislada, o sea, que en caso se tenga más de un puerto de entrada, no se tenga señales de salida por ninguna de estas.

- Variadores de fase: permiten variar la fase de las señales que excitan a los elementos radiantes. Son los elementos que permiten dirigir el lóbulo de mayor ganancia del patrón de radiación del arreglo (*beam steering*), por lo que son la base de los sistemas de *beamforming*.
- Variadores de amplitud: permiten variar la amplitud de las señales que excitan a los elementos radiantes. Pueden ser amplificadores o atenuadores.
- Procesador digital de señales: utilizado si el arreglo de antenas es controlado digitalmente. Permite variar el patrón de radiación al controlar a los variadores de fase y amplitud para variar el patrón de radiación del arreglo.
- Antenas: son los elementos radiantes del arreglo. Permiten generar ondas electromagnéticas hacia la interfaz de aire a partir de la señal de alimentación de la línea de transmisión y viceversa. Es necesario que estén acopladas a la red de alimentación para poder obtener máxima transferencia de potencia

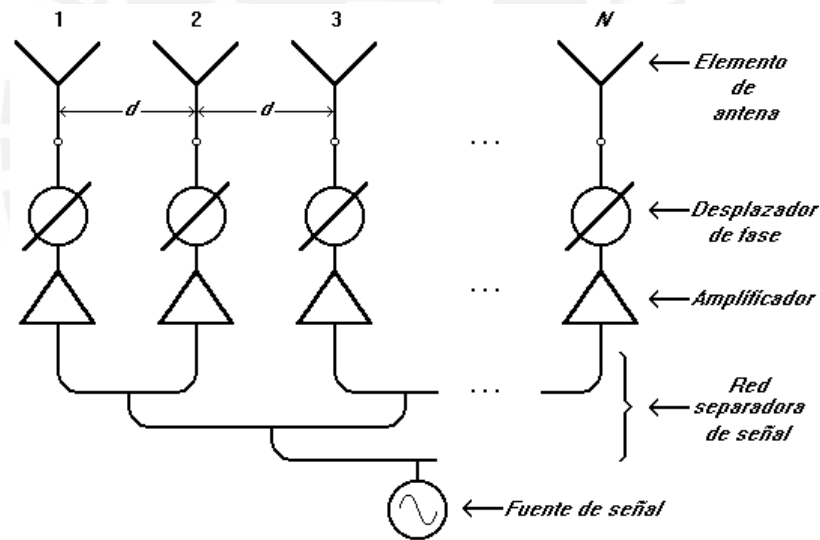


FIGURA 1-6: DIAGRAMA GENERAL DE UN ARREGLO DE ANTENAS

FUENTE: [18]

Para comprender el funcionamiento básico de un arreglo de antenas, revisar el anexo 1 donde se definen de manera breve los parámetros principales y el análisis del funcionamiento de un arreglo lineal de K elementos radiantes desfasados (*phased antenna array*).

1.3.6 Sistemas de antenas inteligentes (SAS)

Los sistemas de antenas inteligentes (*Smart Antenna Systems - SAS*) son sistemas compuestos por un arreglo de antenas y un sistema de procesamiento digital de señales (DSP) que trabajan juntos para poder modificar el patrón de radiación del sistema y mejorar la calidad de transmisión y recepción de la comunicación inalámbrica [19]. A menudo se refieren a estos sistemas únicamente como antenas inteligentes, pero hay que tener siempre en cuenta que las antenas por sí mismas no poseen “inteligencia” alguna, sino que es el sistema de DSP el que actúa como cerebro del sistema para cambiar el patrón de radiación del arreglo antenas [15].

Los SAS fueron principalmente usados en aplicaciones militares, pero debido al desarrollo en procesadores y procesamiento digital de señales, estos sistemas se están volviendo disponibles para ser usados en aplicaciones comerciales [15] como es el caso de sistemas de comunicación móvil LTE y W-CDMA. Las características y beneficios principales de los SAS se resumen en la tabla 1-1 [19], [20]:

Característica	Beneficio
<p>Mayor ganancia: El arreglo de antenas permite incrementar la ganancia total del sistema respecto al caso en el que solo se hubiera utilizado una antena. Además, Las señales de entrada de las múltiples antenas son combinadas para optimizar el nivel de potencia requerido para una cobertura determinada</p>	<p>Mejor rango y cobertura: Al concentrar la potencia de la señal transmitida hacia la celda, la estación base puede lograr ofrecer servicio en un mayor rango y cobertura.</p> <p>Reducción de potencia de transmisión en los terminales móviles: Con el aumento de ganancia producto de utilizar el arreglo de antenas, se incrementa la sensibilidad de la estación base, por lo que los terminales móviles pueden transmitir a una menor potencia.</p>

<p>Rechazo de interferencias: El patrón de radiación del arreglo de antenas puede ser generado dinámicamente con mínimos de ganancia en la dirección de la señal interferente, lo que mejora la relación señal a ruido (SNR) de las señales deseadas</p>	<p>Mayor capacidad: La estación base logra aumentar su capacidad para ofrecer servicio a un mayor número de usuarios al evitar que las señales interferentes sean procesadas en el sistema de recepción.</p> <p>Incremento de la seguridad: La transmisión entre la estación base y el terminal móvil es direccional por lo que disminuye la probabilidad que otro equipo intercepte la comunicación.</p>
<p>Diversidad espacial: La información compuesta del arreglo de antenas es usada por el sistema DSP para minimizar los efectos de <i>fading</i> y otros efectos indeseados de la propagación multicamino</p>	<p>Reducción de la propagación multicamino: Se puede reducir el retardo efectivo provocado por los diferentes caminos en el medio de propagación al llegar al receptor, lo que permite mayores tasas de bits sin usar el uso de ecualizadores.</p>
<p>Eficiencia: El sistema de antenas inteligentes combina las señales de entradas en las múltiples antenas para optimizar la ganancia disponible en el <i>downlink</i> (hacia el usuario)</p>	<p>Reducción de costos: Mayor ahorro en el uso de las baterías y menor costo en la etapa de amplificación del terminal móvil, lo que resulta en un menor costo total del equipo del usuario.</p>

TABLA 1-1: CARACTERÍSTICAS Y BENEFICIOS DE LOS SAS

FUENTES: [19], [20]

1.3.6.1 Beamforming

El término *beamforming* se puede traducir literalmente como formar el haz del patrón de radiación de un sistema de antenas para proveer una forma de filtraje espacial versátil y separar las señales que poseen un contenido en frecuencia solapado, pero se encuentran en diferentes localizaciones físicas [21]. Los SAS utilizan el *beamforming* para adaptarse dinámicamente a los cambios en los niveles de ruido e interferencia en el medio de propagación. La figura 1-7 muestra el funcionamiento básico del *beamforming* en un SAS:

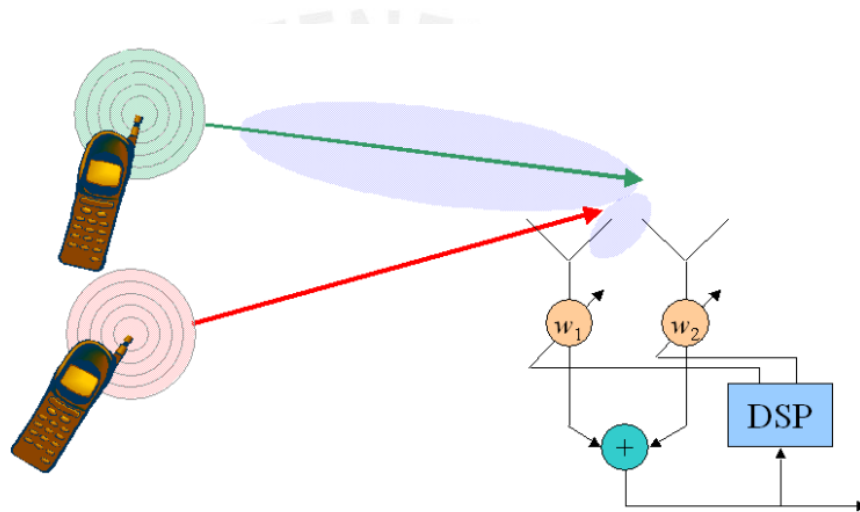


FIGURA 1-7: BEAMFORMING EN UN SAS DE 2 ELEMENTOS

FUENTE: [15]

1. El arreglo de antenas de 2 elementos recibe la señal del móvil deseada (flecha de color verde) y la del móvil interferente (flecha de color rojo) cada una con diferentes retardos debido a la diferencia de distancias de los equipos a cada antena del arreglo.
2. El sistema de DSP realiza los cálculos necesarios para determinar la “dirección de llegada” (*Direction of Arrival – DOA*) de la señal deseada (*Signal of Interest – SOI*) y ajusta los parámetros de las señales de excitación en cada antena como ganancia y fase para producir un patrón de radiación que se enfoque en el SOI y minimice el efecto de las señales interferentes (*Signals not of Interest – SNOI*).

- El lóbulo de máxima ganancia del nuevo patrón de radiación se dirige hacia la señal deseada y se logra mejorar la calidad de comunicación al minimizar y eliminar las posibles interferencias. De esta manera se responde a las alteraciones en la interfaz de aire de manera dinámica (“inteligente”).

1.3.6.2 Tipos de SAS:

1.3.6.2.1 SAS con *beamforming* de haz conmutado:

Los SAS de haz conmutados son los SAS más simples en su diseño. Se caracterizan por usar el *beamforming* de haz conmutado en el que se tiene diferentes patrones de radiación fijos con mayor ganancia en direcciones específicas. Su funcionamiento se basa en detectar el nivel del SOI, realizar los cálculos necesarios con su sistema DSP y elegir de entre los diferentes patrones de radiación predeterminados para ofrecer la mejor calidad de comunicación al terminal móvil. Conforme se va desplazando el usuario, el SAS repite el proceso y elige un nuevo patrón de radiación predeterminado que permita obtener el máximo nivel de potencia del SOI para la nueva ubicación del usuario. Al dirigir el lóbulo de máxima ganancia hacia el SOI, se forma naturalmente lóbulos de menor ganancia y nulos que permite aumentar el nivel de SNR en la comunicación. [15]

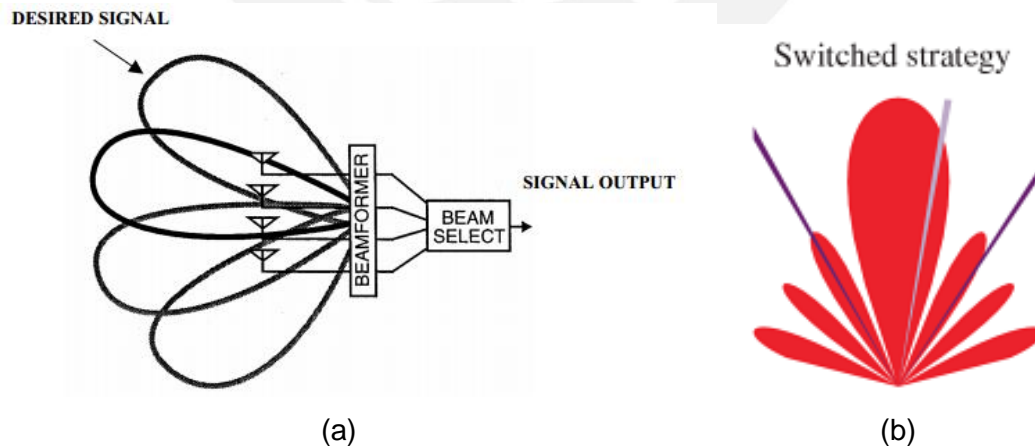


FIGURA 1-8: (a) SAS DE HAZ CONMUTADO (b) RECEPCIÓN DEL SOI (FLECHA GRIS) Y SNOI (FLECHAS PÚRPURAS) EN UN SAS DE HAZ CONMUTADO

FUENTES: [15], [22]

Las principales ventajas [19] que ofrecen estos tipos de SAS son las siguientes:

- Facilidad de integración a equipos existentes de la red de acceso en sistemas de comunicación móvil.
- Capacidad de incrementar la cobertura de la estación base de 20% a 200% respecto a celdas sectorizadas convencionales, lo que significa ahorro en costo de infraestructura y menores precios a los consumidores.
- Se conserva capacidad al conmutar de haz en haz dinámicamente en vez de irradiar por igual en todas direcciones.
- Menores costos de fabricación debido a su simplicidad

Sin embargo, también presenta las siguientes desventajas:

- La sensibilidad cuando el usuario se desplaza en el área de cobertura de la estación base ya que los patrones de radiación son fijos y el lóbulo de máxima ganancia no se dirigirá siempre en la dirección exacta del usuario. Esto se puede solucionar al aumentar el número de patrones de radiación fijos a costa de aumentar la complejidad de diseño del SAS de haz conmutado.
- Los niveles de interferencia son variables ya que se recibirán las SNOI con las diferentes ganancias de lo lóbulo laterales del patrón de radiación fijo.

Es en esta categoría de SAS se usan las Matrices de Butler como redes de *beamforming* de haz conmutado por sus características de poseer diferentes configuraciones de fase fijas para las señales de salida dependiendo de la entrada que se seleccione.

1.3.6.2.2 SAS con *beamforming* adaptativo:

Los SAS adaptativos, a diferencia de los SAS de haz conmutado, [15] ofrecen un mayor grado de libertad en sus capacidades de *beamforming* ya que poseen la habilidad de adaptar el patrón de radiación del arreglo de antenas en tiempo real según las características de la interfaz de aire. Es decir, los SAS adaptativos pueden generar patrones de radiación únicos para cada usuario al usar algoritmos de DSP sofisticados para distinguir entre SOI y SNOI y calcular exactamente las DOA de los usuarios [19]:

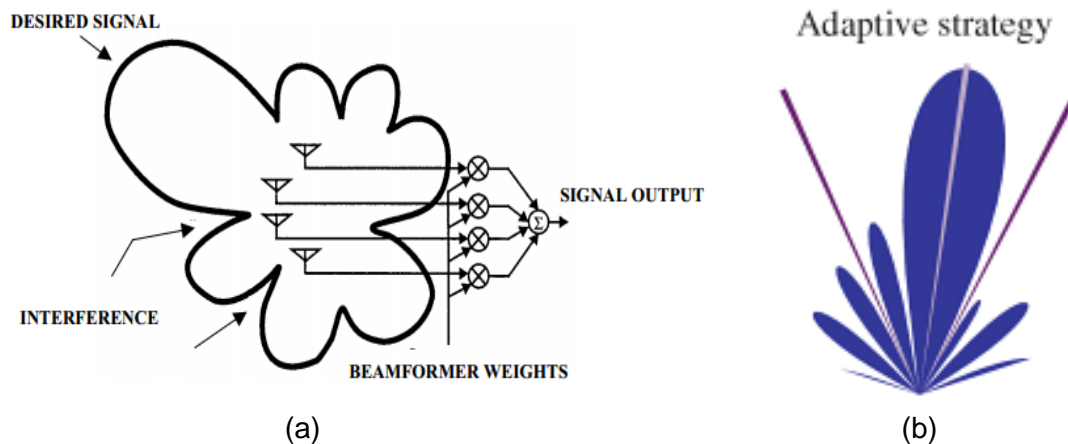


FIGURA 1-9: (a) SAS ADAPTATIVO (b) RECEPCIÓN DEL SOI (FLECHA GRIS) Y SNOI (FLECHAS PÚRPURAS) EN UN SAS ADAPTATIVO

FUENTES: [15], [22]

Las principales ventajas [19] que ofrecen estos tipos de SAS son las siguientes:

- Capacidad de ofrecer mayor cobertura que los sistemas SAS de haz conmutado en entornos con altos niveles de interferencia por su capacidad de generar un patrón de radiación único por usuario.
- Se suprime en gran manera las SNOI al hacer que sean recibidas en los nulos del patrón de radiación. Además, las SOI siempre se reciben con el máximo de ganancia del patrón de radiación.

Sin embargo, también presenta las siguientes desventajas:

- Requieren de gran complejidad en el sistema de DSP para su funcionamiento en tiempo real, lo que aumenta en gran manera su costo de producción
- No son compatibles con los equipos de las redes de acceso de los sistemas de comunicación móvil actuales por lo que se necesitaría diseñar nuevos equipos y aumentaría el costo de infraestructura.

1.4 Estado del arte

En esta sección se describirá, de manera breve, el desarrollo y uso de Matrices de Butler, desde su introducción en el año 1961, como redes de *beamforming* y su evolución con el transcurrir de los años en diferentes aplicaciones en sistemas de telecomunicaciones.

1.4.1 Diseño de Matriz de Butler en tecnología SiGe BiCMOS

En febrero de 2011, se publicó un paper en *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, por la sociedad de Teoría y Técnicas en Microondas (MTT) de la IEEE, en el que se diseñó una Matriz de Butler de 8x8 con un rango de operación de 5 a 6 GHz [23]. La característica especial de este diseño fue su implementación en un chip de tecnología CMOS por su densidad de integración, funcionalidad y reducción de costos al ser un chip de silicio. Por ello, se logró una reducción de costos y un tamaño mucho menor al de las Matrices de Butler plasmadas en líneas microcinta o *stripline* como se aprecia en la figura 1-10:

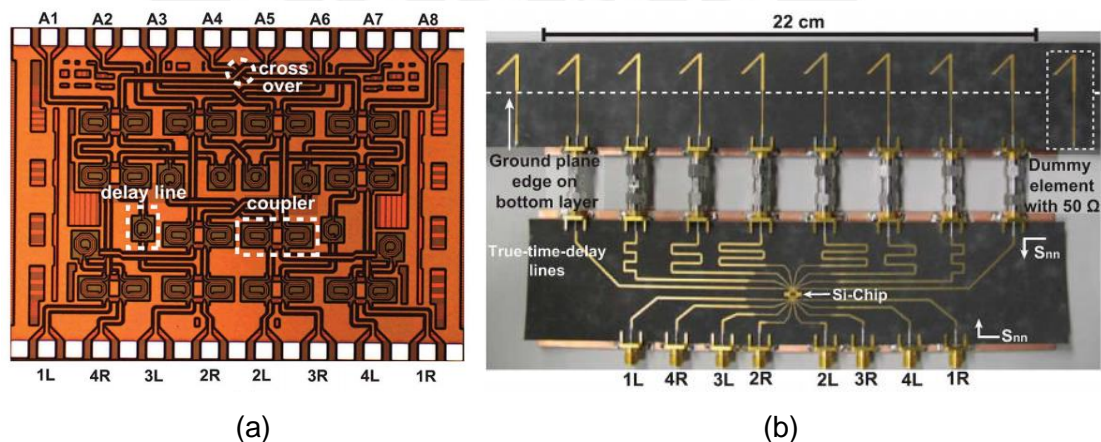


FIGURA 1-10: (a) MICROGRAFÍA DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8 EN TECNOLOGÍA BICMOS. (b) PROTOTIPO DEL SISTEMA DE BEAMFORMING IMPLEMENTADO

FUENTE: [23]

Sin embargo, la principal desventaja de esta Matriz de Butler es la variación considerable de las pérdidas de inserción para los puertos de salida (3.8 ± 1 dB) y un error en la diferencia de fases de cuadratura $< 10^\circ$ en el acoplador híbrido de

cuadratura implementado en tecnología CMOS. Esto ocasiona que, si bien se obtiene patrones de radiación adecuados para el sistema de *beamforming*, la ganancia total del sistema sea de 4.8 ± 1 dB cuando la ganancia ideal total es 11 dB. Por ello, tal como se indicó anteriormente, este tipo de configuración no es adecuada para ser utilizada en sistemas de comunicaciones de larga distancia.

Luego, en el año 2014 se diseñó una Matriz de Butler 4x4 en tecnología SiGe BiCMOS para el uso desde 220 a 240 GHz en la banda G de frecuencias [24]. La característica especial de esta Matriz de Butler es su gran ancho de banda y su capacidad de transmitir a grandes velocidades a causa del gran ancho de banda alrededor de las portadoras propias de las bandas de ultra frecuencia. Sin embargo, al igual que en el caso anterior, su principal desventaja es la variación irregular en pérdidas de retorno en los puertos de entrada y las pérdidas de inserción en los puertos de salida. En la figura 1-11 se muestra una micrografía de la Matriz de Butler implementada.

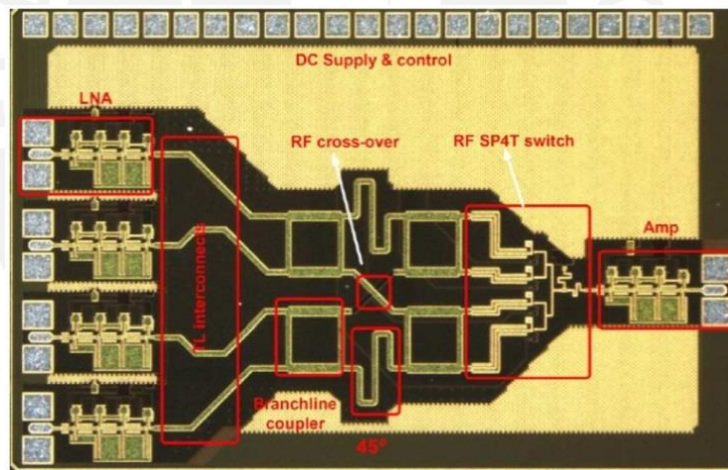


FIGURA 1-11: MICROGRAFÍA DE MATRIZ DE BUTLER 4X4 CON FASES DE AMPLIFICACIÓN DEL SISTEMA DE BEAMFORMING

FUENTE: [24]

1.4.2 Diseño de una Matriz de Butler para aplicaciones ultra banda (UWB)

En agosto de 2011, se presentó el diseño de una Matriz de Butler 4x4 para aplicaciones de ultra banda en el rango de 1.8 GHz a 12 GHz [25]. Su principal ventaja sobre otros sistemas es, claramente, su capacidad de funcionar para diferentes

aplicaciones, como *beamforming* y *radio direction finding*, en un gran rango de frecuencias con una única red microondas. Esto se logró por el uso de acopladores direccionales híbridos de líneas acopladas de 5 secciones y variadores de fase Schiffman de 2 secciones. El prototipo manufacturado para mediciones se muestra en la figura 1-12:

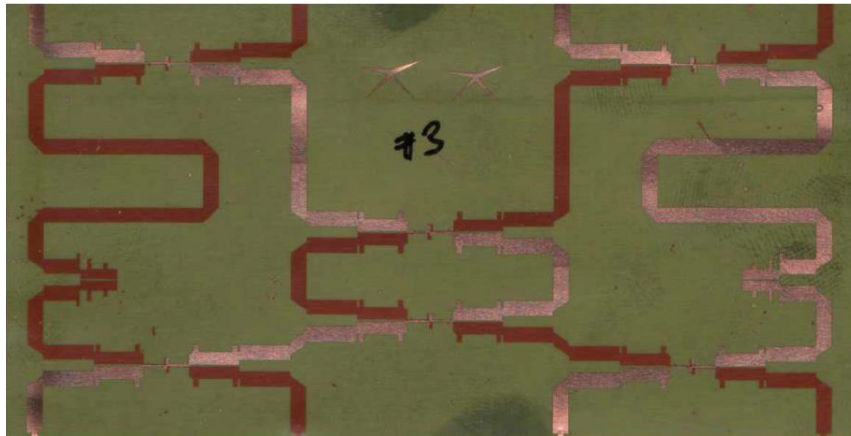


FIGURA 1-12: PROTOTIPO FABRICADO DE MATRIZ DE BUTLER 8X8 DE ULTRA BANDA
FUENTE: [25]

Sin embargo, su principal desventaja es que las señales de salida presentan un error de fase apreciable ($\pm 15^\circ$) por las múltiples reflexiones que ocasionan los brazos en circuito abierto de afinamiento en los acopladores direccionales y variadores de fase:

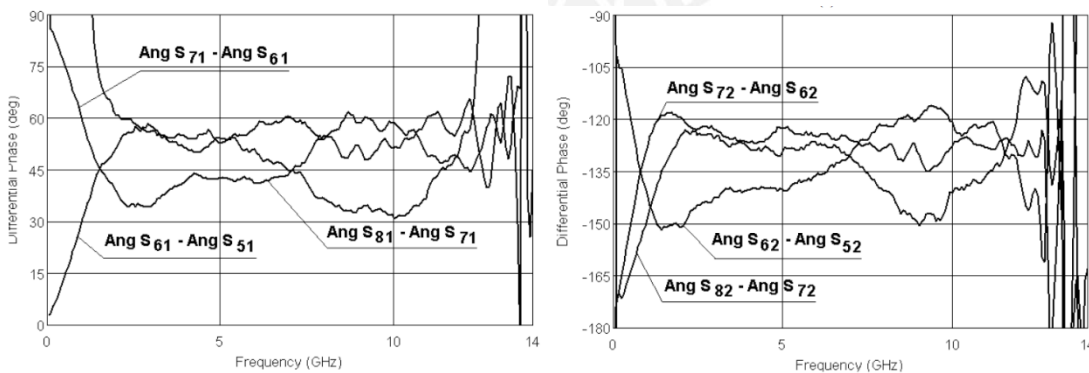


FIGURA 1-13: ERRORES DE FASE ENTRE LOS PUERTOS DE SALIDA DE LA MATRIZ DE BUTLER DE ULTRA BANDA 8X8
FUENTE: [25]

En el año 2013, se publicó un diseño de una Matriz de Butler compacta 4x4 para aplicaciones de comunicación inalámbrica de ultra banda en el rango de 3.1 GHz a 10.6 GHz [26]. Esta Matriz de Butler 4x4 (ver figura 1-14) fue implementada en una estructura de doble capa con ranuras en el conductor de tierra central para acoplar las señales. Fue optimizada para ocupar un espacio compacto de 60mm x 50mm. Sin embargo, no se pudo medir adecuadamente la respuesta de la Matriz de Butler 4x4 por falta de cargas de 50 ohm.

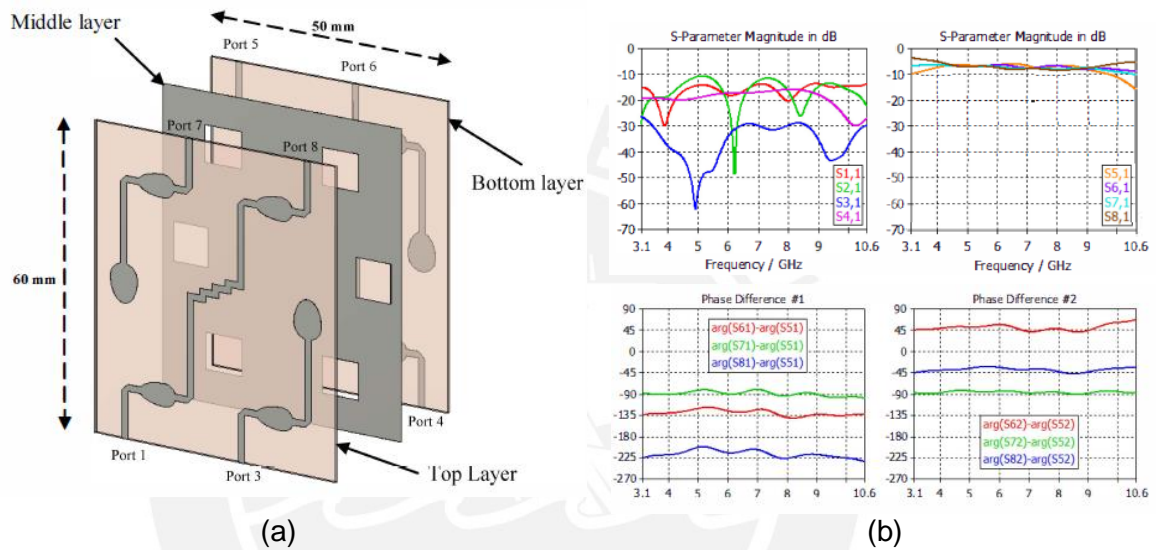


FIGURA 1-14: (a) MATRIZ DE BUTLER 4X4 DE ULTRA BANDA (b) RESPUESTA EN AMPLITUD Y FASE DE LA MATRIZ DE BUTLER IMPLEMENTADA

FUENTE: [26]

Se pudo lograr que las potencias de las señales de los puertos de salida se mantengan generalmente uniformes en el rango de operación con un error de ± 2 dB y que la diferencia de fases muestre un comportamiento similar.

Posteriormente, en enero de 2014, también se propuso una nueva Matriz de Butler 4x4 para aplicaciones de ultra banda en el rango de 3.1 GHz a 10.6 GHz usando un sustrato multicapa [27]. A diferencia del primer ejemplo, esta Matriz de Butler se implementó en una menor área y se obtuvo un error de fase de las ondas de salida menor por un comportamiento más uniforme en el rango de operación tanto de los acopladores híbridos direccionales y variadores de fase usados en la Matriz. Asimismo,

las pérdidas de retorno y aislamiento son menores a -20 dB. El prototipo fabricado se muestra en la figura 1-15:

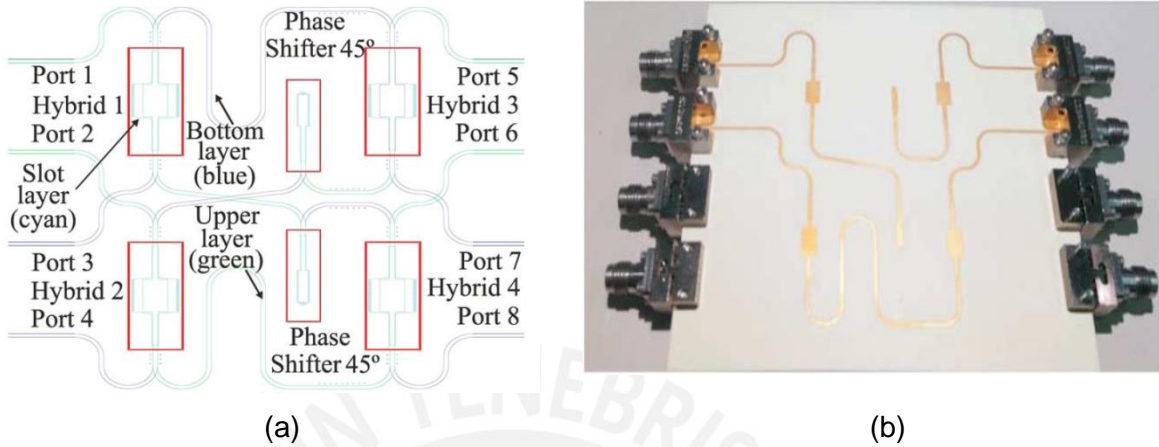


FIGURA 1-15: (a) DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA MATRIZ DE BUTLER 4X4 DE ULTRA BANDA, (b) PROTOTIPO IMPLEMENTADO

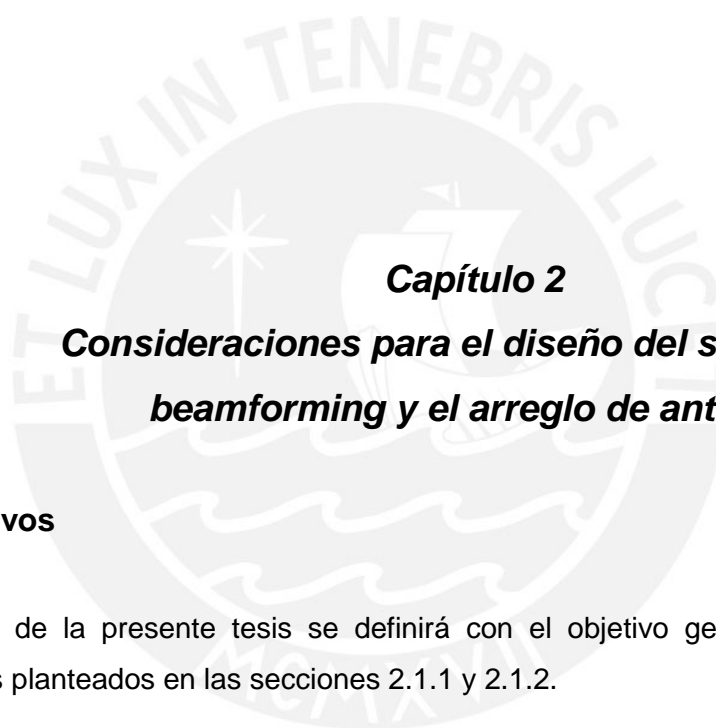
FUENTE: [27]

Sin embargo, este método presenta tres desventajas. Primero, hay pérdidas por radiación en las ranuras que conforman los acopladores híbridos y variadores de fase. Este efecto se hace más notorio a altas frecuencias pues las dimensiones de las ranuras son comparables a la longitud de onda y, por ello, ya no son despreciables. Segundo, se necesita contar con herramientas de gran precisión para poder fabricar las ranuras corrugadas de los acopladores y variadores de fase. Por último, el costo total y dificultad de fabricación aumentan por el uso de múltiples sustratos y usar un plano tierra a la mitad de estos como se muestra en la figura 1-16:

RO4350B substrate	101.6 μ m
RO4350B prepreg	203.2 μ m
RO4350B substrate	101.6 μ m
RO4350B prepreg	101.6 μ m
RO4350B substrate	101.6 μ m

FIGURA 1-16: DISTRIBUCIÓN DE LOS SUSTRATOS USADOS EN LA MATRIZ DE BUTLER 4X4 DE ULTRA BANDA

FUENTE: [27]



Capítulo 2

Consideraciones para el diseño del sistema de beamforming y el arreglo de antenas

2.1 Objetivos

El alcance de la presente tesis se definirá con el objetivo general y los objetivos específicos planteados en las secciones 2.1.1 y 2.1.2.

2.1.1 Objetivo general

El objetivo general de la tesis es diseñar e implementar un sistema de *beamforming* compacto con un arreglo lineal de 8 antenas y que posea un rango de operación mínimo de 1710 MHz a 2155 MHz.

2.1.2 Objetivos específicos

Además, los objetivos específicos necesarios para poder lograr el objetivo general son:

- Diseñar e implementar una Matriz de Butler 8x8 como sistema de *beamforming*.
- Lograr un tamaño compacto del sistema de *beamforming* mediante la miniaturización y optimización de sus componentes.
- Obtener pérdidas de retorno y aislamientos menores a -10 dB, es decir, menores a la décima parte de la potencia de la señal de entrada, en los puertos de entrada del sistema de *beamforming* en el rango de 1710 MHz a 2155 MHz.
- Diseñar e implementar una antena de banda ancha con un rango de operación mínimo de 1710 MHz a 2155 MHz para ser utilizada en el arreglo de 8 antenas.

2.2 Requisitos del sistema de *beamforming*

Es necesario indicar que en la presente tesis se diseñará una red de *beamforming* y no un SAS, pues este está compuesto tanto de la red de *beamforming* como el sistema DSP. Por lo tanto, los requerimientos planteados en las siguientes secciones abarcarán únicamente las consideraciones a tener para el diseño de la red de *beamforming*. El diseño del sistema de DSP se considerará en un trabajo futuro para completar el SAS.

2.2.1 Rango de operación

El objetivo de la presente tesis es diseñar e implementar un sistema de *beamforming* que tenga capacidad de operar en las bandas AWS y PCS, las cuales son usadas en el Perú para desplegar redes 4G y 3G de sistemas de comunicación móvil. La siguiente tabla muestra las especificaciones para cada banda de frecuencia:

Banda	Rango de <i>uplink</i>	Rango de <i>downlink</i>
AWS (Advanced Wireless Services)	1710 MHz – 1755 MHz	2110 MHz – 2155 MHz
PCS 1900 MHz (Personal Communications Service)	1850 MHz – 1910 MHz	1930 MHz – 1990 MHz

TABLA 2-1: RANGOS DE FRECUENCIA PARA LAS BANDAS AWS Y PCS 1900 MHz

FUENTE: Elaboración propia

Entonces, el primer requerimiento del sistema de *beamforming* es que tenga capacidad de operar en el rango de 1710 MHz – 2155 MHz. Es decir, que tenga un ancho de banda de operación de 445 MHz con una frecuencia central de 1932.5 MHz

2.2.2 Elección del tipo de *beamforming*

Tal como se explicó en la sección 1.3.6.2 del capítulo 1, existen dos tipos de *beamforming*. Para la presente tesis se diseñará e implementará un sistema de *beamforming* de haz conmutado por las siguientes razones:

- Menor costo de implementación que un sistema con *beamforming* adaptativo
- Mayor facilidad de integración con equipos actuales de las redes de acceso
- Capacidad de ampliar el área de cobertura total de una estación base sectorizada.
- Menor carga de procesamiento y complejidad en el sistema de DSP comparado con el del *beamforming* adaptativo, ya que solo se requiere la conmutación a un nuevo patrón de radiación y no la generación completa de uno nuevo.

Sin embargo, se tendrá en cuenta las limitaciones de este tipo de *beamforming* como:

- Patrones de radiación predeterminados. Menor respuesta en tiempo real que el *beamforming* adaptativo. Por esta razón, se tendrá que diseñar un sistema de *beamforming* de haz conmutado que posea varios modos de patrones de radiación para aumentar la resolución total del área de cobertura y así asegurar que el SOI se reciba con la máxima ganancia de cada patrón de radiación conforme el usuario se vaya desplazando en el área de cobertura.
- Posibilidad de tener niveles de interferencias mayores que un comparado con el uso del *beamforming* adaptativo por recibir los SNOI no con nulos en el patrón de radiación, sino con lóbulos laterales. Por ello, en el diseño del sistema de *beamforming* de haz conmutado se tendrá como objetivo que la diferencia relativa entre el lóbulo de máxima ganancia y los lóbulos laterales sea menor a -10 dB para mantener un nivel de interferencia bajo durante la comunicación.

2.2.3 Requerimientos de la red de *beamforming*

Para la red de *beamforming* se elegirá el uso de la Matriz de Butler 8x8 por las siguientes razones [12]:

- Facilidad de ser implementada en líneas microcinta
- Distribución de amplitud uniforme y diferencias de fase constante entre sus salidas
- Provee al arreglo de antenas la capacidad de radiar haces ortogonales. Es decir, tener la capacidad de radiar varios haces independientes de manera simultánea. De esta manera, el patrón de radiación que resulte de la excitación simultánea de 2 o más puertos será una superposición lineal de cada uno de los patrones de radiación individuales cuando cada puerto de entrada se usa separadamente.
- Es una red microondas pasiva (no necesita de fuente de alimentación), sin pérdidas idealmente (no posee componentes resistivos) y recíproca (los puertos de entrada pueden ser usados como salida y viceversa)

Los requerimientos de la Matriz de Butler 8x8 son las siguientes:

- Implementación en líneas microcinta
- Tener 8 puertos de entrada y 8 puertos de salida para el arreglo de antenas a fin de lograr que los lóbulos laterales sean menores y los haces principales sean más angostos.
- Capacidad para operar en un rango de frecuencias de banda ancha (rango de operación mínimo de 445 MHz con una frecuencia central de operación de 1932.5 MHz)

Sin embargo, tendremos que tener en cuenta que la Matriz de Butler requerirá de 12 acopladores direccionales híbridos y 8 variadores de fase, lo que significará una gran área de implementación en un plano bidimensional. Además, se requerirá el uso de *crossovers* (representados por los cruces de las líneas en la figura 1-6) que añadirán pérdidas innecesarias y aumentarán aún más el tamaño de la Matriz de Butler 8x8

La distribución de fases teórica de la Matriz de Butler 8x8 se muestra en la tabla 2-2:

Puerto de salida	Patrón de radiación generado							
	1L	4R	3L	2R	2L	3R	4L	1R
1	90°	-180°	157.5°	-112.5°	135°	-135°	157.7°	-112.5°
2	112.5°	22.5°	-90°	-180°	-157.5°	112.5°	-45°	-135°
3	135°	-135°	22.5°	112.5°	-90°	0°	112.5°	-157.5°
4	157.5°	67.5°	135°	45°	-22.5°	-112.5°	-90°	-180°
5	-180°	-90°	-112.5°	-22.5°	45°	135°	67.5°	157.5°
6	-157.5°	112.5°	0°	-90°	112.5°	22.5°	-135°	135°
7	-135°	-45°	112.5°	-157.5°	-180°	-90°	22.5°	112.5°
8	-112.5°	157.5°	-135°	135°	-112.5°	157.5°	-180°	90°
$\Delta\phi$	22.5°	-157.5°	112.5°	-67.5°	67.5°	-112.5°	157.5°	-22.5°

TABLA 2-2: DISTRIBUCIÓN DE FASES TEÓRICA EN LOS PUERTOS DE SALIDA DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8

FUENTE: [23], Elaboración propia

2.2.4 Requerimientos del arreglo de antenas

El arreglo de antenas que se usará en el sistema de *beamforming* deberá tener los siguientes requerimientos:

- De 8 elementos radiantes para utilizar todas las posibles configuraciones de las señales de salida de la Matriz de Butler 8x8
- Alta ganancia relativa en el lóbulo principal y lóbulos laterales de bajo nivel, menor a -10 dB, para asegurar que los niveles de interferencia se mantengan bajos durante la comunicación entre la estación base y el móvil.
- Alto de nivel de cruce de haz (*beam crossover level*), mostrado en la figura 2-1, que es la ganancia relativa entre dos haces adyacentes en su punto de intersección. Este parámetro es importante ya que indica cuánto variará la ganancia del sistema de *beamforming* en cualquier ángulo con cobertura por el sistema [12].
- Ancho de haz de media potencia (*half power beamwidth*) angosto, que se define como la separación angular en la que la magnitud del patrón de

radiación disminuye hasta la mitad (-3 dB) desde el valor máximo del lóbulo de máxima ganancia, ya que en el caso contrario, los *SNOI* que se encuentren cerca al *SOI* serán recibidos con un nivel considerable de potencia y los niveles de interferencia aumentarían [12].

- Rango de operación mínimo de 445 MHz con una frecuencia central de operación de 1932.5 MHz.

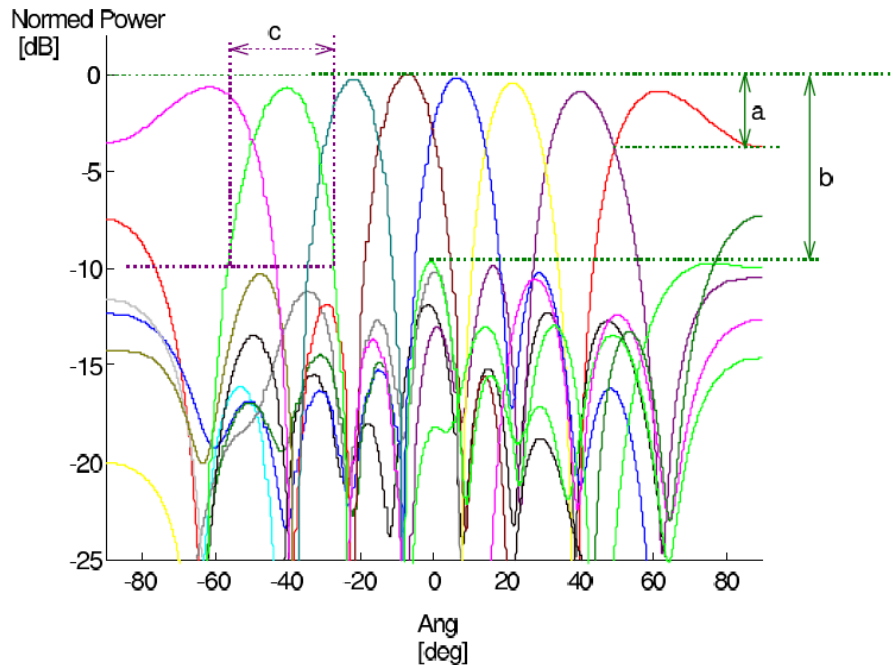


FIGURA 2-1: PATRONES DE RADIACIÓN TÍPICAS DE UN ARREGLO DE ANTENAS ALIMENTADAS CON UNA MATRIZ DE BUTLER 8X8 (a) NIVEL DE CRUCE DE HAZ, (b) NIVEL DE LOS LÓBULOS LATERALES Y (c) ANCHO DE HAZ

FUENTE: [12]

2.3 Análisis de los acopladores híbridos de cuadratura

2.3.1 Limitaciones del diseño tradicional

El modelo de acoplador híbrido de cuadratura más usado en líneas microcinta es el tipo *branch-line*, mostrado en la figura 2-2:

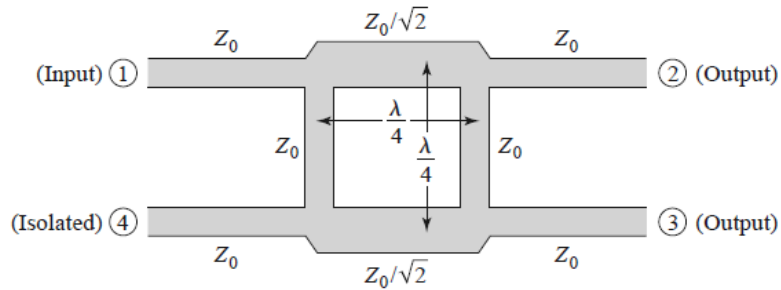


FIGURA 2-2: GEOMETRÍA DEL ACOPLADOR HÍBRIDO TIPO *BRANCH-LINE*

FUENTE: [11]

Los gráficos de los parámetros S como respuesta al acoplador híbrido de cuadratura *branch-line* se muestran en la figura 2-3 (la frecuencia central de 1932.5 MHz pertenece a la banda de interés para el desarrollo de la tesis):

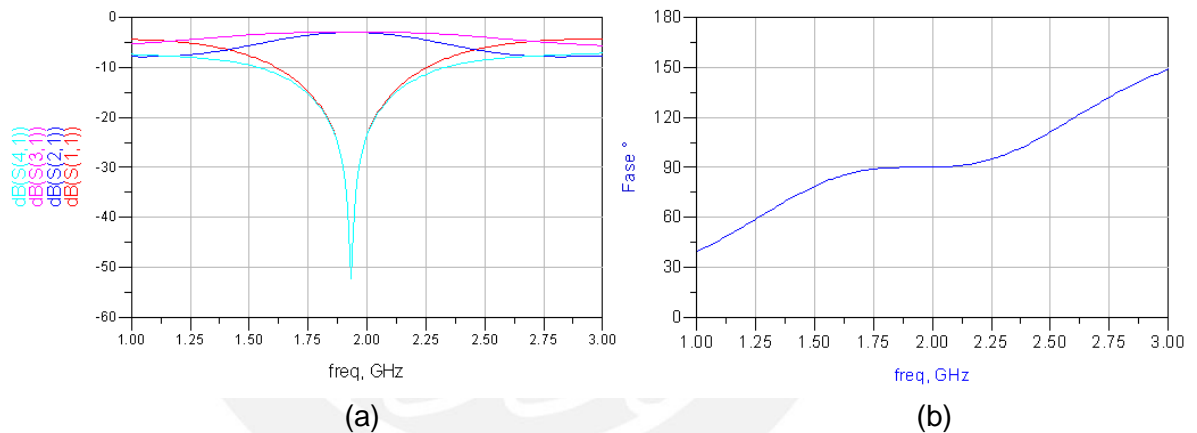


FIGURA 2-3: (a) RESPUESTA EN AMPLITUD PARA EL ACOPLADOR HÍBRIDO (b) DIFERENCIA DE FASES ENTRE LOS PUERTOS DE SALIDA DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA

FUENTE: Elaboración propia

Con estos resultados, podemos plantear las dos limitaciones principales del acoplador híbrido de cuadratura en amplitud y fase:

1. Limitación en amplitud: Considerando que la diferencia máxima permitida entre las amplitudes de las señales de salida, $\text{Mag}(S(2,1))$ y $\text{Mag}(S(3,1))$, es 0.5 dB, el ancho de banda es 350 MHz. No cubre los 445 MHz necesarios para el objetivo de la presente tesis.

2. Limitación en fase: Considerando que la diferencia máxima permitida entre las fases de las señales de salida es 1.5° , el ancho de banda obtenido es 410 MHz. La diferencia de fases de 90° no cubre los 445 MHz necesarios para el objetivo de la presente tesis.

2.3.2 Métodos para superar las limitaciones del diseño tradicional

En 1983, se publicó el paper “*Optimum Design of 3-dB Branch-Line Couplers Using Microstrip Lines*” [28] por Masahiro, M., Yukitake, T. y Naito, Y. En él se publicó los avances de usar métodos computarizados para poder superar las limitaciones expuestas en la sección 2.3.1. Básicamente, se presentaron dos tipos de acopladores de cuadratura *branch-line* en líneas microcinta que ampliaban el ancho de banda de operación respecto al *branch-line* tradicional. Además, se analizaron los efectos que tienen las impedancias características de las líneas de transmisión del acoplador *branch-line* en el rango de operación del acoplador. Sin embargo, los modelos planteados también presentaron nuevas limitaciones. Primero, al aumentar la cantidad de brazos (*branches*) del acoplador híbrido de cuadratura *branch-line*, también aumenta el área ocupada por el acoplador y en consecuencia, se necesita una cantidad mayor de materiales y el costo de fabricación aumenta. Segundo, no se puede implementar acopladores *branch-line* de más de 4 brazos pues la impedancia característica de cada uno de ellos sería demasiado alta y no sería factible de implementar al usar líneas microcinta.

En la figura 2-4 se muestran los dos modelos de acopladores de cuadratura presentados:

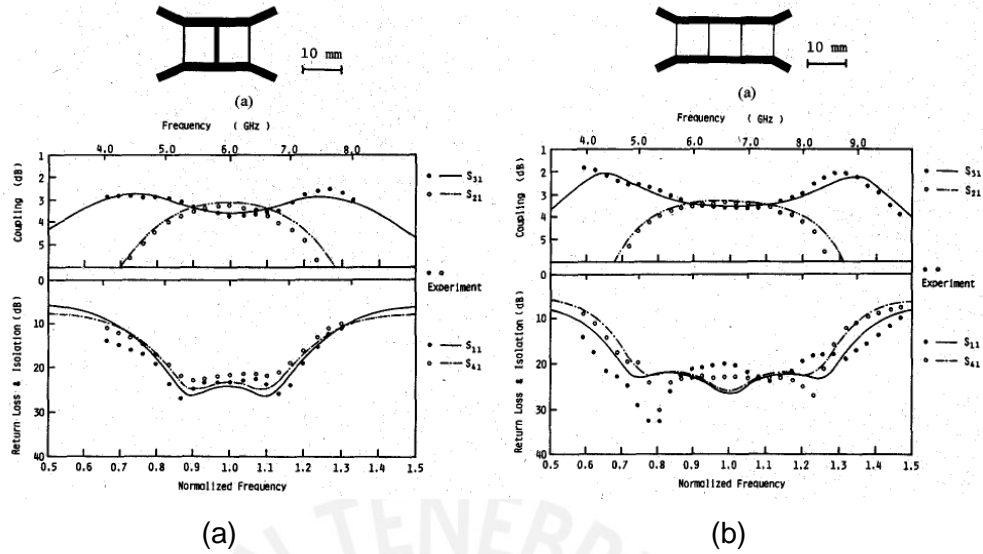


FIGURA 2-4: ACOPLADORES HÍBRIDOS DE CUADRATURA DE BANDA ANCHA: (a) MODELO DE 3 BRAZOS Y (b) MODELO DE 4 BRAZOS
FUENTE: [28]

En diciembre del año 2000 se publicó el paper “*Wide-Band Lumped-Element Quadrature 3-dB Couplers in Microstrip*” [29] por Andrews D. P. y Aitchison C.S. En este paper se planteó el uso de elementos discretos. Es decir, resistencias, inductores y capacitores de montaje superficial para modelar las líneas de transmisión del acoplador *branch-line* y compactar el tamaño del acoplador en gran medida. El resultado final fue el acoplador híbrido de banda ancha, mostrado en la figura 2-5:

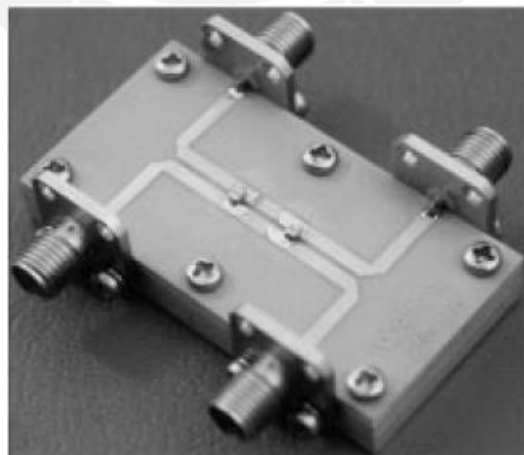


FIGURA 2-5: ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON COMPONENTES DE MONTAJE SUPERFICIAL
FUENTE: [29]

Las mediciones revelaron un rango de operación de 1 GHz a 2 GHz. Sin embargo, la principal desventaja de este método es que no se puede conseguir siempre los valores exactos requeridos para los elementos discretos por no ser valores comerciales. Entonces, los resultados que se obtienen luego de la implementación podrán tener una gran variación respecto al modelo de simulación inicial.

2.3.3 Modelo de utilización

Para la presente tesis, se utilizó el modelo de síntesis de líneas de transmisión con brazos en circuito abierto capacitivos adaptando el análisis que realizaron Young-Hoon Chu y Jia-Sheng Hong en el paper “*New Compact Wide-Band Branch-Line Couplers*” [9] para el diseño de un acoplador híbrido *branch-line* de 4 brazos. Con este modelo de síntesis, es posible aumentar el rango de operación del acoplador híbrido de cuadratura *branch-line* y compactarlo para poder minimizar el área de implementación.

Otra ventaja de usar este método es que se puede suprimir a los armónicos superiores producto de la naturaleza periódica de las líneas de transmisión pues los brazos en circuito abierto permiten modelar también a la línea de transmisión como un filtro pasabajos. Además, la frecuencia de corte de la línea de transmisión sintetizada dependerá de la impedancia característica de los brazos en circuito abierto, con lo que se podrá optimizar al acoplador híbrido de cuadratura según los requerimientos de la Matriz de Butler 8x8. Los prototipos fabricados en [9] se muestran en la figura 2-6:

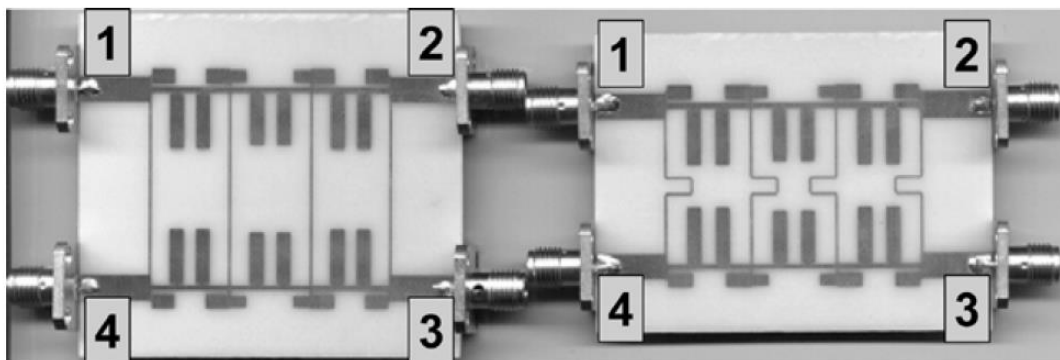


FIGURA 2-6: PROTOTIPOS DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA DE BANDA ANCHA CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN SINTETIZADAS

FUENTE: [9]

2.4 Análisis de los variadores de fase

2.4.1 Limitaciones del diseño tradicional

El modelo tradicional de un variador de fase es una línea de transmisión que varíe la fase de la señal en referencia a otra línea según el diseño. El efecto de utilizar una línea de transmisión como variador de fase se puede apreciar en la figura 2-7:

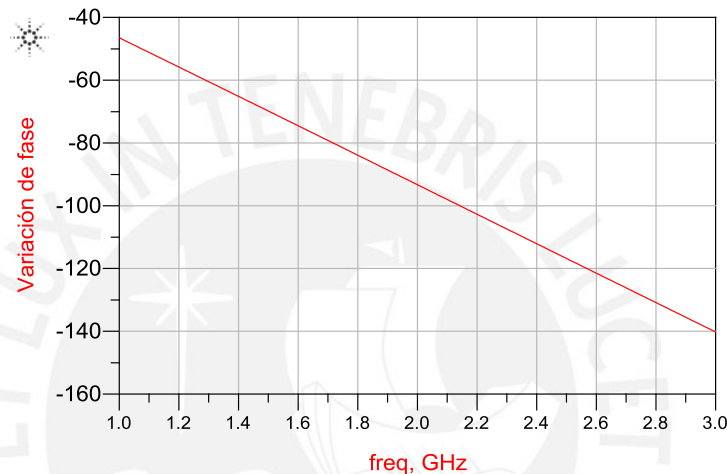


FIGURA 2-7: VARIACIÓN DE FASE EN GRADOS AL UTILIZAR UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

FUENTE: Elaboración propia

Con este resultado, podemos plantear la principal limitación de utilizar una línea de transmisión como variador de fase:

1. Limitación en fase: Solo se conseguirá obtener la variación de fase del diseño para la frecuencia a la que se diseñaron las dimensiones de las líneas microcinta. En el caso de la figura 2-10, solo a 1.932 GHz se obtuvo la diferencia de fases de diseño de 90°.

2.4.2 Métodos para superar las limitaciones del diseño tradicional

Uno de los primeros trabajos realizados para superar la limitación de las líneas de transmisión como variadores de fase fue el desarrollado por Schiffman, B. M. que fue

publicado en el paper “A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters” en 1958 [30]. En este trabajo se presentó el diseño de un variador de fase de banda ancha implementado en líneas de transmisión *stripline*, que consiste en un conductor rodeado por un sustrato en cuyas dos superficies laterales hay planos conductores que funcionan como planos de tierra.

En su trabajo demostró que al usar segmentos de líneas de transmisión acopladas (líneas de transmisión con una separación mínima entre ellas), se podía lograr que la variación de fase respecto a una línea de referencia se mantenga generalmente constante en un rango de frecuencias amplio, como muestra la figura 2-8. Sin embargo, este método requiere que el modo de propagación en la línea de transmisión sea TEM, lo cual se cumple en las líneas de transmisión *stripline*, pero no en las líneas microcinta (propagación en modo cuasi-TEM).

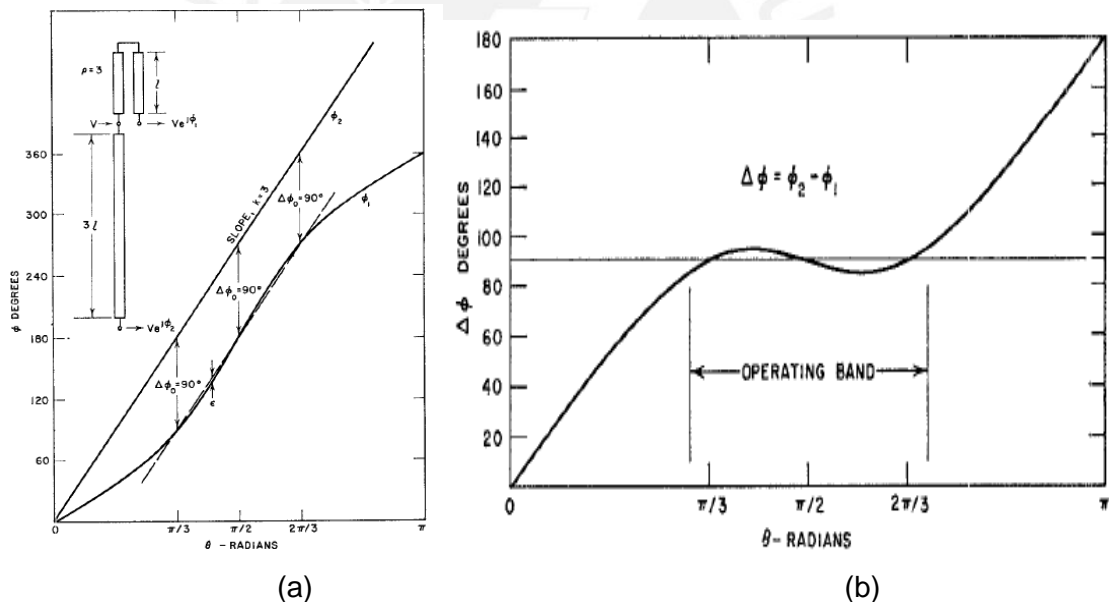


FIGURA 2-8: (a) DESFASE DE LAS LÍNEAS ACOPLADAS Y LA LÍNEA DE REFERENCIA Y (b) RESPUESTA DE FASE DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN

FUENTE: [30]

2.4.3 Modelo de utilización

Posteriormente, en enero de 1993, se publicó el paper “Novel Schiffman Phase Shifters” por Ramos, José Luis y Piotr, J. [31]. Este paper presentó métodos de diseño

para lograr que el modelo desarrollado por Schiffman para las líneas *stripline* pueda ser implementada en líneas microcinta. Los cuatro modelos de variadores de fase Schiffman alternativos que fueron propuestos se muestran en la figura 2-9:

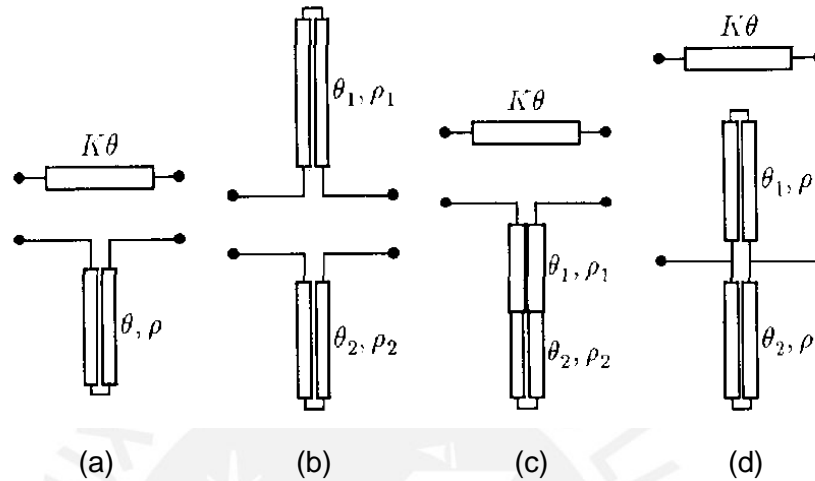


FIGURA 2-9: VARIADORES DE FASE TIPO SCHIFFMAN (a) ESTÁNDAR (b) DOBLE (c) CON SECCIONES ESCALONADAS (d) EN PARALELO

FUENTE: [31]

Estos nuevos modelos para implementación en líneas microcinta requieren un menor grado de acoplamiento en las líneas acopladas, lo que significa que la separación entre ellas es mayor y factible de implementar. Por estas razones, se decidió su uso en el sistema de *beamforming* de la presente tesis.

2.5 Análisis de las antenas microcinta

2.5.1 Limitaciones del diseño tradicional

Uno de los modelos de antenas más usados con líneas microcinta son las antenas tipo parche [17], mostrada en la figura 2-10. Propuestas primero por Deschamps en su trabajo “*Microstrip Microwave Antennas*” en 1953 [32], no fue sino hasta 1975 donde se planteó la configuración que se usa en la actualidad en los trabajos por Howell, J. en “*Microstrip Antennas*” [33] y en 1974 por Munson, R. en “*Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays*” [34]. Las antenas tipo parche se componen del elemento radiante (parche), montado sobre uno de los lados de un dieléctrico que

está cubierto completamente por un plano conductor que actúa como tierra en el otro lado.

Entre sus principales ventajas tenemos las siguientes [16], [35]:

- Capacidad de adaptarse a superficies planas y no planas
- Simples y de bajo costo de fabricación
- Versátiles en términos de frecuencias de resonancia, patrón, polarización e impedancia.
- Fácil integración en el mismo dieléctrico con redes microondas que usen líneas microcinta.
- Fácil fabricación en arreglos lineales y planares de antenas.

Sin embargo, las antenas tipo parche presentan las siguientes limitaciones [16], [35]:

- Baja eficiencia y capacidad de manejar potencia limitada.
- Ancho de banda angosto.
- Radiación de frecuencias espúreas.
- Ancho de haz del patrón de radiación ancho.
- Ganancia baja/media (aproximadamente 6 dB)
- Pobre pureza de polarización.

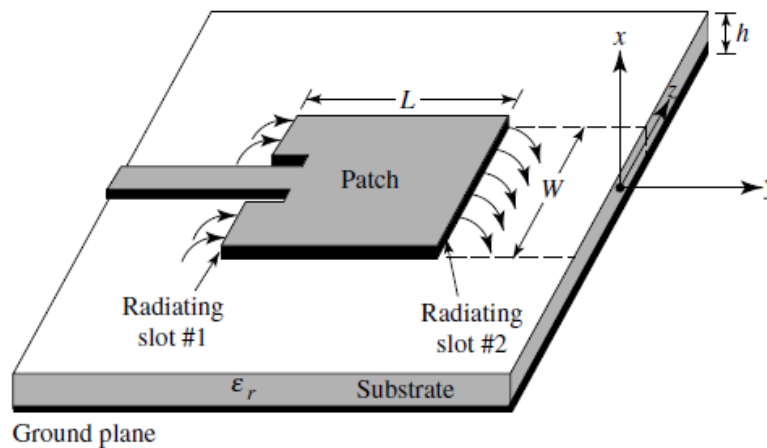


FIGURA 2-10: ANTENA MICROCINTA DE TIPO PARCHÉ

FUENTE: [16]

2.5.2 Métodos para superar las limitaciones del diseño tradicional

Uno de los métodos para superar las limitaciones de la antena microcinta de tipo parche es el de usar resonadores de microcinta adicionales que estén acoplados directamente a sus bordes radiantes o no radiantes [36], como se muestra en la figura 2-11. Para tal diseño, el ancho de banda de operación de la antena tipo parche con resonadores adicionales puede ser cinco veces el de la antena parche tradicional. Sin embargo, la principal desventaja de este método es que también se aumenta el tamaño total de la antena.

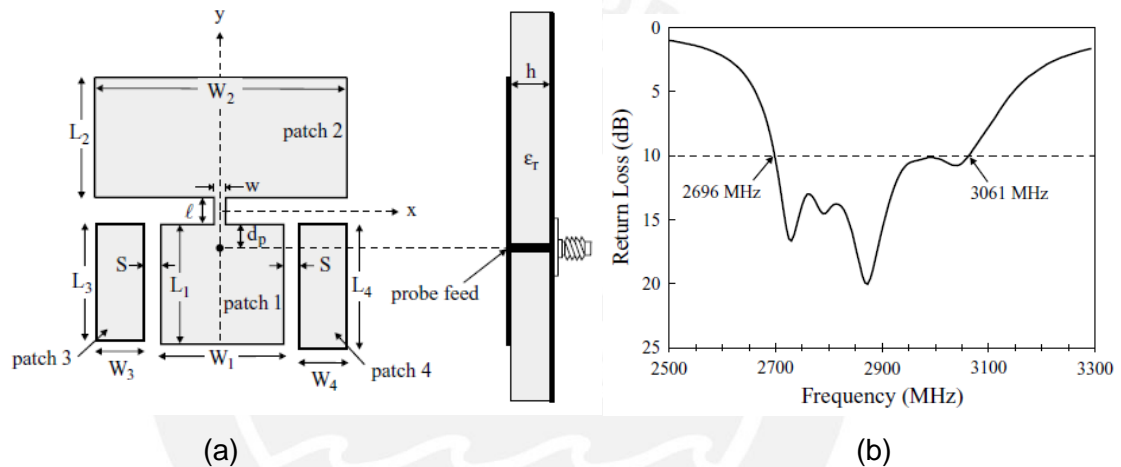


FIGURA 2-11: ANTENA MICROCINTA DE BANDA ANCHA CON PARCHES RESONADORES DIRECTAMENTE ACOPLADOS (a) GEOMETRÍA, (b) PÉRDIDA DE RETORNO
FUENTE: [37]

Otro método es el de usar al aire o material de espuma de gran grosor como dieléctrico [36]. También, el usar un parche con ranura en U puede aumentar más el ancho de banda de operación de la antena microcinta, como se muestra en la figura 2-12. Otra ventaja de usar este método es que se puede obtener una ganancia mayor que la antena parche tradicional. Sin embargo, la principal desventaja de este método es que se tiene un nivel de polarización cruzada alto. La polarización cruzada es la radiación ortogonal a la radiación deseada. Por ejemplo, si se desea una radiación lineal horizontal, su polarización cruzada es una radiación lineal vertical. Este tipo de

polarización es perjudicial pues disminuye el nivel de pureza de polarización de la antena microcinta.

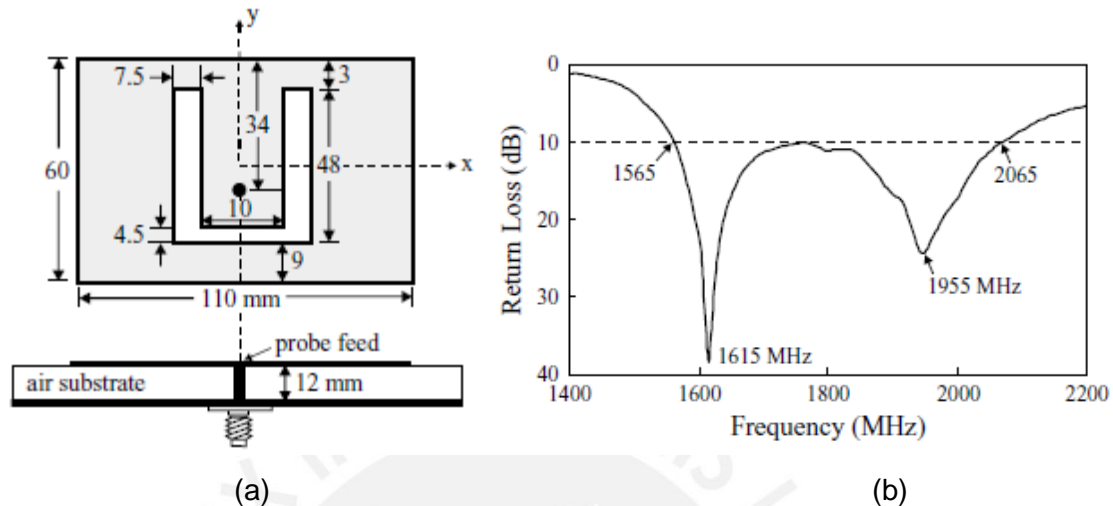


FIGURA 2-12: ANTENA DE BANDA ANCHA CON RANURA EN U (a) GEOMETRÍA (b) PÉRDIDAS DE RETORNO

FUENTE: [38]

2.5.3 Modelo de utilización

Para los elementos radiantes del arreglo de antenas del sistema de *beamforming*, se usó el modelo de antena impresa quasi Yagi. La antena quasi Yagi posee un gran rango de operación, bajos niveles de pérdidas de retorno y un patrón de radiación uniforme y directivo a lo largo de su rango de operación [17]. Por estas razones, la antena quasi Yagi es apropiada para las aplicaciones de *beamforming*.

Las partes que componen a la antena quasi Yagi, mostrada en la figura 2-13, son:

- Balun: Elemento de la antena quasi Yagi que divide a la señal que viaja por la línea microcinta de alimentación en dos señales con igual potencia, pero varía la fase de una de ellas en 180° para poder alimentar al dipolo
- Dipolo: Elemento radiante de la antena quasi Yagi.
- Director: Elemento que tiene como función principal hacer directivo al patrón de radiación de la antena quasi Yagi. Asimismo, permite variar la impedancia total

de la antena para lograr que los niveles de pérdidas de retorno de la antena sean los menores posibles

- Plano tierra truncado: Elemento que actúa como reflector en la antena quasi Yagi para que la mayor parte de la potencia se envíe en la dirección donde se encuentra el director. De esta manera, se aumenta aún más la directividad de la antena quasi Yagi.

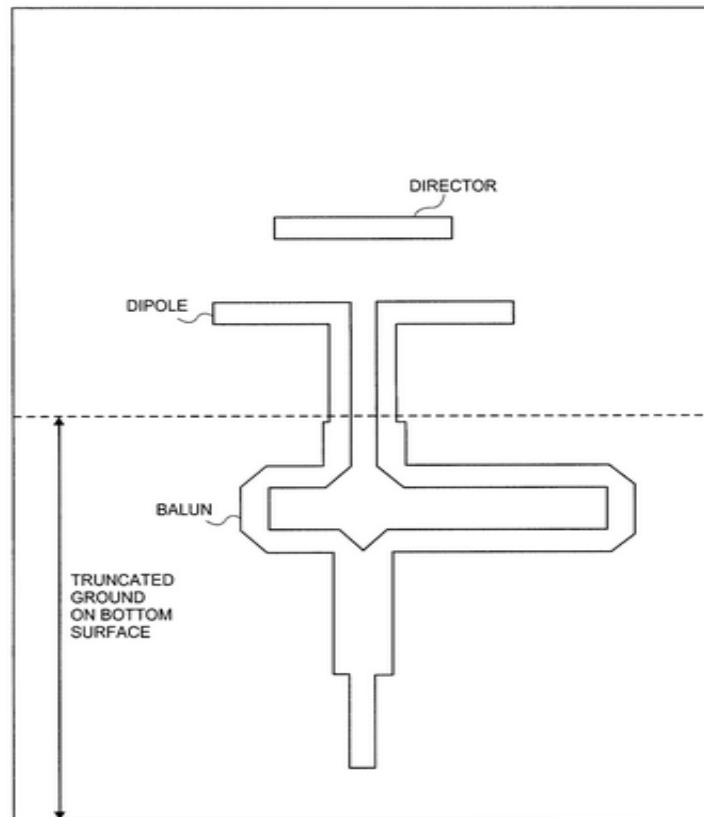


FIGURA 2-13: PLANO DE LA ANTENA QUASI YAGI

FUENTE: [39]

Capítulo 3

Diseño e implementación del sistema de beamforming

3.1 Metodología general del diseño e implementación

Para el diseño de todos los componentes necesarios para implementar el sistema de *beamforming* se utilizaron dos herramientas de simulación electromagnética:

- Advanced Design System (ADS): software de la compañía Keysight Technologies de simulación electromagnética para RF, microondas y sistemas digitales de alta velocidad en un entorno bidimensional. Posee librerías especializadas para aplicaciones WiMAX, LTE, radares y satelitales, por lo cual es altamente usado en las industrias de comunicaciones inalámbricas, networking, aeroespacial y militar. Posee los motores de simulación Momentum RF, Momentum Microwave y FEM (Método de elementos finitos) para analizar las respuestas de los sistemas objetivos en el dominio de la frecuencia.

- Electromagnetic Professional (EMPro): software de la compañía Keysight Technologies de diseño y simulación electromagnética para analizar la respuesta de sistemas RF, microondas y antenas en un entorno tridimensional, por lo que genera mayor carga computacional que ADS. Permite la integración de diseños desarrollados en ADS fácilmente. Posee los motores de simulación FEM (Método de elementos finitos) y FDTD (Diferencias finitas en el dominio del tiempo) para analizar las respuestas de los sistemas objetivos en el dominio de la frecuencia y tiempo respectivamente.

Los pasos a seguir para el diseño de cada componente fueron los siguientes:

1. Realizar los cálculos teóricos para hallar las longitudes eléctricas de cada línea de transmisión del componente.
2. Usar la herramienta LineCalc de ADS para hallar las dimensiones de las líneas microcinta a implementar a partir de las longitudes eléctricas calculadas en el primer paso.
3. Simular el componente electromagnéticamente usando el método Momentum Microwave.
4. Si los resultados de la simulación muestran que el componente ha sido diseñado correctamente para el rango de operación del sistema de *beamforming*, exportar el diseño del componente a EMPro. Si el resultado no es adecuado para el rango de operación, volver al primer paso.
5. Simular el componente electromagnéticamente usando el método FEM.
6. Si los resultados de la simulación son coherentes con los resultados obtenidos en ADS, se procede a la implementación. De otra manera, se regresa al primer paso.

Una vez se ha diseñado el componente con una respuesta adecuada para el rango de operación objetivo, se siguieron los siguientes pasos para la implementación y análisis de resultados:

1. Exportar el diseño de EMPro a AutoCAD e imprimirlo en papel transparente.
2. Utilizar la técnica de fotograbado para el procesamiento de las líneas microcintas en el sustrato. Consiste en echar una capa de resina fotosensible a

una de las caras de cobre del sustrato y exponerlo a luz UV con el diseño impreso en el primer paso entre la luz y la cara con la resina fotosensible para lograr que el diseño quede grabado. Por último, se sumerge la placa en óxido férrico para quitar el cobre que quedó expuesto a la luz UV y obtener el diseño del componente grabado en el sustrato.

3. Soldar los conectores SMA como transición de cables coaxiales a líneas microcinta.
4. Utilizar el analizador de red vectorial (VNA) Agilent 8722ET para medir la respuesta en parámetros S del componente implementado y comparar los resultados con los de la simulación obtenidos en el proceso del diseño.
5. Si las mediciones son coherentes con las simulaciones y el componente tiene una respuesta adecuada para el rango de medición, se aprueba el diseño y se usará para la implementación del sistema de *beamforming*. De otra manera, se vuelve al primer paso del proceso de diseño.

3.2 Elección del sustrato para la implementación

El sustrato elegido para la implementación de la Matriz de Butler 8x8 es el modelo RO3003 fabricado por la empresa Rogers Corporation, el cual es una marca reconocida en el mercado de fabricantes de materiales electrónicos de alta calidad y desempeño en variadas aplicaciones de las áreas de microondas y RF.

Este sustrato posee una permeatividad relativa (ϵ_r) igual a 3.00 y grosor de 1.52mm, con lo cual se pueden imprimir líneas de impedancia característica de hasta 145 ohm (ancho igual a 0.3mm), necesarias para la implementación de la Matriz de Butler 8x8.

3.3 Acoplador híbrido de cuadratura

3.3.1 Diseño

Para el diseño del acoplador híbrido de cuadratura se eligió usar el acoplador de tipo *branch-line* de 4 brazos de banda ancha presentado en [28]. El diagrama esquemático del acoplador se muestra en la figura 3-1:

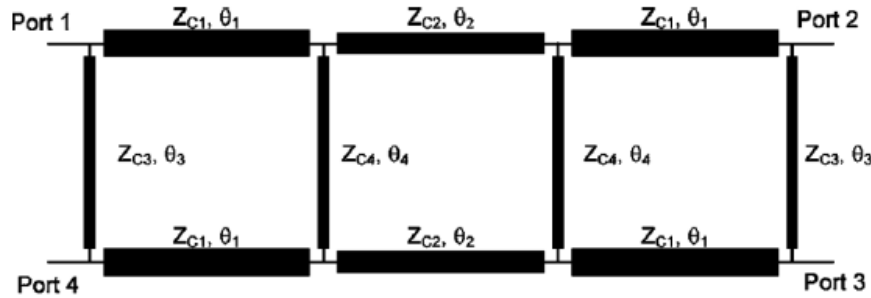


FIGURA 3-1: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUATRO BRAZOS

FUENTE: [9]

Los parámetros para el diseño del acoplador son los siguientes: $Z_{C1}=54$ ohm, $Z_{C2}=58.3$ ohm, $Z_{C3}=Z_{C4}=143$ ohm y $\theta_1= \theta_2= \theta_3= \theta_4= 90^\circ$. Sin embargo, esto significaría que el acoplador híbrido de cuatro brazos tendría una longitud eléctrica total de 270° ; es decir, $\frac{3}{4}$ de la longitud de onda en el sustrato, a la frecuencia central de operación (1932.5 MHz), igual a 74.7mm.

Tal como se indicó en la sección 2.3.3, se usó el modelo de acopladores híbridos de cuadratura compactos propuestos en [9]. En éste se describen las ecuaciones de diseño (3.1), (3.2) y (3.3) para la transformación de líneas de transmisión mostrada en la figura 3-2:

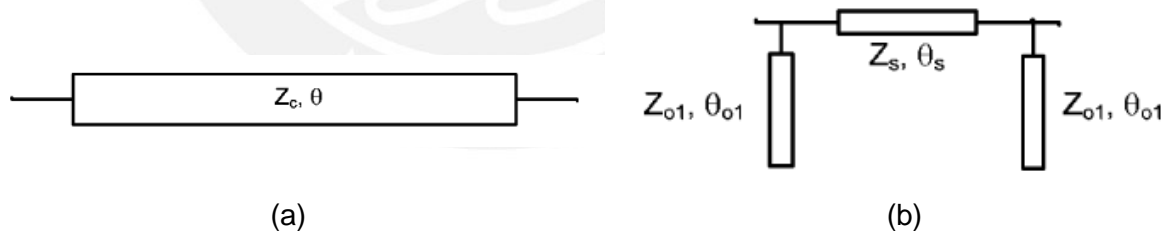


FIGURA 3-2: (a) LÍNEA DE TRANSMISIÓN CONVENCIONAL (b) MODELO DE SÍNTESIS CON UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN SERIE Y DOS BRAZOS EN CIRCUITO ABIERTO

FUENTE: [9]

$$Z_s = \frac{Z_c * \text{sen}(\theta)}{\text{sen}(\theta_s)} \tag{3.1}$$

$$B_{o1} = \frac{\cos(\theta_s) - \cos(\theta)}{Z_c * \text{sen}(\theta)} \tag{3.2}$$

$$jB_{o1} = \frac{j \tan(\theta_{o1})}{Z_{o1}} \quad (3.3)$$

Donde B_{o1} indica la admitancia de entrada de los brazos en circuito abierto del modelo equivalente y se asume que $0 \leq \theta_s \leq \theta \leq 90^\circ$. Entonces, se divide cada sección de línea de transmisión que compone el acoplador híbrido de cuadratura en tres partes iguales de longitud eléctrica igual a 30° y se elige a θ_s igual a 12.5° . Luego, se aplican (3.1) y (3.2) para poder hallar B_{o1} y Z_s . Finalmente, se eligen los valores de θ_{o1} y Z_{o1} al aplicar (3.3).

Es de esta manera que para la línea con $Z_{C1}=54$ ohm se obtienen los siguientes parámetros: $\theta_s=12.5^\circ$, $Z_s=104.3$ ohm, $B_{o1} = 0.0037$ S, $Z_{o1} = 75$ ohm y $\theta_{o1} = 15.5^\circ$. Asimismo, para la línea con $Z_{C1}=54$ ohm se obtienen los siguientes parámetros: $\theta_s=12.5^\circ$, $Z_s=112$ ohm, $B_{o1} = 0.00345$ S, $Z_{o1} = 75$ ohm y $\theta_{o1} = 14.5^\circ$. Las líneas de impedancia característica igual a 143 ohm no se transforman, pues las impedancias de las líneas equivalentes serían demasiado altas para poder ser implementadas.

En el caso de que existan dos brazos en circuito abierto en una unión entre líneas de transmisión iguales; es decir, dos brazos de circuito abierto con igual admitancia, se suman las admitancias por estar en paralelo y se obtienen los siguientes parámetros usando la ecuación (3.3): para los brazos de admitancia igual a 0.0037 S, la admitancia en paralelo es 0.0074 S y, por lo tanto, $Z_{o1} = 75$ ohm y $\theta_{o1} = 29.03^\circ$; y para los brazos de admitancia igual a 0.00345 S, la admitancia en paralelo es 0.0069 S y, por ello, $Z_{o1} = 75$ ohm y $\theta_{o1} = 27.36^\circ$.

En el caso de que solo exista un brazo en circuito abierto o sean dos brazos en circuito abierto de diferente admitancia, se decidió aplicar la transformación descrita en [10] para brazos en circuito abierto como muestra la figura 3-3. Esta transformación permite que los brazos en circuito abierto puedan ser doblados al ser implementadas en líneas microcinta con impedancias escalonadas para poder lograr una reducción del tamaño del acoplador híbrido de cuadratura aún mayor.

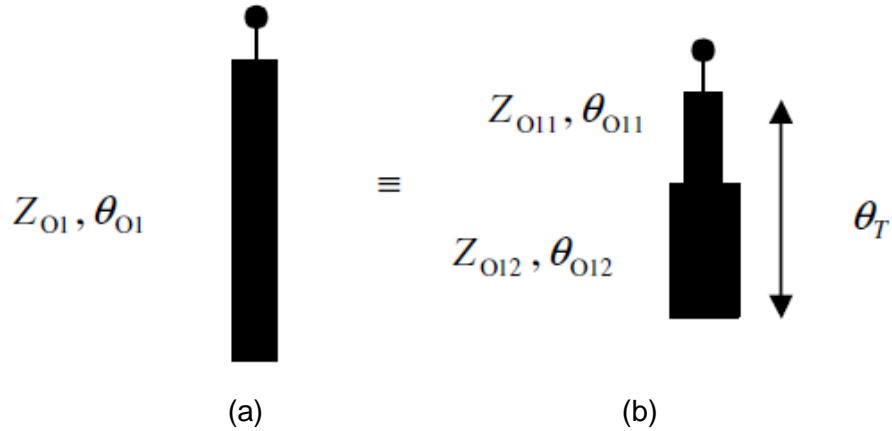


FIGURA 3-3: (a) BRAZO EN CIRCUITO ABIERTO (b) BRAZO EN CIRCUITO ABIERTO CON IMPEDANCIAS ESCALONADAS

FUENTE: [10]

La ecuación de diseño para esta transformación se indica en la ecuación (3.4):

$$\tan(\theta_{012}) = \frac{K \cdot \tan(\theta_{01}) - M \cdot K \cdot \tan(\theta_{011})}{M + \tan(\theta_{011}) \cdot \tan(\theta_{01})} \quad (3.4)$$

donde $K = Z_{012} / Z_{011}$ y $M = Z_{01} / Z_{011}$

Entonces, luego de la elección apropiada de los valores de M y K , se puede aplicar la ecuación (3.4) para completar la transformación de los brazos en circuito abierto.

Para el diseño del acoplador, se eligieron $Z_{01} = 75 \text{ ohm}$, $Z_{011} = 143 \text{ ohm}$, $Z_{012} = 75 \text{ ohm}$ y $\theta_{011} = \theta_{01} \cdot 0.185$. Entonces, se calculó $M = K = 0.5245$. En el caso de los brazos en circuito abierto con admitancia de 0.0037 S , se calculó $\theta_{011} = 2.86^\circ$ y $\theta_{012} = 13.75^\circ$; en el caso de los brazos en circuito abierto con admitancia de 0.00345 S , se calculó $\theta_{011} = 2.68^\circ$ y $\theta_{012} = 12.89^\circ$

Una vez calculadas las dimensiones reales en línea microcinta para cada línea de transmisión del acoplador híbrido de cuadratura usando la herramienta LineCalc de ADS, se simuló el diseño que se muestra en la figura 3-4.

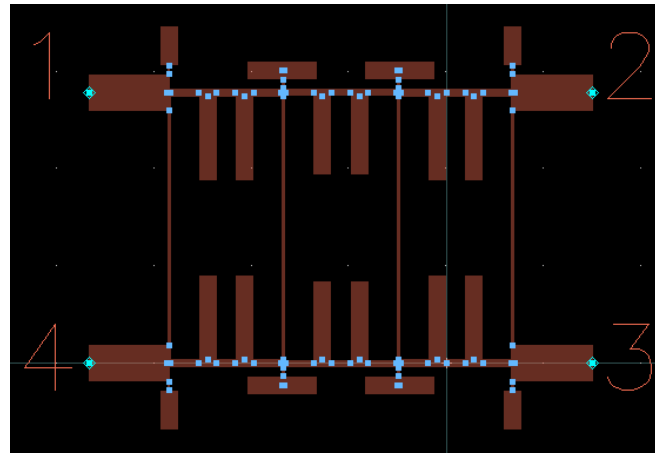


FIGURA 3-4: DISEÑO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA

FUENTE: Elaboración propia

La respuesta en magnitud de los parámetros S en dB para el puerto 1 se muestra en la figura 3-5:

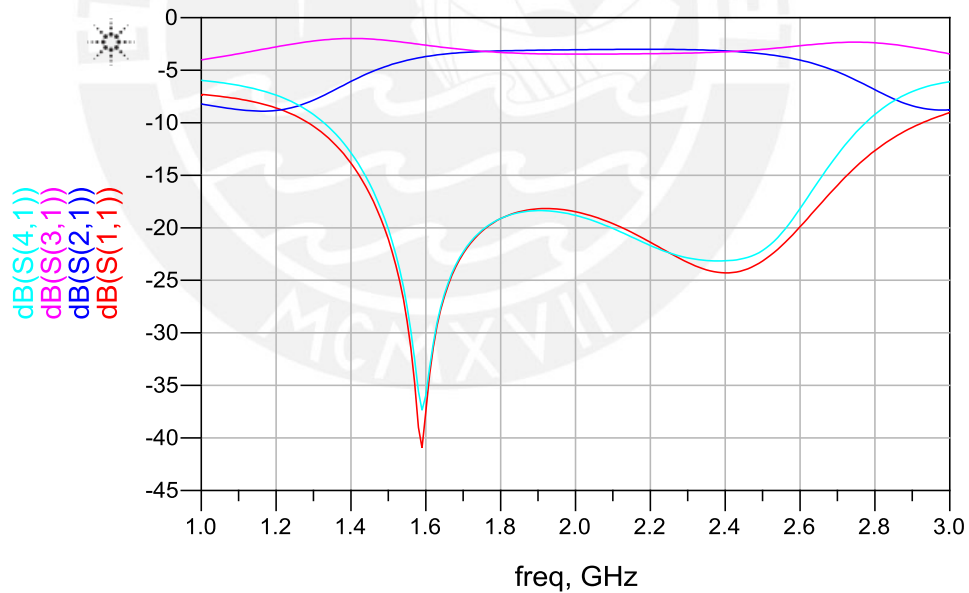


FIGURA 3-5: RESPUESTA EN MAGNITUD SIMULADA DE LOS PARÁMETROS S PARA EL PUERTO 1 DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA

FUENTE: Elaboración propia

La diferencia de amplitud en dB y fase en grados para los puertos de salida 2 y 3 se muestra en la figura 3-6:

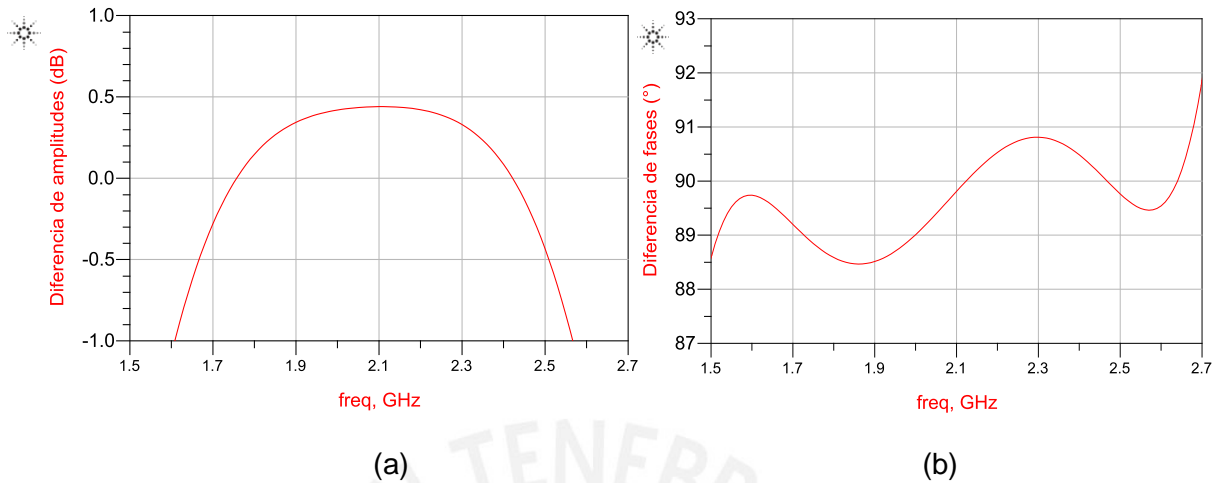


FIGURA 3-6: (a) DIFERENCIA DE AMPLITUDES Y (b) DIFERENCIA DE FASES DE LAS SEÑALES DE SALIDA SIMULADAS DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA

FUENTE: Elaboración propia

Los criterios que se usaron para poder definir el rango de operación del acoplador híbrido de cuadratura son que las amplitudes de las señales de los puertos de salida tengan una diferencia máxima de 0.8 dB, la diferencia de fases de las señales de los puertos de salida sea como máximo 5° y que la pérdida de retorno y aislamiento del acoplador sean menores a -10 dB; es decir, que solo la décima parte de la potencia de la señal de entrada retorne por este.

De los resultados de la simulación, se observa que el acoplador híbrido opera en el rango de 1.63 GHz a 2.55 GHz. Las pérdidas de inserción en los puertos de salida son de $-3.15 \text{ dB} \pm 0.4 \text{ dB}$ y la diferencia de fases es de $89.2^\circ \pm 1.5^\circ$ en el rango de interés de 1.71 GHz a 2.155 GHz.

3.3.2 Implementación

Una vez diseñado el acoplador híbrido de cuadratura y verificado que opere en el rango de interés por medio de la simulación electromagnética, se procedió a implementar el primer prototipo. Las mediciones demostraron que este primer prototipo operaba en el rango de 1.54 GHz hasta 2.37 GHz.

Además, se observó que en el rango de 1.54 GHz hasta 2.0 GHz la pérdida de retorno y aislamiento del acoplador eran menores a -20 dB. Por lo tanto, se decidió escalar el diseño multiplicando las dimensiones por un factor de 0.9 para poder llevar el rango de operación a frecuencias mayores y conseguir que, para el rango de 1.71 GHz hasta 2.155 GHz, la pérdida de retorno y aislamiento sean menores a -20 dB; o sea, solo la centésima parte de la potencia de la señal de entrada retorna por el puerto de entrada y, también, sólo la centésima parte de la potencia de la señal de entrada sale del circuito por el puerto aislado.

El segundo prototipo del acoplador híbrido de cuadratura se muestra en la figura 3-7:

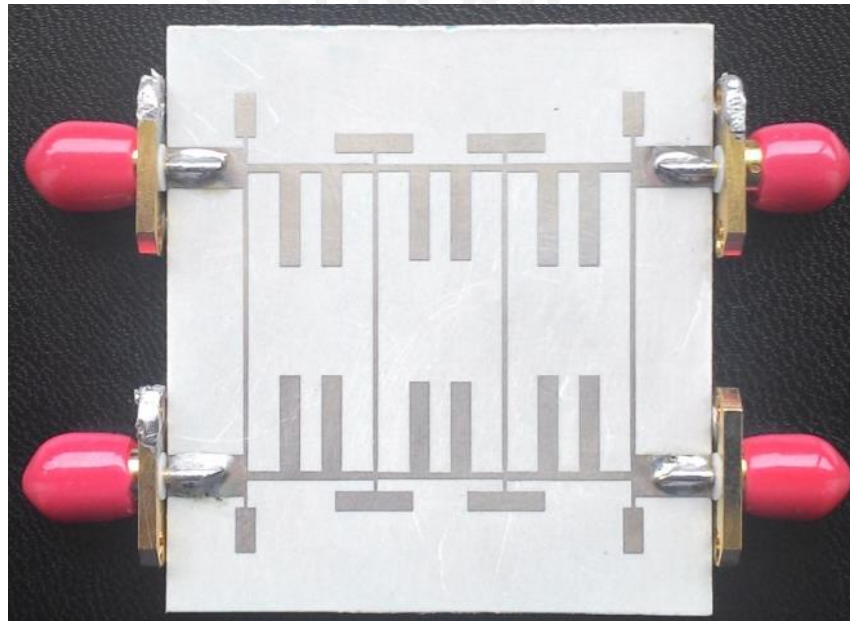


FIGURA 3-7: SEGUNDO PROTOTIPO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA IMPLEMENTADO EN SUSTRATO RO3003

FUENTE: Elaboración propia

El rango de operación del segundo prototipo es de 1.66 GHz a 2.64 GHz, por lo que muestra coherencia con las simulaciones. La pérdida de retorno (S_{11}) y el aislamiento (S_{41}) son menores a -20 dB en el rango de 1.71 GHz a 2.155 GHz como se muestra en la figura 3-8:

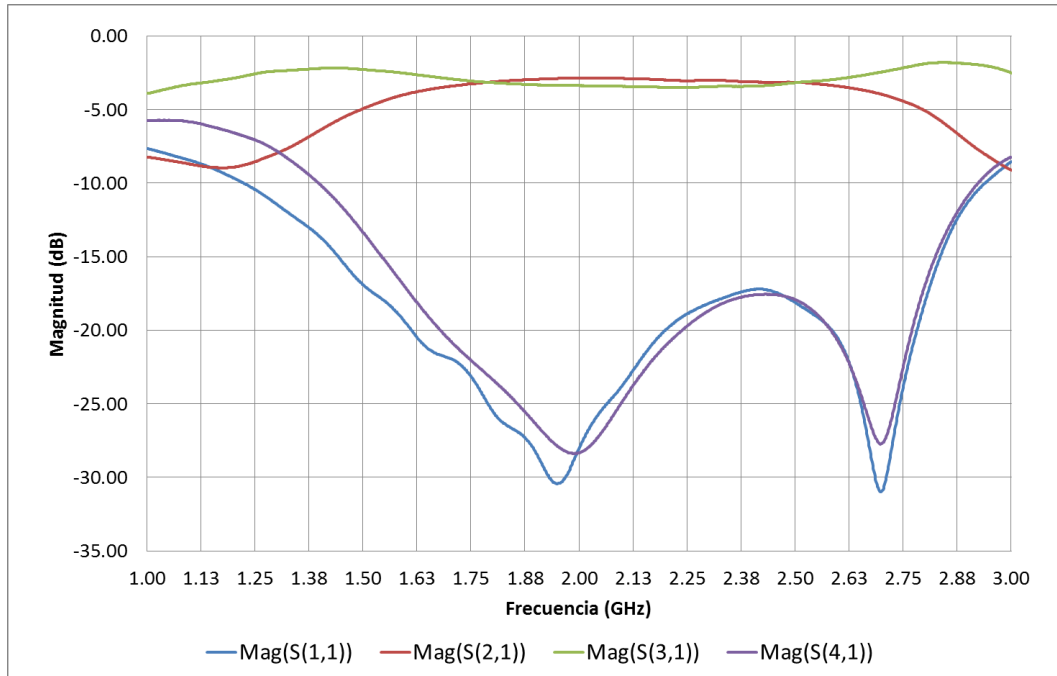


FIGURA 3-8: RESPUESTA EN MAGNITUD DEL SEGUNDO PROTOTIPO DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA
FUENTE: Elaboración propia

La medición de la diferencia de fase para las señales de los puertos de salida se muestra en la figura 3-9:

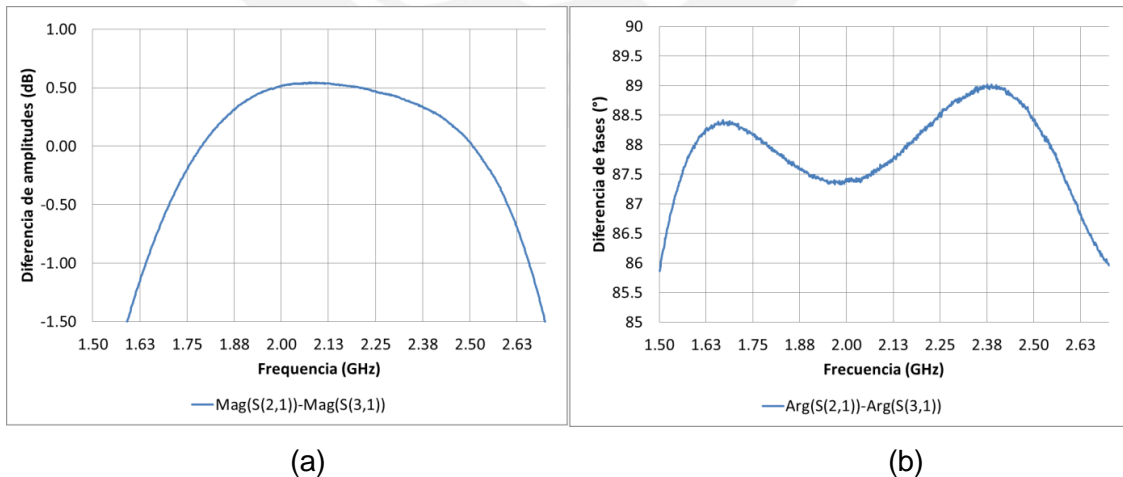


FIGURA 3-9: MEDICIONES DE (a) DIFERENCIA DE AMPLITUDES Y (b) DIFERENCIA DE FASES DE LAS SEÑALES DE SALIDA DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA
FUENTE: Elaboración propia

De los resultados de las mediciones, se comprueba que las pérdidas de inserción en los puertos de salida son de $-3.12 \text{ dB} \pm 0.55 \text{ dB}$ y la diferencia de fases es de $88.0^\circ \pm 0.5^\circ$ en el rango de interés de 1.71 GHz a 2.155 GHz. El desbalance en la diferencia de fases al no estar centrado alrededor de 90° , como idealmente debería ser el funcionamiento del acoplador híbrido de cuadratura, es producto de la transformación realizada a las líneas de transmisión del acoplador para poder compactar su tamaño total. De todas maneras, este desbalance puede ser corregido usando los variadores de fase tipo Schiffman que se describen en las secciones 3.2, 3.3 y 3.4. Las dimensiones finales del acoplador híbrido de cuadratura se muestran en la figura 3-10. El tamaño total del acoplador híbrido es de $41 \times 35 \text{ mm}^2$, que es mucho menor al tamaño del *branch-line* de cuatro brazos igual a $40 \times 74.4 \text{ mm}^2$ (reducción de área de 51.8%). La naturaleza compacta del acoplador híbrido es la que permite que la Matriz de Butler tenga un área reducida de implementación y pueda ser denominada compacta.

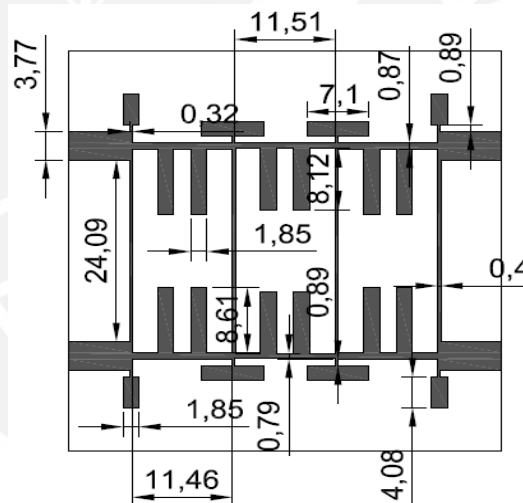


FIGURA 3-10: DIMENSIONES DEL ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA EN MILÍMETROS

FUENTE: Elaboración propia

3.4 Variadores de fase tipo Schiffman

Tal como se indicó en la sección 2.4.3, para la implementación de los variadores de fase en la Matriz de Butler 8×8 se usarán los modelos de variadores de fase tipo Schiffman para líneas microcinta propuestos en [31]. El diagrama esquemático general para el variador de fase tipo Schiffman se muestra en la figura 3-11:

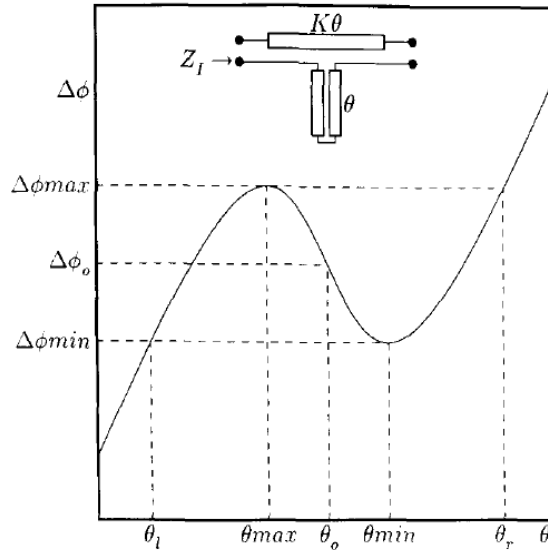


FIGURA 3-11: VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN Y SU RESPUESTA TÍPICA DE FASE
FUENTE: [40]

El variador de fase tipo Schiffman está compuesto por una sección de líneas acopladas terminadas en cortocircuito con longitud eléctrica θ y una línea de referencia con longitud eléctrica $K\theta$. La diferencia total de fase ($\Delta\Phi$) se obtiene a partir de la diferencia de fases de las señales que se transmiten por la sección de líneas acopladas y la línea de referencia. Tanto el nivel de acoplamiento de la sección de líneas acopladas como la longitud de la línea de referencia son parámetros cruciales para la diferencia de fases del variador de fase tipo Schiffman. La ecuación (3.5) describe la diferencia de fases ($\Delta\Phi$) del variador de fase tipo Schiffman:

$$\Delta\Phi = K\theta - \cos^{-1}\left(\frac{\rho - \tan^2\theta}{\rho + \tan^2\theta}\right) \quad (3.5)$$

Donde ρ , denominado relación de impedancias, es el factor que define el nivel de acoplamiento (C) de la sección de líneas acopladas como muestra la ecuación (3.6):

$$C = -20 \log\left(\frac{\rho - 1}{\rho + 1}\right) \quad (3.6)$$

Entonces, la variación de fase deseada depende de la elección apropiada de θ , K y C . A partir del análisis descrito en [31] para las ecuaciones anteriores, se puede observar que el variador de fase tipo Schiffman tendrá un mayor rango de operación cuando θ

es 90° o 180° y que los niveles de $\Delta\Phi_{max}$ y $\Delta\Phi_{min}$ dependen del valor ρ y, en consecuencia, de C .

A continuación, se procederá a explicar el proceso de diseño e implementación de los tres variadores de fase necesarios para la Matriz de Butler 8×8 : de 22.5° , de 45° y de 67.5° .

3.4.1 Variador de fase tipo Schiffman de 22.5°

3.4.1.1 Diseño

Primero, se eligieron valores para θ y K . El valor de θ se definió como 90° a 1932.5 MHz, la frecuencia central de operación, para poder obtener el mayor rango de operación del variador de fase. Luego, se puede calcular el valor de K al llevar al límite $\theta \rightarrow 90^\circ$ en la ecuación (3.5):

$$\Delta\Phi = 22.5^\circ = \lim_{\theta \rightarrow 90^\circ} K\theta - \cos^{-1}\left(\frac{\rho - \tan^2\theta}{\rho + \tan^2\theta}\right)$$

$$\Delta\Phi = 22.5^\circ = \lim_{\theta \rightarrow 90^\circ} K(90^\circ) - \cos^{-1}\left(\frac{-\infty}{+\infty}\right) = K(90^\circ) - 180^\circ$$

$$\rightarrow K = 2.25$$

Entonces, el valor de la longitud eléctrica de la línea de referencia, $K\theta$, es 202.5° . El valor de C se escogió en un principio como -13 dB.

Llegado a este punto, se procedió a calcular las dimensiones en líneas microcinta para el variador de fase y se simuló electromagnéticamente. El diseño se fue optimizando mediante un método de prueba y error al variar los valores de C y K según fue necesario para obtener una diferencia máxima de fase en $\Delta\Phi_{max}$ y $\Delta\Phi_{min}$ igual a $\pm 0.5^\circ$ alrededor de 22.5° . El nivel de acoplamiento optimizado es de -14.4 dB, equivalente a una separación entre la sección de líneas acopladas de 0.8 mm. El diseño final se muestra en la figura 3-12 y la diferencia de fases simuladas se muestra en la figura 3-13:

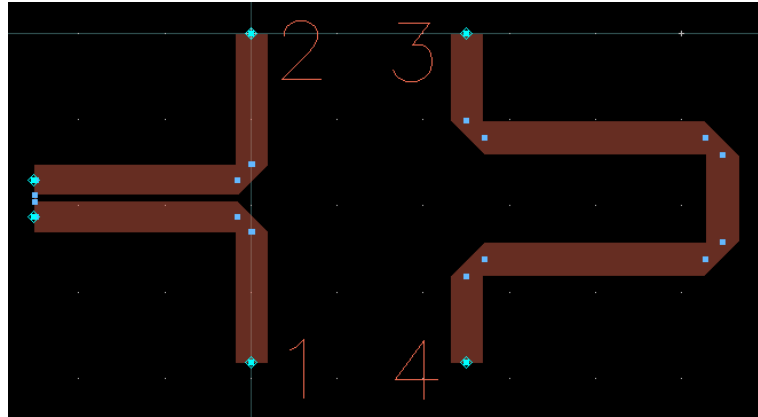


FIGURA 3-12: DISEÑO DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5°

FUENTE: Elaboración propia

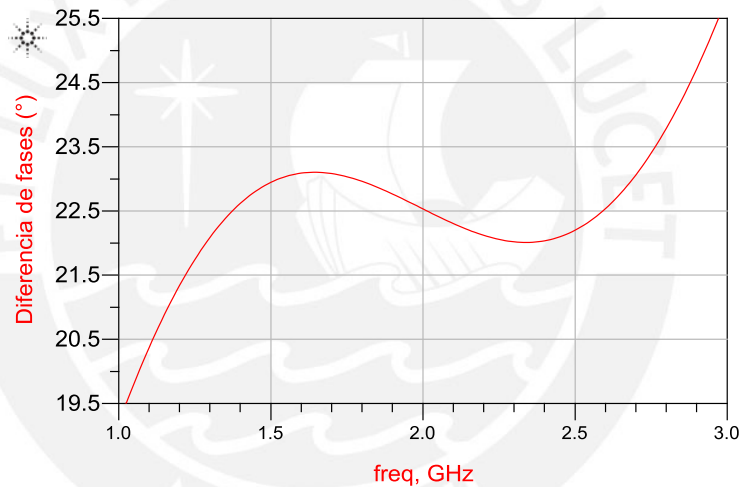


FIGURA 3-13: DIFERENCIA DE FASES SIMULADA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5°

FUENTE: Elaboración propia

De los resultados de la simulación se observa que el variador de fase tiene un rango de operación de 1.11 GHz a 2.86 GHz donde la diferencia de fases es $22.5^\circ \pm 2^\circ$.

3.4.1.2 Implementación

Terminado el proceso de optimización, se implementó el variador de fase tipo Schiffman de 22.5° en el sustrato RO3003 mostrado en la figura 3-14. Los resultados de las mediciones de diferencia de fases se muestran en la figura 3-15:

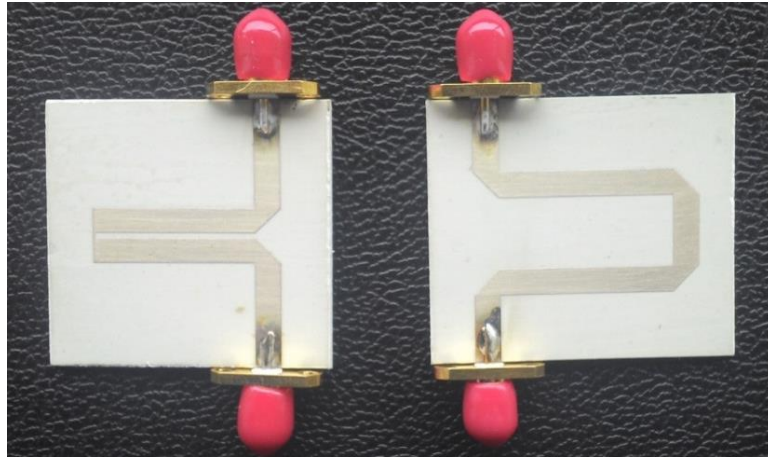


FIGURA 3-14: VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5° IMPLEMENTADO EN SUSTRATO RO3003

FUENTE: Elaboración propia

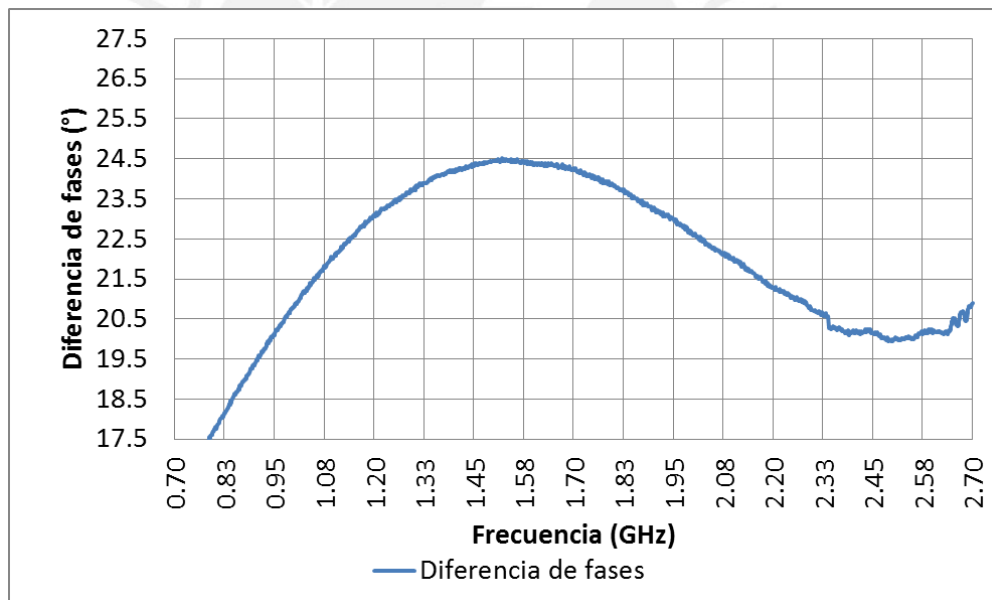


FIGURA 3-15: DIFERENCIA DE FASES MEDIDA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5°

FUENTE: Elaboración propia

De los resultados de las mediciones, se observa que la diferencia de fases en el rango de 1.71 GHz a 2.155 GHz es de $22.5^\circ \pm 2^\circ$. Las dimensiones del variador de fase de 22.5° se muestran en la figura 3-16:

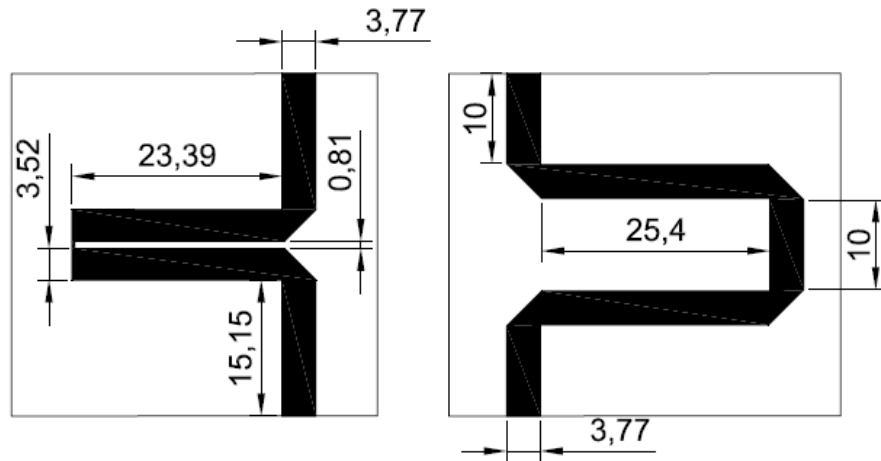


FIGURA 3-16: DIMENSIONES DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 22.5° EN MILÍMETROS

FUENTE: Elaboración propia

3.4.2 Variador de fase tipo Schiffman de 45°

3.4.2.1 Diseño

Al igual que el diseño del variador de fase de 22.5°, se eligieron valores para θ y K . El valor de θ se definió como 90° a 1932.5 MHz. Luego, se calculó el valor de K al llevar al límite $\theta \rightarrow 90^\circ$ en la ecuación (3.5):

$$\Delta\Phi = 45^\circ = \lim_{\theta \rightarrow 90^\circ} K\theta - \cos^{-1}\left(\frac{\rho - \tan^2\theta}{\rho + \tan^2\theta}\right)$$

$$\Delta\Phi = 45^\circ = \lim_{\theta \rightarrow 90^\circ} K(90^\circ) - \cos^{-1}\left(\frac{-\infty}{+\infty}\right) = K(90^\circ) - 180^\circ$$

$$\rightarrow K = 2.5$$

Entonces, el valor de la longitud eléctrica de la línea de referencia, $K\theta$, es 222.5°. El valor de C se escogió en un principio como -10 dB.

Llegado a este punto, se procedió a calcular las dimensiones en líneas microcinta para el variador de fase y se simuló electromagnéticamente. El diseño se fue optimizando al

variar los valores de C y K según fue necesario para obtener una diferencia máxima de fase en $\Delta\Phi_{max}$ y $\Delta\Phi_{min}$ igual a $\pm 0.5^\circ$ alrededor de 45° . El diseño final se muestra en la figura 3-17 y la diferencia de fases simulada se muestra en la figura 3-18:

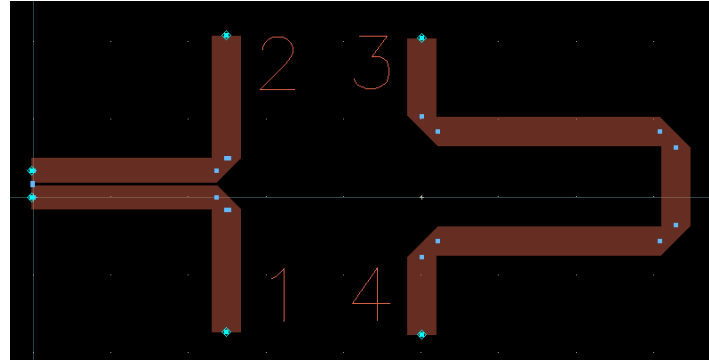


FIGURA 3-17: DISEÑO DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45°

FUENTE: Elaboración propia

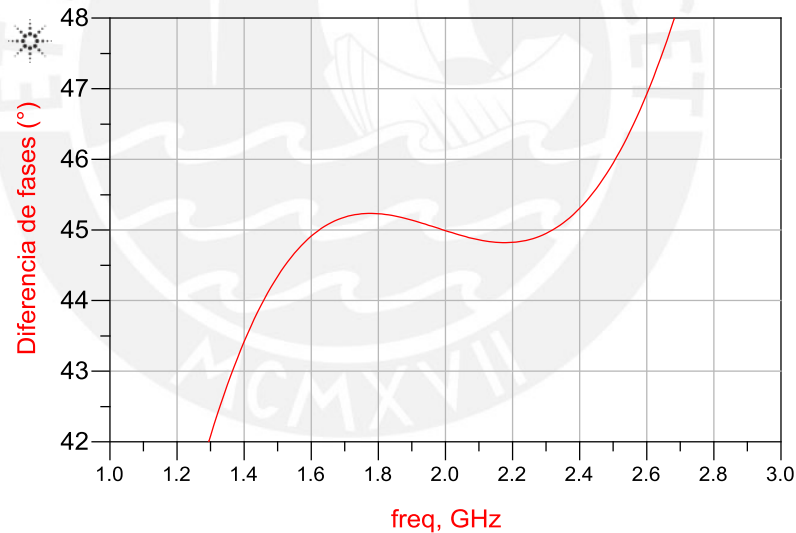


FIGURA 3-18: DIFERENCIA DE FASES SIMULADA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45°

FUENTE: Elaboración propia

De los resultados de la simulación, se observa que el variador de fase de 45° tiene un rango de operación de 1.36 GHz a 2.7 GHz donde la diferencia de fases es $45^\circ \pm 2^\circ$. Comparado con el variador de fase de 22.5° , el variador de fase de 45° posee una diferencia de fase máxima en $\Delta\Phi_{max}$ y $\Delta\Phi_{min}$ igual a 0.25° , y no de 0.5° , ya que se

necesitaría un nivel de acoplamiento mayor y por limitaciones del diseño, la separación mínima es 0.3 mm, equivalente a un nivel de acoplamiento de -10.4 dB.

3.4.2.2 Implementación

Terminado el proceso de optimización, se implementó el variador de fase tipo Schiffman de 45° en el sustrato RO3003 mostrado en la figura 3-19. Los resultados de las mediciones se muestran en la figura 3-20:

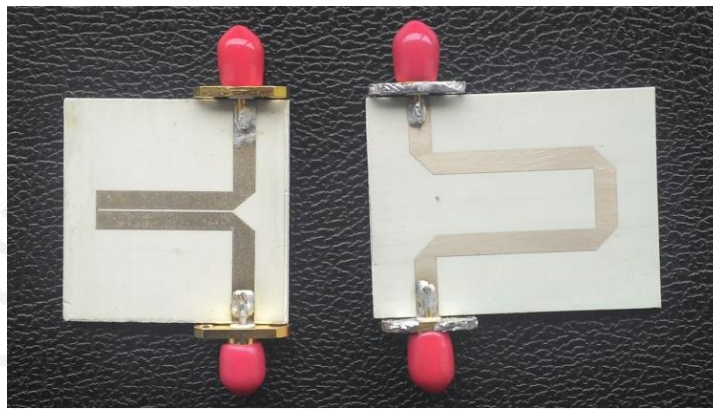


FIGURA 3-19: VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45° IMPLEMENTADO EN SUSTRATO RO3003

FUENTE: Elaboración propia

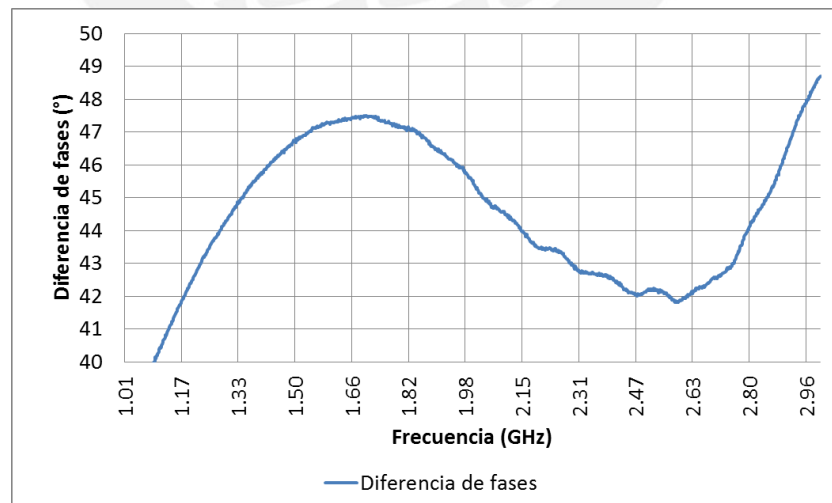


FIGURA 3-20: DIFERENCIA DE FASES MEDIDA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45°

FUENTE: Elaboración propia

De los resultados de las mediciones, se observa que la diferencia de fases en el rango de 1.71 GHz a 2.155 GHz es de $45^\circ \pm 2^\circ$. Las dimensiones del variador de fase de 45° se muestran en la figura 3-21:

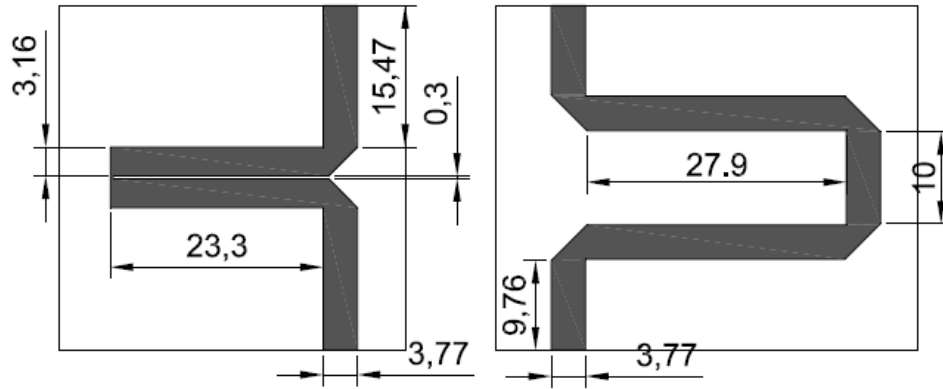


FIGURA 3-21: DIMENSIONES DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 45° EN MILÍMETROS

FUENTE: Elaboración propia

3.4.3 Variador de fase tipo Schiffman paralelo de 67.5°

3.4.3.1 Diseño

Para obtener la diferencia de fases de 67.5° necesario en el último variador de fase a implementar, se requieren niveles de acoplamiento mayores en la sección de líneas acopladas comparadas a las del variador de fase de 45° ; sin embargo, si se utiliza una única sección de líneas acopladas, no sería factible la implementación, pues la separación entre las líneas debería ser menor a 0.3mm. Por esa razón, se decidió implementar el modelo del variador de fase tipo Schiffman paralelo descrito en [31], el cual consiste en utilizar dos secciones iguales de líneas acopladas con impedancia de 100 ohm en paralelo para que la impedancia resultante sea de 50 ohm. La ecuación (3.7) describe la diferencia de fases ($\Delta\Phi$) del variador de fase tipo Schiffman paralelo:

$$\Delta\Phi = K\theta - \cos^{-1}\left(\frac{\rho_p - \tan^2\theta}{\rho_p + \tan^2\theta}\right) \quad (3.7)$$

Donde ρ_p es la relación de impedancias que define el nivel de acoplamiento (C) de las dos secciones de líneas acopladas en paralelo, cada una con ρ como relación de impedancias individual, como se muestra en la ecuación (3.8):

$$\rho_p = 2\rho^3 \quad (3.8)$$

Por medio de esta técnica, al utilizar secciones de líneas de 100 ohm se puede tener iguales niveles de acoplamiento en las líneas acopladas con una separación mayor entre líneas comparadas a solo utilizar una sección de líneas acopladas de 50 ohm. En consecuencia, se puede obtener un mayor nivel de diferencias de fases a cambio de necesitar un área mayor para la implementación.

Al igual que en los dos variadores de fase anteriores, el valor de θ se definió como 90° a 1932.5 MHz. Luego, se calculó el valor de K al llevar al límite $\theta \rightarrow 90^\circ$ en la ecuación (3.7):

$$\Delta\phi = 67.5^\circ = \lim_{\theta \rightarrow 90^\circ} K\theta - \cos^{-1}\left(\frac{\rho_p - \tan^2\theta}{\rho_p + \tan^2\theta}\right)$$

$$\Delta\phi = 67.5^\circ = \lim_{\theta \rightarrow 90^\circ} K(90^\circ) - \cos^{-1}\left(\frac{-\infty}{+\infty}\right) = K(90^\circ) - 180^\circ$$

$$\rightarrow K = 2.75$$

Entonces, el valor de la longitud eléctrica de la línea de referencia, $K\theta$, es 247.5° . El valor de C de cada sección de líneas acopladas se escogió en un principio como -9 dB.

Luego, se calcularon las dimensiones en líneas microcinta para el variador de fase y se simuló electromagnéticamente. El diseño se fue optimizando mediante un método de prueba y error al variar los valores de C y K según fue necesario para obtener una diferencia máxima de fase en $\Delta\phi_{max}$ y $\Delta\phi_{min}$ igual a $\pm 0.5^\circ$ alrededor de 67.5° . El nivel de acoplamiento optimizado de cada sección de líneas acopladas individuales es de -9.5 dB, equivalente a una separación entre la sección de líneas acopladas de 0.6mm. El diseño final se muestra en la figura 3-22 y la diferencia de fases simuladas se muestra en la figura 3-23:

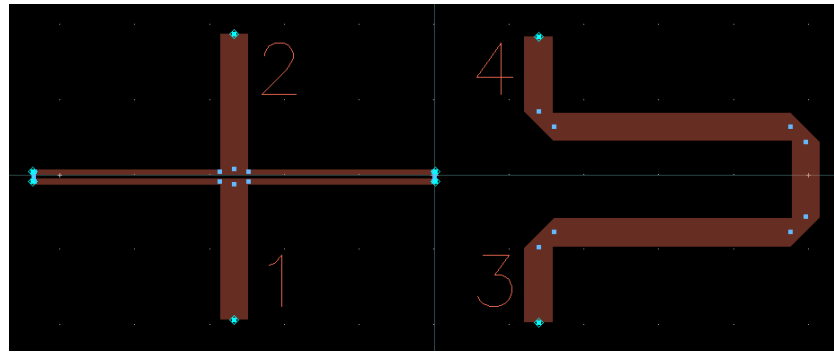


FIGURA 3-22: DISEÑO DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 67.5°

FUENTE: Elaboración propia

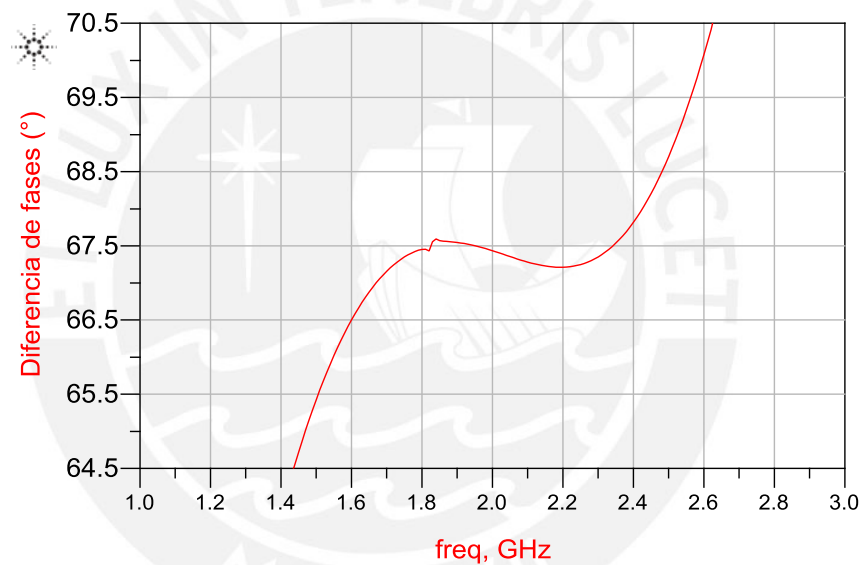


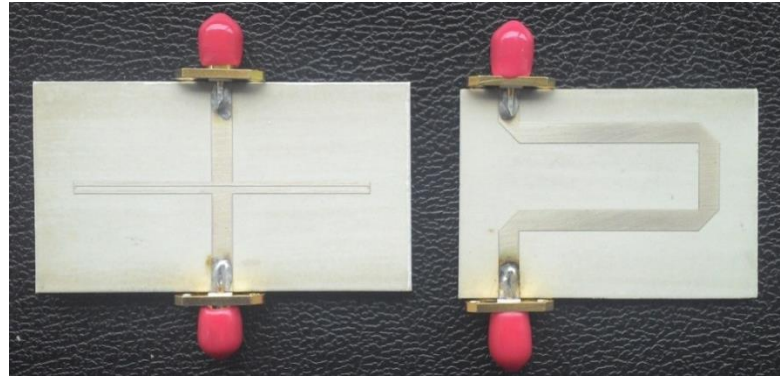
FIGURA 3-23: DIFERENCIA DE FASES SIMULADA DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 67.5°

FUENTE: Elaboración propia

De los resultados de la simulación se observa que el variador de fase tiene un rango de operación de 1.5 GHz a 2.55 GHz donde la diferencia de fases es $67.5^\circ \pm 2^\circ$.

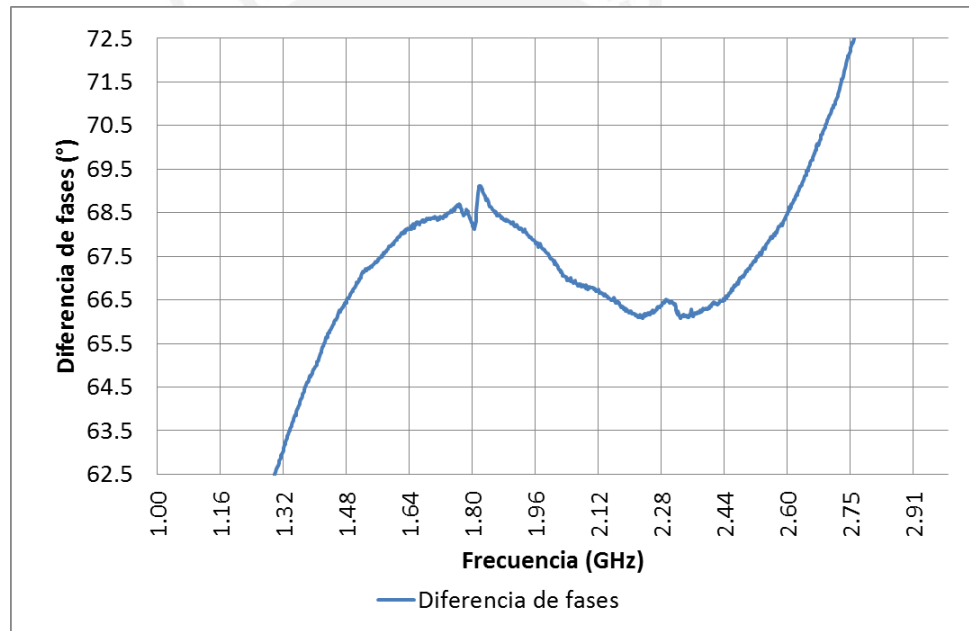
3.4.3.2 Implementación

Terminado el proceso de optimización, se implementó el variador de fase tipo Schiffman de 67.5° en el sustrato RO3003 mostrado en la figura 3-24. Los resultados de las mediciones se muestran en la figura 3-25:



**FIGURA 3-24: VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN PARALELO DE 67.5°
IMPLEMENTADO EN SUSTRATO RO3003**

FUENTE: Elaboración propia



**FIGURA 3-25: DIFERENCIA DE FASES MEDIDA DEL VARIADOR DE FASE TIPO
SCHIFFMAN PARALELO DE 67.5°**

FUENTE: Elaboración propia

De los resultados de las mediciones, se observa que la diferencia de fases en el rango de 1.42 GHz a 2.65 GHz es de $67.5^\circ \pm 2^\circ$. Las dimensiones del variador de fase de 67.5° se muestran en la figura 3-26:

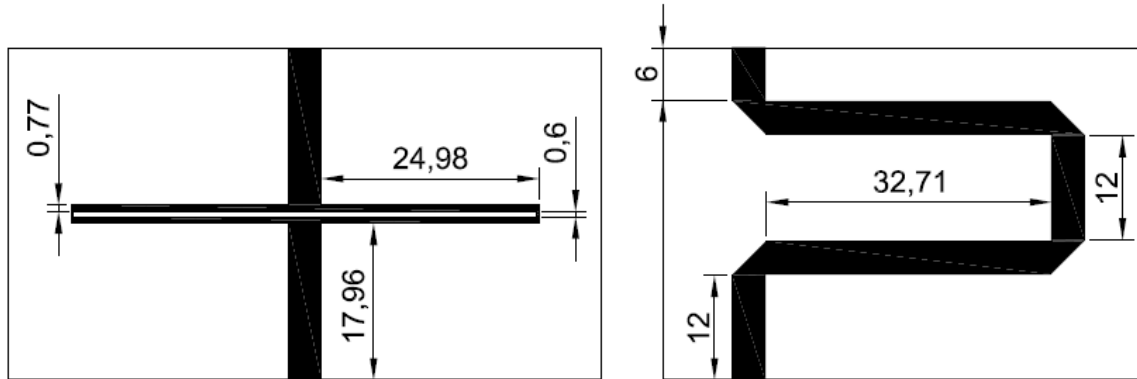


FIGURA 3-26: DIMENSIONES DEL VARIADOR DE FASE TIPO SCHIFFMAN DE 67.5° EN MILÍMETROS

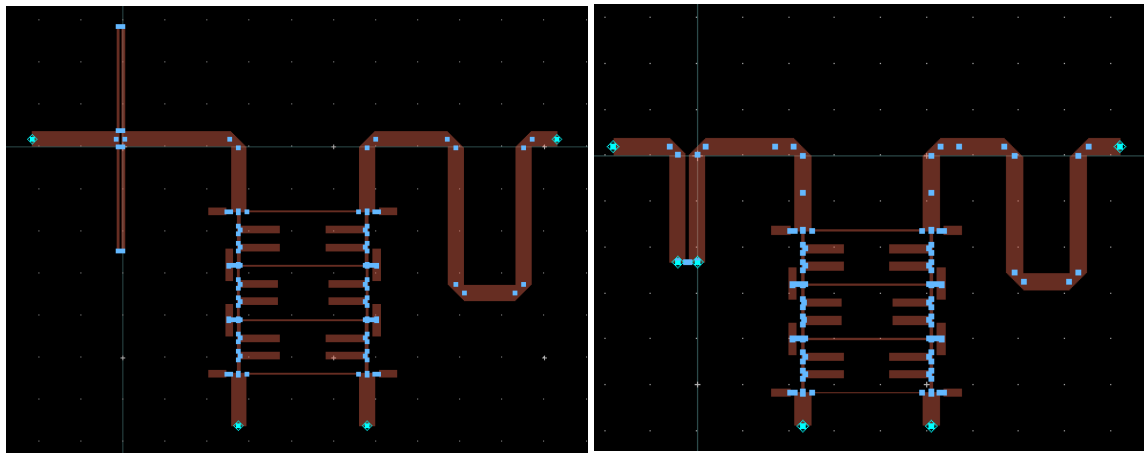
FUENTE: Elaboración propia

3.5 Matriz de Butler 8x8

3.5.1 Diseño

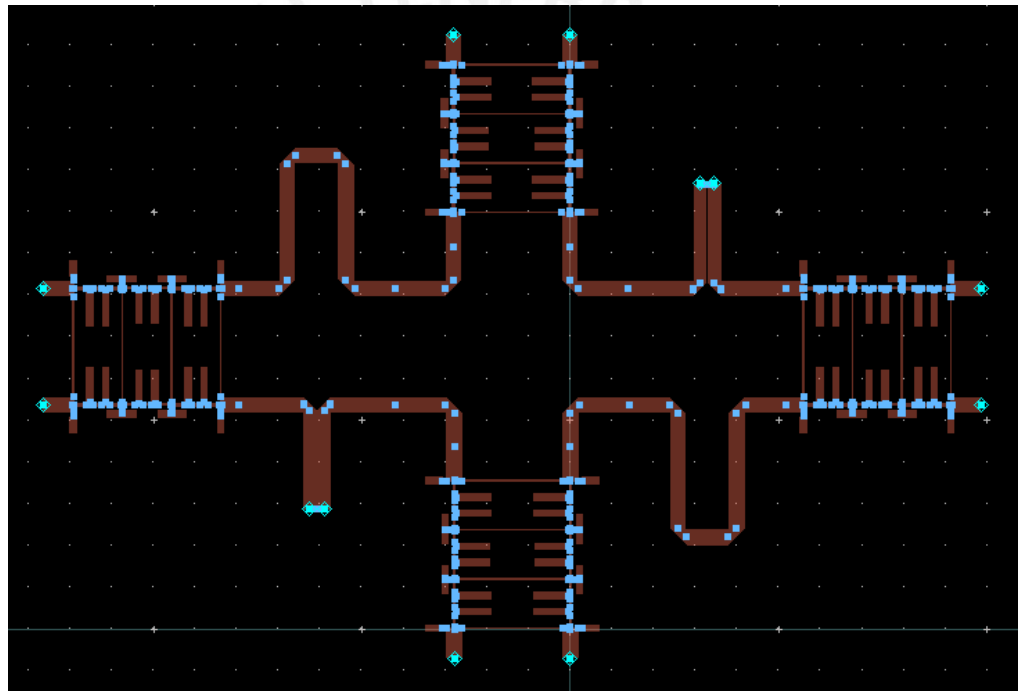
Luego de completar el proceso de la implementación de los componentes individuales, se procedió a juntarlos según el modelo del diagrama esquemático de la figura 2-1. Sin embargo, debido a que el tamaño máximo de las placas disponibles era de 220mmx305mm, se decidió dividir a la Matriz de Butler 8x8 en seis componentes, mostrados en la figura 3-27: un par de acopladores híbridos de cuadratura y variadores de fase de 67.5°, un par de acopladores híbridos de cuadratura y variadores de fase de 22.5°, y un par de Matrices de Butler 4x4, los cuales son formados por cuatro acopladores híbridos de cuadratura y dos variadores de fase de 45°. Asimismo, mediante el posicionamiento adecuado de los componentes individuales en cada una de las seis partes, se pudo eliminar el uso de *crossovers* que introducirían pérdidas de potencia y errores de fase innecesarios.

Por la decisión de dividir la Matriz de Butler 8x8 en seis partes, se decidió simular cada parte por separado y luego utilizar los resultados obtenidos para simular la Matriz de Butler 8x8. Debido a este método, en la simulación no se tomó en cuenta los efectos del acoplamiento entre cada parte, por lo que el resultado final de la medición diferirá de los obtenidos en la simulación



(a)

(b)



(c)

FIGURA 3-27: DISEÑO DE LAS PARTES DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8 (a) ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON VARIADOR DE FASE DE 67.5° (b) ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON VARIADOR DE FASE DE 22.5° (c) MATRIZ DE BUTLER 4X4

FUENTE: Elaboración propia

Los resultados de los parámetros S en magnitud simulados para el puerto 1 se muestran en la figura 3-28 y los resultados de las diferencias de fase simuladas entre los puertos de salida para el puerto 1 se muestran en la figura 3-29:

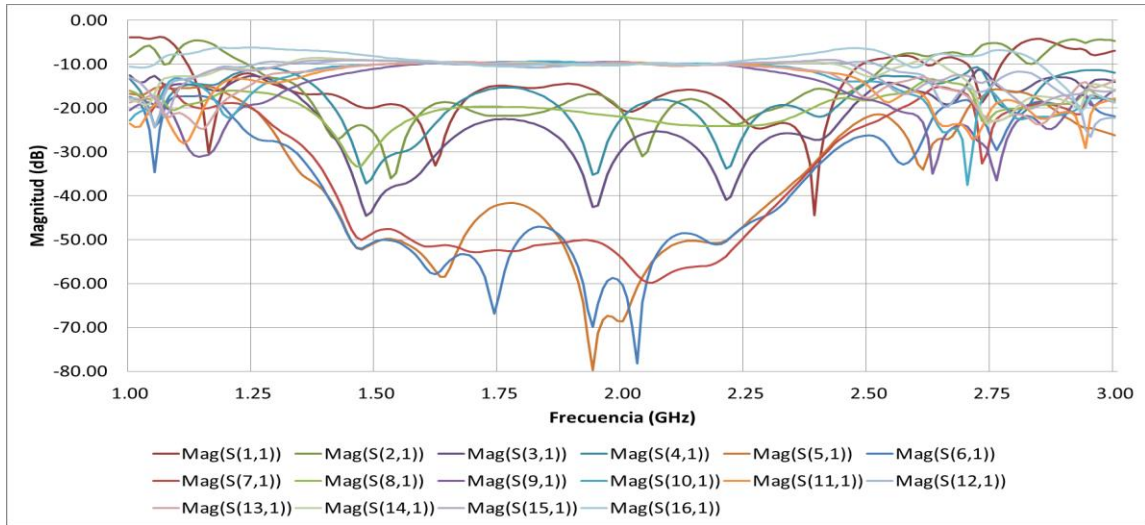


FIGURA 3-28: RESPUESTA EN MAGNITUD SIMULADA DE LOS PARÁMETROS S PARA EL PUERTO DE ENTRADA 1 DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8

FUENTE: Elaboración propia

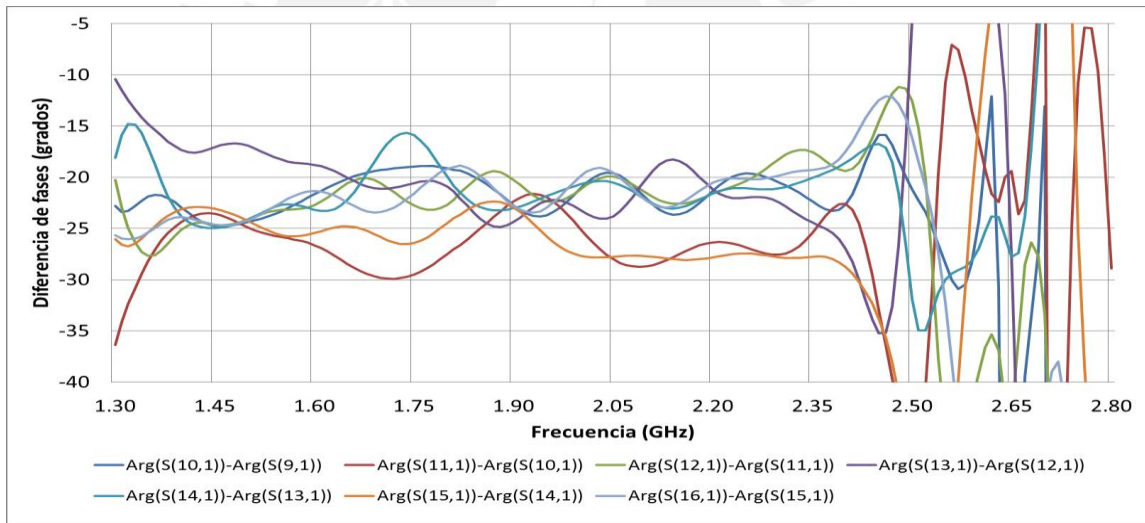


FIGURA 3-29: DIFERENCIA DE FASES SIMULADAS ENTRE LOS PUERTOS DE SALIDA PARA EL PUERTO DE ENTRADA 1 DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8

FUENTE: Elaboración propia

Para definir el rango de operación de la Matriz de Butler, se consideró que los niveles de las pérdidas de retorno y aislamientos deben ser menores a -10 dB, la máxima diferencia de amplitudes entre las señales de los puertos de salida es 1.5 dB y la máxima diferencia de fases entre los puertos de salida es $\pm 7.5^\circ$. De los resultados de la simulación, se observó que el rango de operación de la Matriz de Butler 8x8 es de

1.55 GHz a 2.26 GHz, lo que cubre las bandas AWS y PCS 1900 MHz. Las amplitudes de las señales de los puertos de salida están centradas alrededor de -10 dB.

3.5.2 Implementación

Una vez validado el diseño con los resultados de la simulación, se implementaron las partes que formaron la Matriz de Butler 8x8, las cuales son mostradas en la figura 3-30:

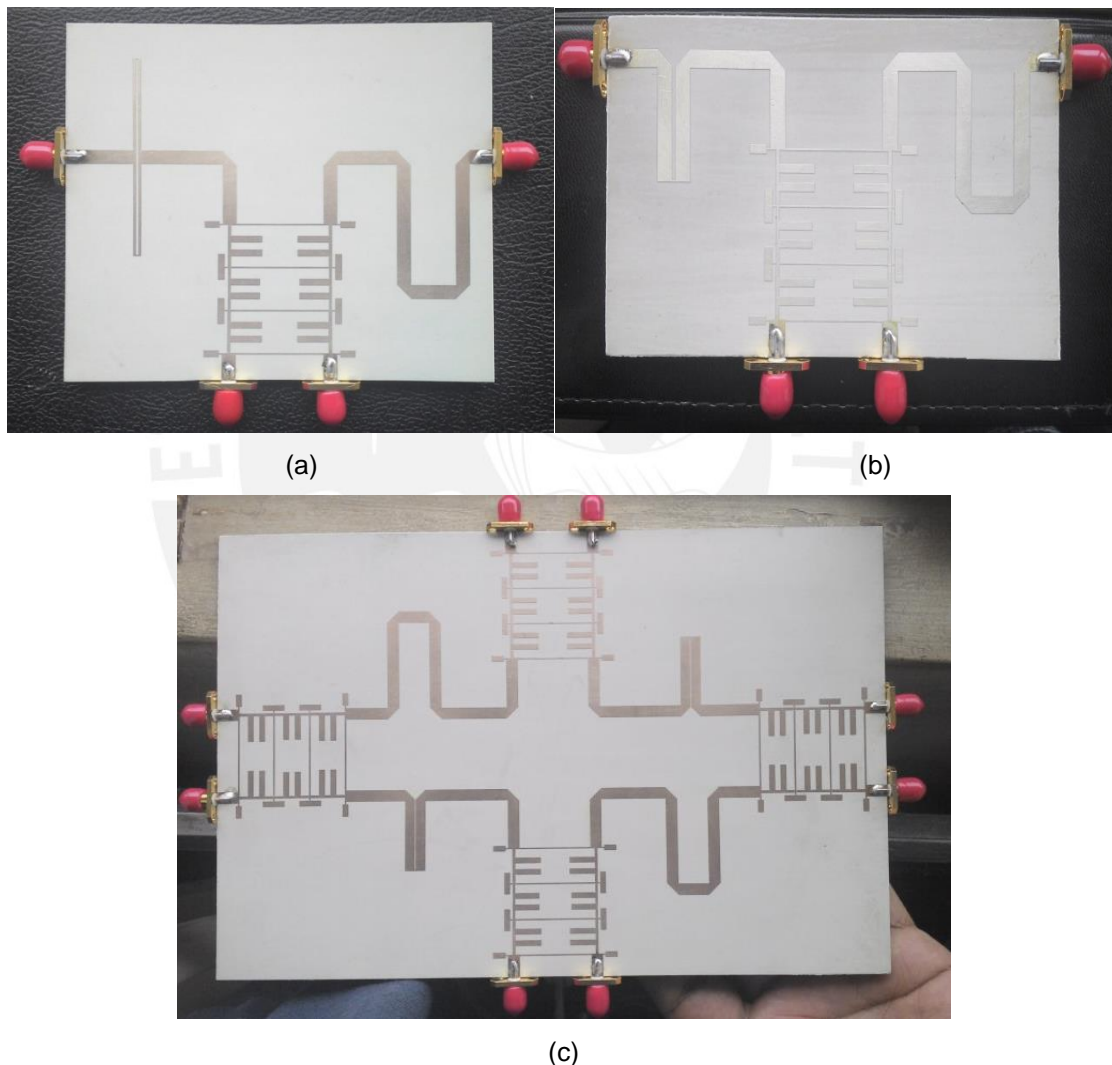


FIGURA 3-30: PARTES DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8 IMPLEMENTADAS EN SUSTRATO RO3003 (a) ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON VARIADOR DE FASE DE 67.5° (b) ACOPLADOR HÍBRIDO DE CUADRATURA CON VARIADOR DE FASE DE 22.5° (c)

MATRIZ DE BUTLER 4X4

FUENTE: Elaboración propia

Para conectar las partes que componen a la Matriz de Butler 8x8, se usaron cables coaxiales RG58 de impedancia característica de 50 ohm y longitud de 20cm. La figura 3-31 muestra la implementación física de la Matriz de Butler 8x8. Los resultados de los parámetros S en magnitud medidos para el puerto 1 se muestran en la figura 3-32:

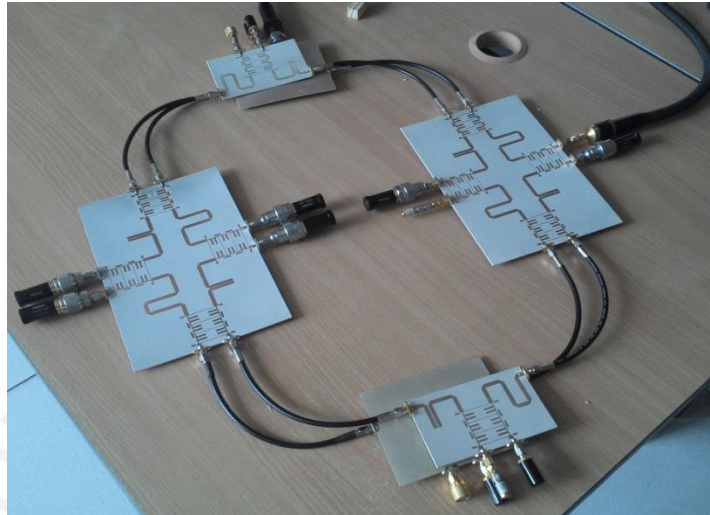


FIGURA 3-31: MATRIZ DE BUTLER 8X8 IMPLEMENTADA EN SUSTRATO RO3003

FUENTE: Elaboración propia

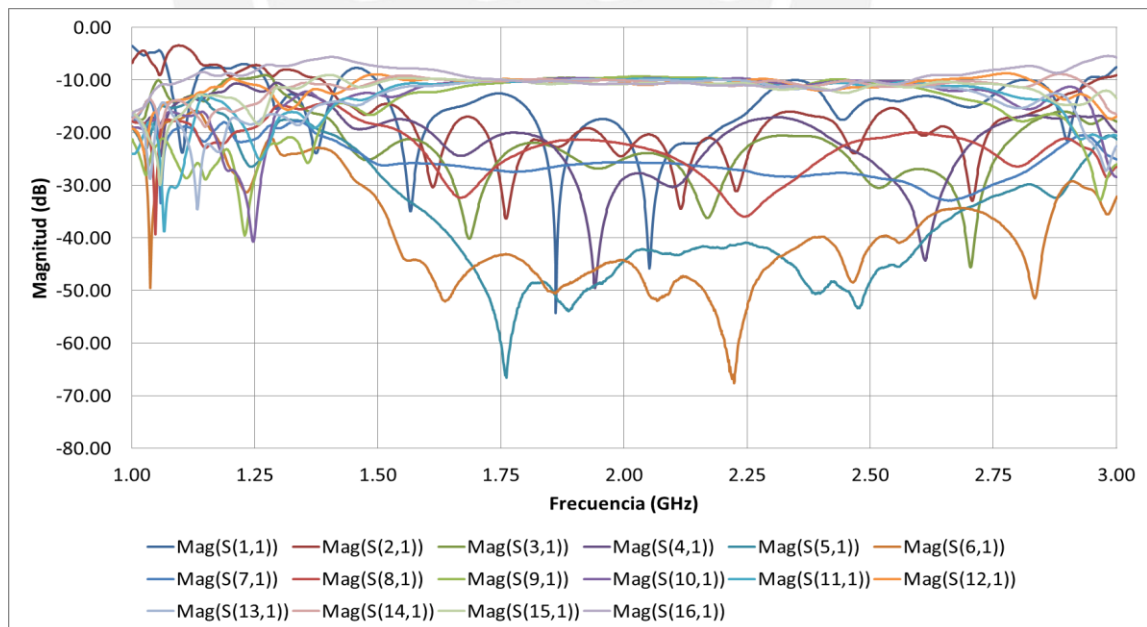


FIGURA 3-32: RESPUESTA EN MAGNITUD MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S PARA EL PUERTO DE ENTRADA 1 DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8

FUENTE: Elaboración propia

Los resultados de las diferencias de fase medidos entre los puertos de salida para el puerto 1 se muestran en la figura 3-33:

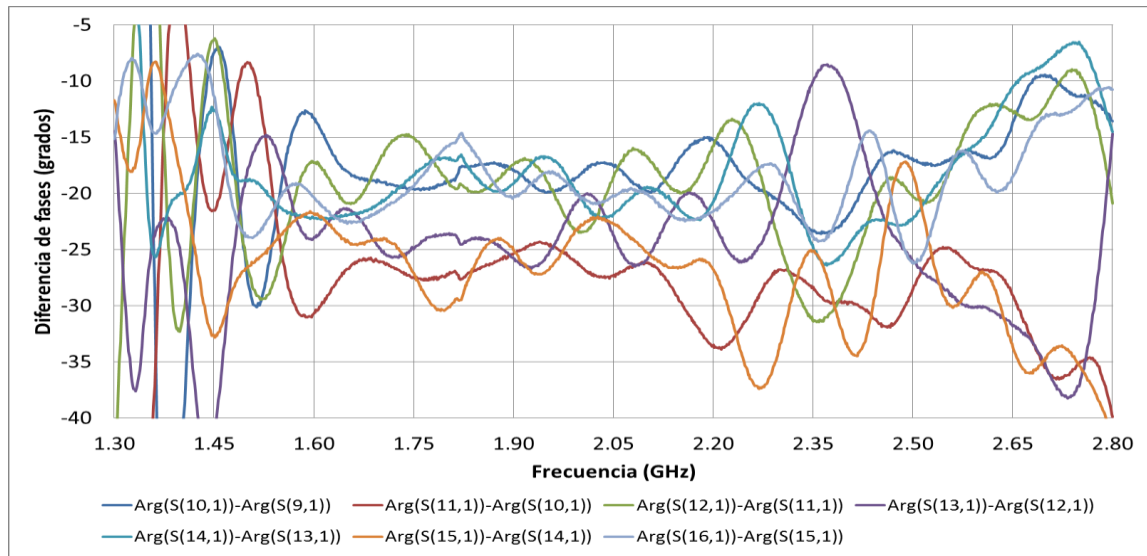


FIGURA 3-33: DIFERENCIA DE FASES MEDIDAS ENTRE LOS PUERTOS DE SALIDA PARA EL PUERTO DE ENTRADA 1 DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8

FUENTE: Elaboración propia

De los resultados de la medición, se concluyó que el rango de operación de la Matriz de Butler 8x8 es de 1.65 GHz a 2.3GHz y de 2.4 GHz a 2.6 GHz. En este rango, las amplitudes de las señales de salida están centradas alrededor de $-10.1 \text{ dB} \pm 0.75 \text{ dB}$ y las diferencias de las fases de las señales de salida están centradas alrededor de $22.5^\circ \pm 7.5^\circ$. Este desbalance de fase se debe a variaciones en los desfases de los cables coaxiales. A comparación de los resultados simulados, las mediciones revelan un mayor rango de operación que incluye la banda ISM 2.4 GHz, que puede ser incluido para aplicaciones futuras de *beamforming*. Para mayor detalle sobre los resultados de simulaciones y mediciones para los demás puertos de entrada, referirse al anexo 2.

3.6 Antena quasi Yagi

3.6.1 Diseño

Es imprescindible que la antena quasi Yagi tenga un rango de operación mínimo de 1.71 GHz a 2.155 GHz, donde la pérdida de retorno es menor a -10 dB, y mantener un

patrón de radiación directivo y uniforme en tal rango. Para lograr estos requerimientos, se diseñó la antena quasi Yagi de acuerdo a las dimensiones indicadas en [41]. La figura 3-34 muestra el diseño simulado; y la figura 3-35, la respuesta en magnitud simulada de los parámetros S:

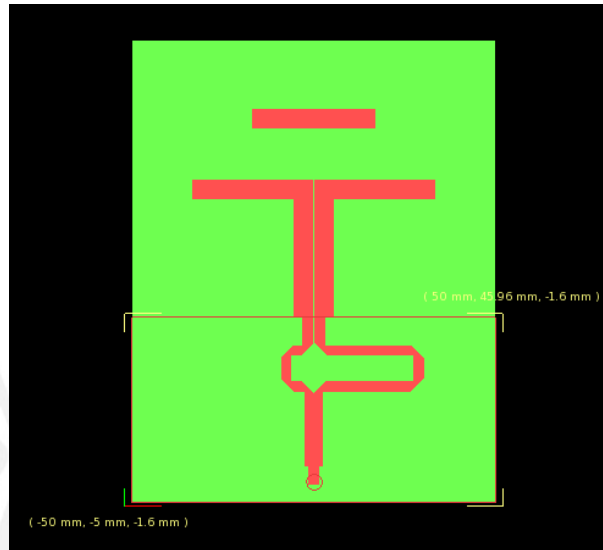


FIGURA 3-34: DISEÑO DE LA ANTENA QUASI YAGI
FUENTE: Elaboración propia

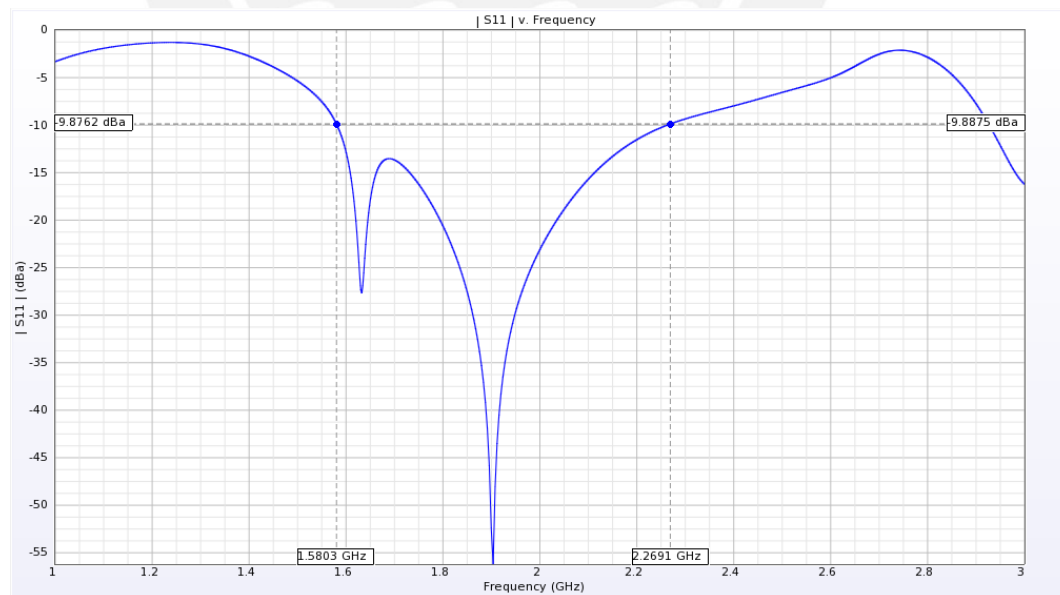


FIGURA 3-35: RESPUESTA EN MAGNITUD SIMULADA DE LOS PARÁMETROS S DE LA ANTENA QUASI YAGI
FUENTE: Elaboración propia

Se observa, según la simulación, que la antena quasi Yagi posee un rango de operación de 1.59 GHz a 2.26 GHz, que incluye a las bandas AWS y PCS 1900 MHz. La figura 3-36 muestra los patrones de radiación simulados de la antena quasi Yagi para las frecuencias centrales de los *uplinks* y *downlinks* de las bandas AWS y PCS 1900MHz:

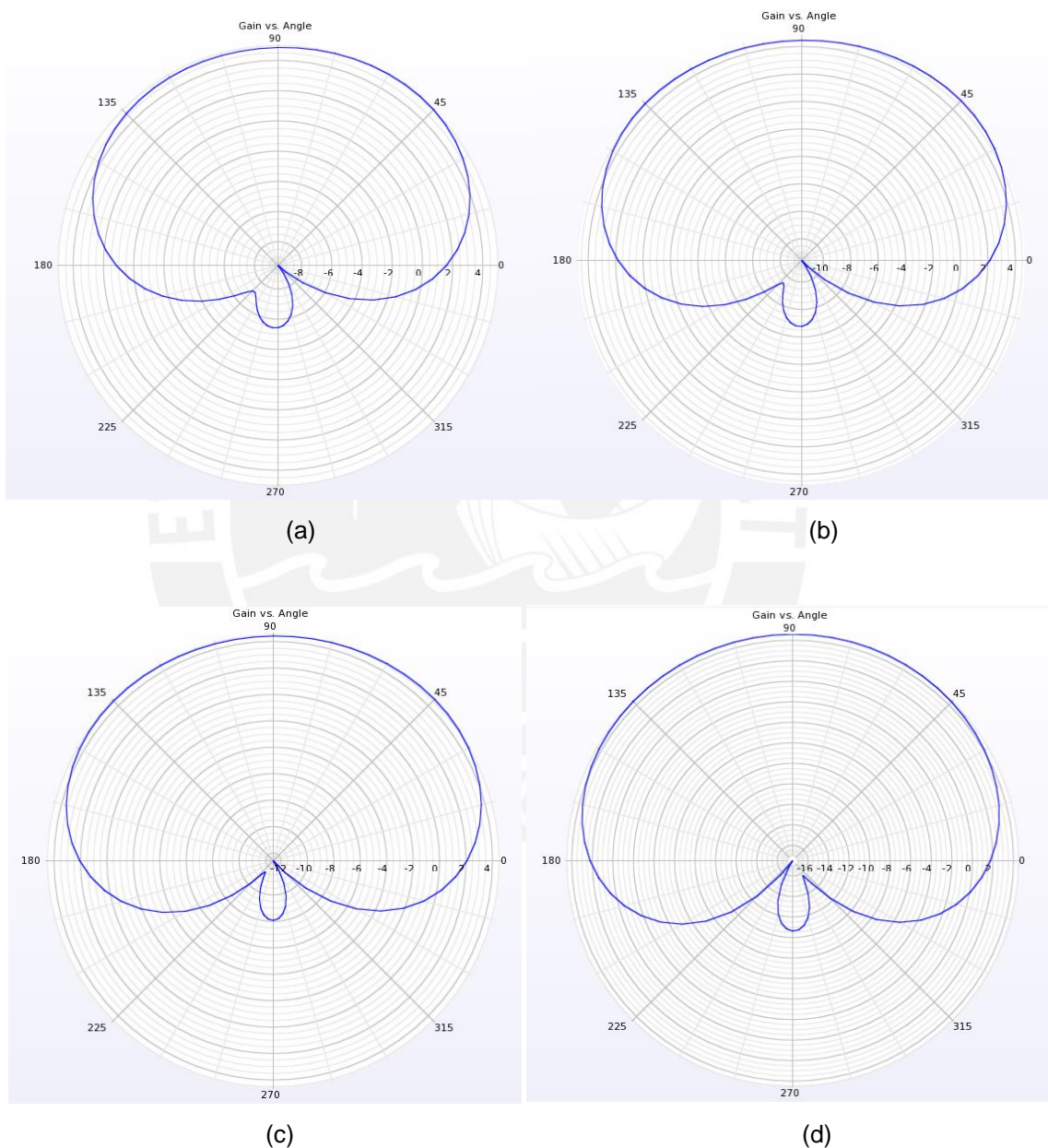


FIGURA 3-36: PATRONES DE RADIACIÓN SIMULADOS DE LA ANTENA QUASI YAGI EN (a) 1.7325 GHz, (b) 1.88 GHz, (c) 1.96 GHz Y (d) 2.1325 GHz

FUENTE: Elaboración propia

Los patrones de radiación simulados muestran que la antena diseñada es directiva en la dirección 90° (hacia donde apunta el director de la antena quasi Yagi) y mantiene un patrón uniforme en las cuatro frecuencias elegidas.

3.6.2 Implementación

Para la implementación se usó un sustrato de fibra de vidrio FR-4 ($\epsilon_r = 4.4$) de grosor igual a 1.6mm. El prototipo de la antena quasi Yagi se muestra en la figura 3-37:

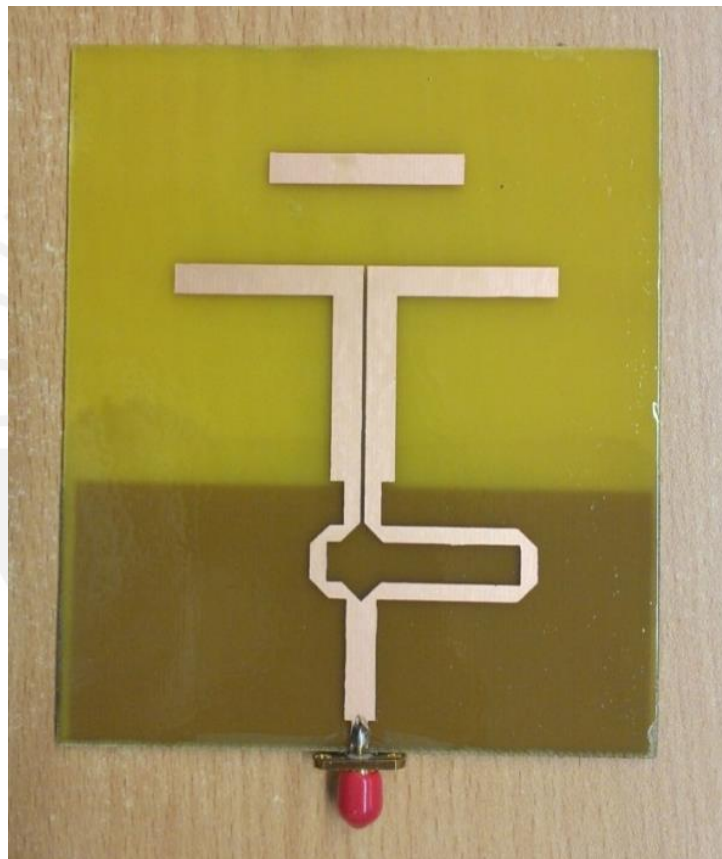


FIGURA 3-37: ANTENA QUASI YAGI IMPLEMENTADA EN SUSTRATO FR-4

FUENTE: Elaboración propia

A partir del resultado de la medición de los parámetros S de la antena quasi Yagi mostrado en la figura 3-38, se concluye que la antena quasi Yagi posee un rango de operación de 1.6 GHz a 2.31 GHz para el cual la pérdida de retorno es menor a -10 dB.

Las mediciones de los patrones de radiación se mostrarán en el siguiente capítulo para dar contraste a la funcionalidad del *beamforming* de la Matriz de Butler 8x8 al cambiar el patrón de radiación de la antena quasi Yagi.

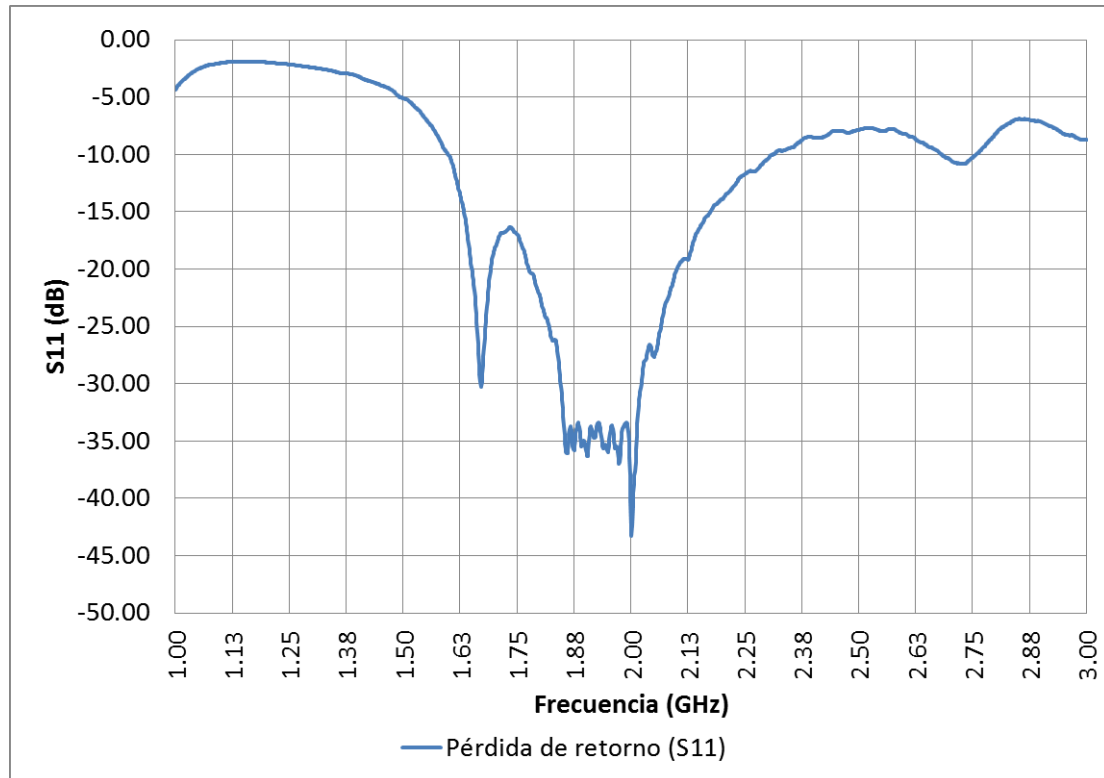
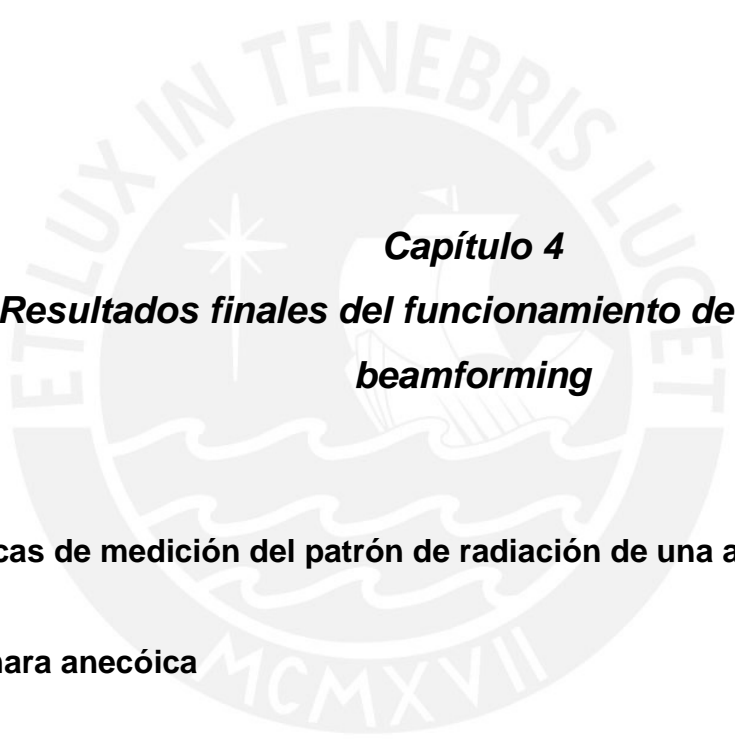


FIGURA 3-38: RESPUESTA EN MAGNITUD MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S DE LA ANTENA QUASI YAGI

FUENTE: Elaboración propia



Capítulo 4

Resultados finales del funcionamiento del sistema de beamforming

4.1 Técnicas de medición del patrón de radiación de una antena

4.1.1 Cámara anecóica

Una cámara anecóica es un ambiente cerrado donde las paredes, techo y piso absorben completamente las ondas electromagnéticas que se puedan propagar en el espacio interior de la cámara. Asimismo, una cámara anecóica está completamente aislada de radiación y ruido proveniente del exterior. Por ello, estas características la convierten en un ambiente óptimo para la medición de patrones de radiación de antenas. El diagrama esquemático para el método de medición del patrón de radiación de una antena dentro de una cámara anecóica se muestra en la figura 4-1:

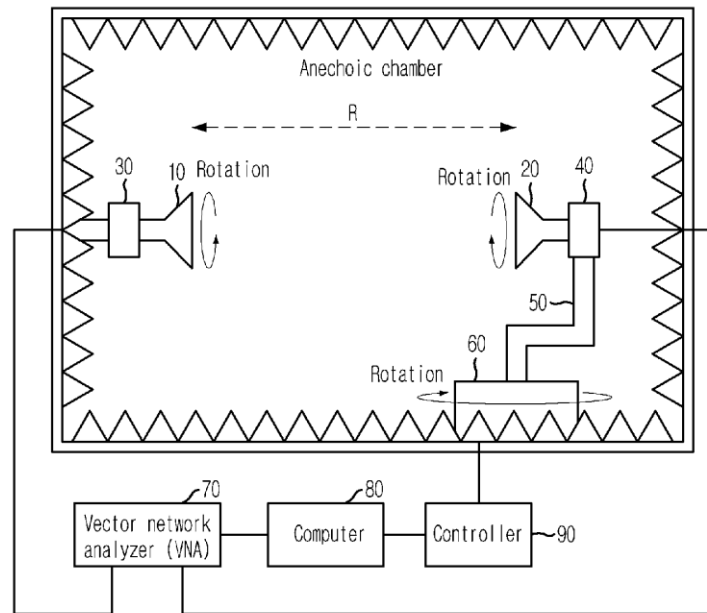


FIGURA 4-1: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL MÉTODO DE MEDICIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN DENTRO DE UNA CÁMARA ANECÓICA

FUENTE: [42]

Este método requiere de los siguientes componentes:

- Analizador vectorial de red (VNA): representado por (70) en la figura 4-1. Obtiene los datos del patrón de radiación al medir la potencia de la señal recibida en la antena de referencia (10) respecto a la potencia de la señal transmitida por la antena a medir (20).
- Antena de referencia: representado por (10). Recibe la señal transmitida por la antena a medir (20) que está separada una distancia mínima R que debe ser igual a la distancia de campo lejano. La expresión de esta distancia se define en la ecuación (4.1):

$$R = \frac{2L^2}{\lambda} \quad (4.1)$$

Donde L es la mayor dimensión de la antena a medir y λ es la longitud de onda a la frecuencia para la que se tomará la medición.

- Antena a medir: representado por (20). Transmite la señal enviada por el VNA hacia la antena de referencia (10)
- Rotores verticales: representados por (30) y (40). Se encargan de girar verticalmente a las antenas para poder obtener datos de potencias recibidas conforme la dirección hacia la que apunta la antena a medir cambia.
- Rotor horizontal: representado por (60). Se encarga de girar horizontalmente a la antena a medir.
- Computadora: representado por (80). Se encarga de procesar los datos obtenidos en el VNA y manda estos datos al controlador (90) para variar el ángulo hacia la que apunta la antena a medir.
- Controlador de rotores: representado por (90). Se encarga de recibir los comandos desde la computadora para poder controlar la variación de ángulo hacia la que apunta la antena a medir.

El método de usar una cámara anecoica para medir el patrón de radiación permite que se obtenga curvas suaves y continuas en el resultado de la medición, ya que no existen reflexiones dentro del ambiente de medición que pueden generar interferencia en la antena de referencia. Sin embargo, su principal desventaja es que requiere de materiales especiales absorbentes y costosos para su implementación.

4.1.2 Medición al espacio libre

El método de medición del patrón de radiación al espacio libre requiere de las mismas herramientas y configuración que la medición en cámara anecoica con la única diferencia que, como su nombre lo indica, se realiza en un ambiente amplio y abierto, y con el mínimo número de objetos externos que puedan causar interferencias y reflexiones durante la medición.

Las ventajas de este método son que no se requiere de un ambiente especialmente caracterizado para la medición y que potencialmente se puede realizar la medición en un área mucho mayor en el que se podrá medir antenas de mayores dimensiones y tener una mayor resolución del patrón de radiación al medir. Sin embargo, su principal desventaja es que la antena de referencia está expuesta a interferencias constructivas y destructivas que alterarían el valor medido en el VNA.

4.2 Método usado para la medición de los patrones de radiación

Para la medición de los patrones de radiación generados por el sistema de *beamforming*, se usó la técnica de medición al espacio libre, pues dentro de las instalaciones de la universidad no se cuenta con una cámara anecóica por el momento. El ambiente elegido para realizar las mediciones fue la azotea del pabellón V.

A continuación, se describirán los elementos usados para la medición de los patrones de radiación del sistema de *beamforming*, que pueden ser apreciados en la figura 4-2:



FIGURA 4-2: MÉTODO DE MEDICIÓN DE LOS PATRONES DE RADIACIÓN

FUENTE: Elaboración propia

1. Trípodes de madera: elementos que sostienen a 1.8m del suelo a la antena a medir y a la antena de referencia. El trípode que sostiene a la antena a medir se encuentra en el centro de un círculo de 4m de radio. El trípode que sostiene a la antena de referencia se mueve alrededor del contorno del círculo para poder medir la potencia recibida en diferentes direcciones.
2. Generador de señales: elemento que generará la señal de una única frecuencia que será transmitida por la antena a medir. Se encuentra debajo del trípode que está ubicado en el centro del círculo.
3. Analizador de espectro: elemento que mostrará el nivel de la potencia recibida por la antena de referencia. Ubicado encima de la mesa azul en la figura 4-2.

4. Antena a medir: en la presente tesis, se denomina antena a medir tanto a la antena quasi Yagi individual como al arreglo de 8 antenas quasi Yagi alimentadas por la Matriz de Butler 8x8. Ubicada en el centro del círculo.
5. Antena de referencia: elemento que recibirá la señal transmitida por la antena a medir. Es movida alrededor del contorno del círculo para realizar las mediciones de la potencia recibida en diferentes direcciones.
6. Círculo de medición: elemento por el cual se desplazará la antena de referencia. Posee un radio de 4m y separaciones cada 2° para poder realizar las mediciones.

Los pasos seguidos para medir los patrones de radiación de la antena quasi Yagi individual fueron los siguientes:

1. Configurar al generador de señales para generar una señal a una de las siguientes 4 frecuencias: 1.7325 GHz, 1.88 GHz, 1.96 GHz y 2.1325 GHz. La potencia de la señal a transmitir es de 10 dBm (equivalente a una señal con potencia de 10 mW).
2. Configurar el analizador de espectro para visualizar el rango de frecuencias de 1 MHz centrado alrededor de la frecuencia de la señal transmitida por la antena quasi Yagi individual. En la figura 4-3 se muestra la medición del analizador de espectro para una señal transmitida a 2.1325 GHz:



FIGURA 4-3: VISUALIZACIÓN DE LA SEÑAL A 2.1325 GHz RECIBIDA POR LA ANTENA DE REFERENCIA EN EL ANALIZADOR DE ESPECTRO

FUENTE: Elaboración propia

3. Centrarse en la dirección 0° (al frente de la antenas quasi Yagi individual) y mover la antena de referencia por el contorno del círculo cada 2° como está señalizado. Luego de desplazarse, se observa el valor medido por analizador de señales y se anota la potencia recibida y la dirección a la que corresponde. Es así que, por cada patrón de radiación se realizan 180 mediciones.
4. Una vez se ha completado la vuelta alrededor de la antena quasi Yagi a medir, se cambia la frecuencia de la señal a transmitir por el generador de señales y se repite el proceso de medición.
5. Una vez se ha completado la medición de los cuatro patrones de radiación a las cuatro diferentes frecuencias, concluye la medición de la antena quasi Yagi individual.

En cambio, los pasos seguidos para medir los patrones de radiación del arreglo de 8 antenas quasi Yagi fueron los siguientes:

1. Elegir un puerto de entrada de la Matriz de Butler 8x8 y conectarla al generador de señales, como se muestra en la figura 4-4.

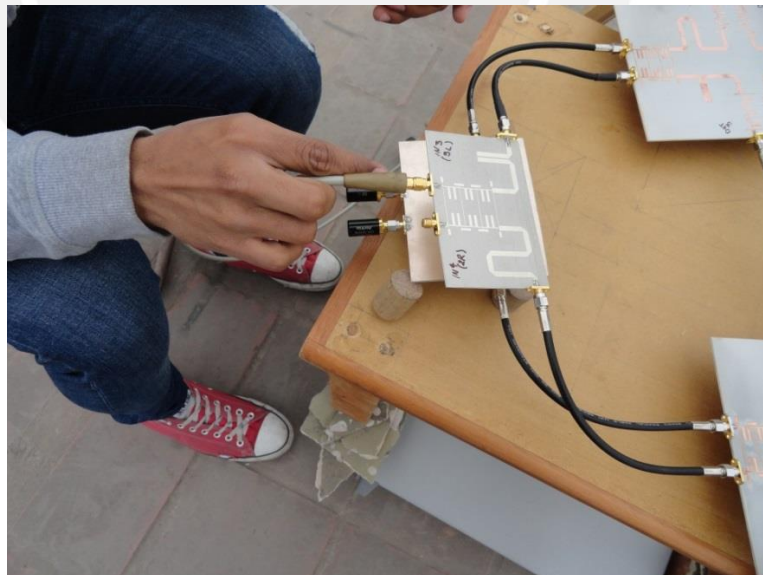


FIGURA 4-4: ELECCIÓN DEL PUERTO DE ENTRADA DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8

FUENTE: Elaboración propia

2. Configurar al generador de señales para generar una señal a una de las siguientes 4 frecuencias: 1.7325 GHz, 1.88 GHz, 1.96 GHz y 2.1325 GHz. La potencia de la señal a transmitir es de 10 dBm (equivalente a una señal con potencia de 10 mW).
3. Configurar el analizador de espectro para visualizar el rango de frecuencias de 1 MHz centrado alrededor de la frecuencia de la señal transmitida por el arreglo de antenas quasi Yagi.
4. Centrarse en la dirección 0° (al frente del arreglo de antenas quasi Yagi) y mover la antena de referencia por el contorno del círculo cada 2° como está señalado. Luego de desplazarse, se observa el valor medido por analizador de señales y se anota la potencia recibida y la dirección a la que corresponde. Realizar las 180 mediciones
5. Una vez se ha completado la vuelta alrededor del arreglo de antenas a medir, se cambia la frecuencia de la señal a transmitir por el generador de señales y se repite el proceso de medición para cada una de las 3 frecuencias restantes.
6. Una vez se ha completado la medición de los cuatro patrones de radiación a las cuatro diferentes frecuencias, se cambia de puerto de entrada en la Matriz de Butler y se repiten los pasos del 2 al 5.
7. El proceso de medición concluye luego de haber medido los 32 patrones de radiación para la Matriz de Butler 8×8 (ocho patrones de radiación posibles por cada una de las cuatro frecuencias).

4.3 Resultados de la medición de los patrones de radiación de la antena quasi Yagi

Se procedió a medir los patrones de radiación de la antena quasi Yagi siguiendo la metodología expuesta en la sección 4.2. Los resultados obtenidos fueron procesados y graficados usando MATLAB. Los patrones de radiación normalizados al valor de la máxima potencia medida se muestran en la figura 4-5:

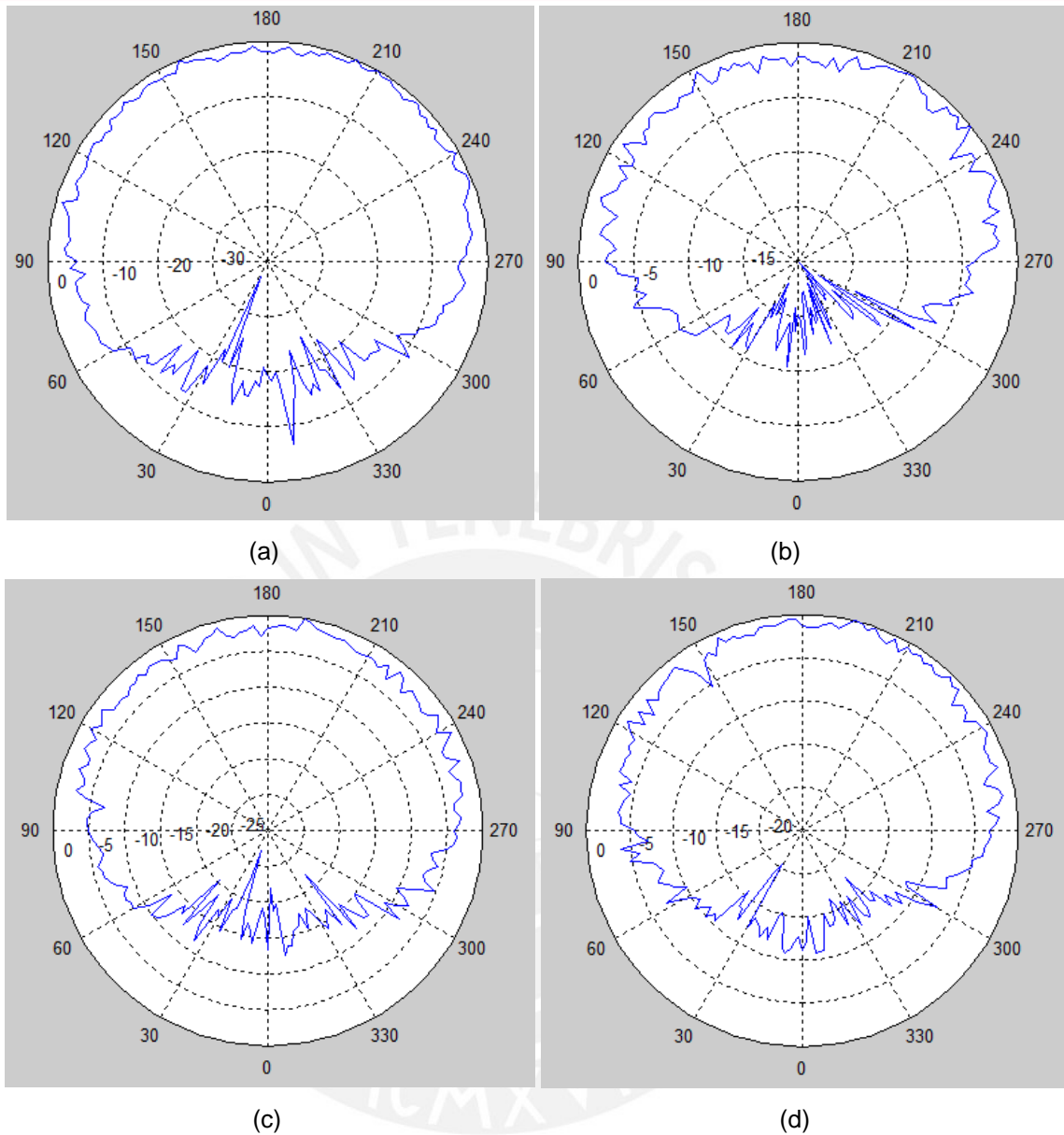


FIGURA 4-5: PATRONES DE RADIACIÓN MEDIDOS DE LA ANTENA QUASI YAGI A (a) 1.7325 GHz, (b) 1.88 GHz, (c) 1.96 GHz Y (d) 2.1325 GHz

FUENTE: Elaboración propia

A partir de los resultados de la medición de los patrones de radiación de la antena quasi Yagi a las frecuencias centrales de los *uplinks* y *downlinks* de las bandas AWS y PCS 1900 MHz., se comprueba que la antena es directiva en la dirección hacia la que apunta el director, el cual es 180°. El patrón medido no es una curva suave, sino que presenta irregularidades debido a las reflexiones en el ambiente de medición al espacio

libre, lo que genera interferencia constructiva y destructiva en el receptor usado en el sistema de medición.

4.4 Arreglo de antenas quasi Yagi

Para demostrar la funcionalidad de la Matriz de Butler 8x8 como sistema de *beamforming*, ésta debe alimentar a un arreglo de 8 antenas quasi Yagi. Se eligió una separación entre cada antena igual a 77.6 mm, la mitad de la longitud de onda ($\lambda/2$) a la frecuencia de 1.9325 GHz. Si se eligiera una menor separación entre cada antena, el nivel de acoplamiento entre ellas sería muy alto, pues mayor parte de la señal irradiada por una antena reingresaría al sistema de *beamforming* debido a la proximidad entre ellas. En cambio, si se eligiera una separación mayor entre cada antena, aparecerían lóbulos laterales más grandes que significarían mayores niveles de interferencia externa al momento de medir los patrones de radiación del arreglo. El arreglo implementado se muestra en la figura 4-6:

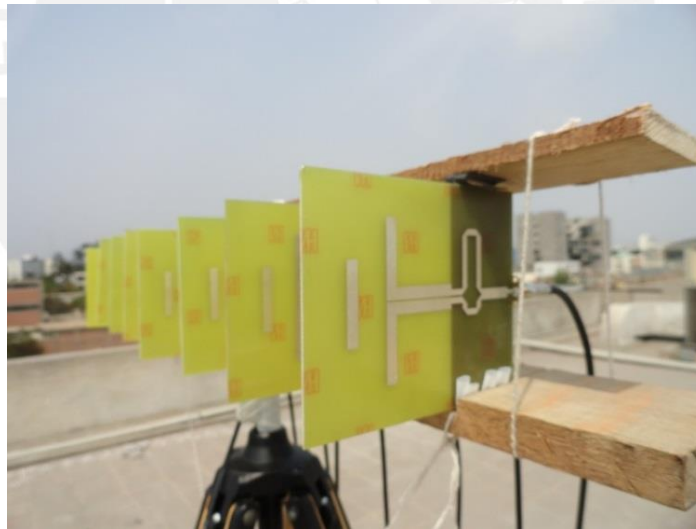


FIGURA 4-6: ARREGLO IMPLEMENTADO DE 8 ANTENAS QUASI YAGI

FUENTE: Elaboración propia

La figura 4-7 muestra el prototipo final del sistema de *beamforming* formado por la Matriz de Butler 8x8 y el arreglo de antenas de 8 elementos, los cuales están conectados por cables coaxiales RG-58 de impedancia igual a 50 ohm y longitud de 1.3m:

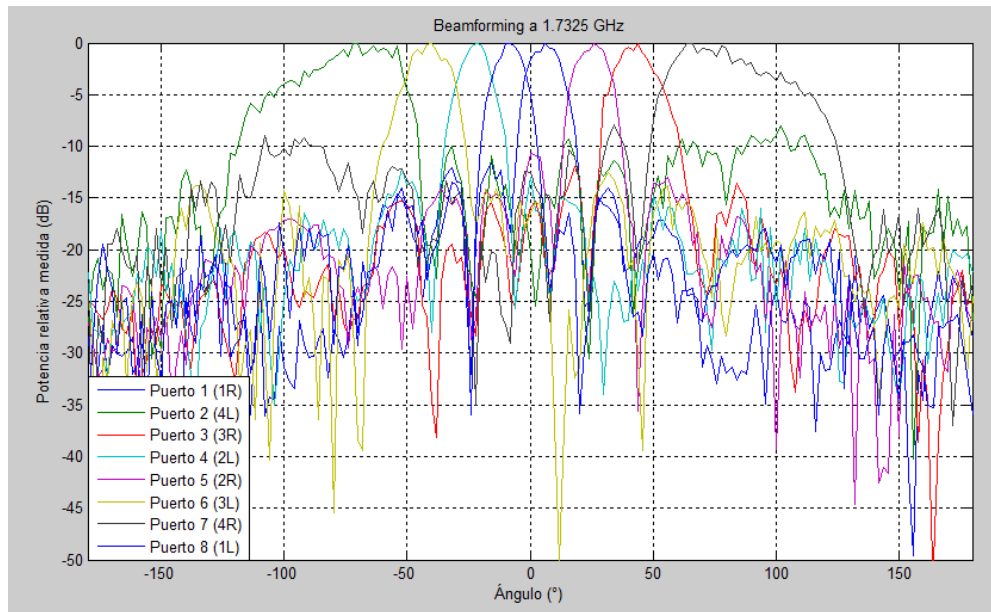


FIGURA 4-7: PROTOTIPO FINAL DEL SISTEMA DE BEAMFORMING

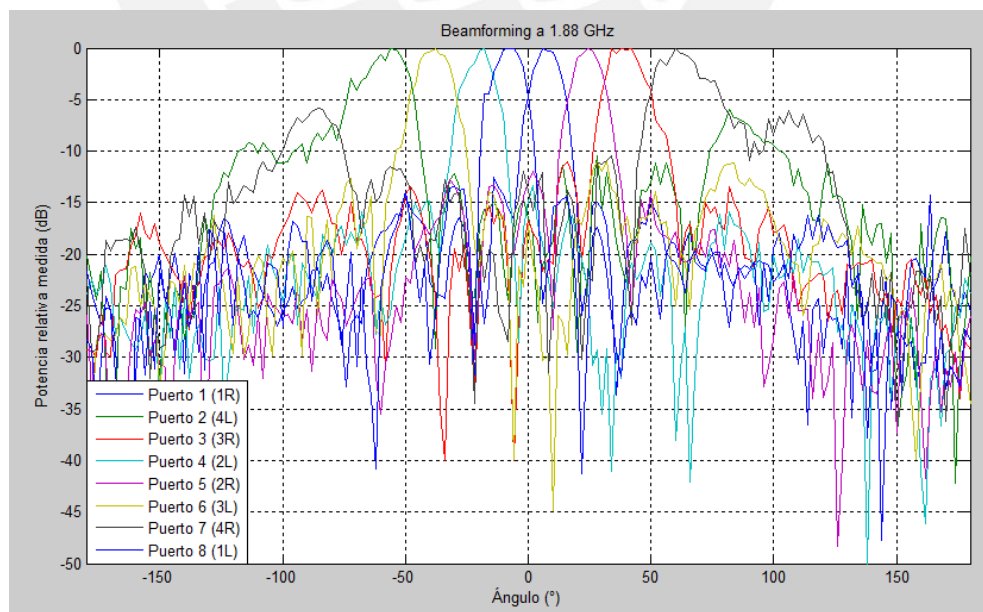
FUENTE: Elaboración propia

4.5 Resultados finales del funcionamiento del sistema de beamforming

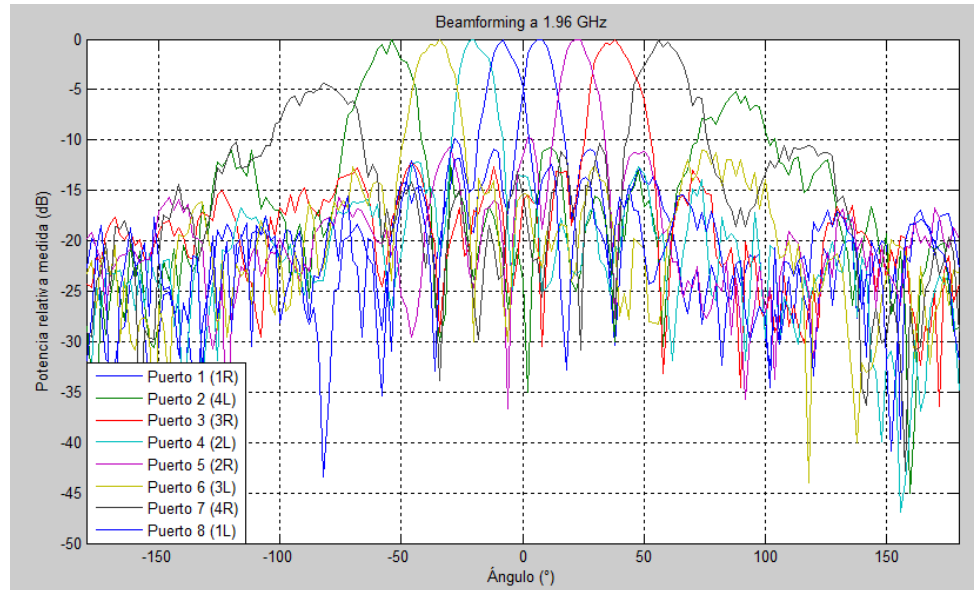
Luego de realizar las mediciones de acuerdo a la metodología expuesta en la sección 4.2, se procesaron y graficaron los resultados usando MATLAB. En la figura 4-8 se muestran los ocho patrones de radiación relativos al valor de la máxima potencia medida para cada uno de los puertos del sistema de *beamforming* a las cuatro distintas frecuencias:



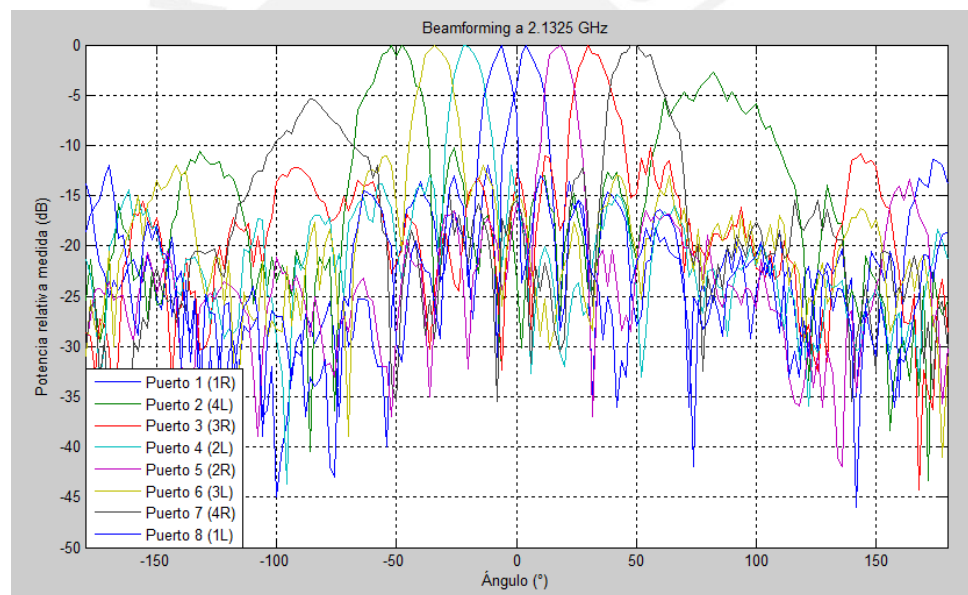
(a)



(b)



(c)



(d)

FIGURA 4-8: PATRONES DE RADIACIÓN GENERADOS POR CADA UNO DE LOS OCHOS PUERTOS DEL SISTEMA DE BEAMFORMING MEDIDOS (a) A 1.7325 GHz, (b) A 1.88 GHz, (c) A 1.96 GHz Y (d) A 2.1325 GHz

FUENTE: Elaboración propia

La tabla 4-1 muestra el resumen de los resultados finales para cada puerto de entrada de la Matriz de Butler 8x8: Dirección del lóbulo principal (°), ancho de haz de media potencia (°), nivel del lóbulo lateral mayor (dB) y nivel de cruce de haz (dB)

Entrada	Frecuencia (GHz)	Dirección del lóbulo principal (°)	Ancho de haz de media potencia (°)	Nivel del lóbulo lateral mayor (dB)	Nivel de cruce de haz (dB)
Puerto 1 (1R)	1.7325	6	12	-12.3	-4.6
	1.88	6	14	-12.5	-4.7
	1.96	6	12	-11.2	-4.7
	2.1325	4	10	-11.6	-5
Puerto 2 (4L)	1.7325	-64	42	-8	-3.3
	1.88	-58	20	-5.9	-4.1
	1.96	-54	18	-5.2	-5.2
	2.1325	-48	18	-3.4	-4
Puerto 3 (3R)	1.7325	42	18	-12	-4
	1.88	38	16	-11	-4.5
	1.96	38	16	-12.7	-4
	2.1325	34	14	-10.8	-4.5
Puerto 4 (2L)	1.7325	-22	12	-12.2	-4.3
	1.88	-18	12	-13.3	-4.1
	1.96	-20	12	-12.2	-4.7
	2.1325	-22	12	-12	-4.1
Puerto 5 (2R)	1.7325	26	14	-10.9	-4.6
	1.88	24	14	-11.9	-5.1
	1.96	22	12	-10.2	-5
	2.1325	18	12	-13.4	-4.6
Puerto 6 (3L)	1.7325	-40	18	-12.5	-4.3
	1.88	-38	16	-11	-4.5
	1.96	-34	16	-11.1	-4.5
	2.1325	-34	14	-11	-4
Puerto 7 (4R)	1.7325	66	38	-7.9	-4.2
	1.88	60	22	-5.8	-4.5
	1.96	56	18	-4.6	-4.1
	2.1325	48	20	-5.5	-4.2
Puerto 8 (1L)	1.7325	-8	14	-13.5	-3.6
	1.88	-6	14	-13.5	-4.7
	1.96	-8	12	-10.5	-4.7
	2.1325	-6	10	-12	-5

TABLA 4-1: RESUMEN DE LOS RESULTADOS FINALES MEDIDOS DEL DESEMPEÑO DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8 COMPACTA COMO SISTEMA DE BEAMFORMING

FUENTE: Elaboración propia

De los resultados mostrados en la figura 4-8 y la tabla 4-1, se comprueba que, conforme la señal a transmitir conmuta entre los puertos de entrada de la Matriz de Butler 8x8, la dirección del lóbulo de máxima ganancia recorre un rango de direcciones desde -64° a 66° a 1.7325 GHz, de -58 a 60° a 1.88 GHz, de -54° a 56° a 1.96 GHz y de -48° a 48° a 2.1325 GHz. Asimismo, conforme se va aumentando la frecuencia de la señal a transmitir, los anchos de haces de media potencia para los patrones de radiación disminuyen levemente, pero los niveles de cruce de haz se mantienen generalmente uniformes. El nivel de los lóbulos laterales mayores de cada uno de los patrones de radiación se mantienen menores a -10 dB para todos los puertos de entrada, excepto para los puertos 2 y 7, que generan los patrones de radiación denominados (4L) y (4R) por ser los que apuntan a una dirección más alejada del centro angular (0°). El nivel de los lóbulos laterales mayores a -10 dB para estos puertos se debe al factor de arreglo del arreglo de antenas, tal como se explica en [23]. Por esta razón, no se recomienda usar los patrones de radiación generados por estos dos puertos, ya que se recibirían mayores niveles de interferencia que afectarían la calidad de la comunicación con la señal deseada.

Con los resultados finales medidos, se comprueba la funcionalidad de la Matriz de Butler 8x8 compacta diseñada como sistema de *beamforming* para las bandas AWS y PCS 1900 MHz, pues, comparado con el patrón de radiación de una única antena quasi Yagi, los patrones generados por el sistema de beamforming son aún más directivos. Asimismo, para cada patrón de radiación generado por el arreglo de antenas para cada puerto de entrada de la Matriz de Butler 8x8 compacta, el lóbulo de máxima ganancia cambia de dirección dentro de un rango angular definido, los niveles de los lóbulos laterales se mantienen menores a -10 dB y los niveles de cruce de haces se mantienen generalmente uniformes, lo que es la base de los sistemas de *beamforming*.

Para un mayor detalle de las gráficas rectangulares y polares de cada patrón de radiación medido, referirse al anexo 3.

Conclusiones y recomendaciones

- **Conclusiones**

- Se logró cumplir el objetivo principal de la tesis al usar una Matriz de Butler 8x8 compacta como sistema de *beamforming* para las bandas AWS y PCS 1900 MHz, pues, en conjunto con un arreglo lineal de 8 antenas quasi Yagi, se comprobó la generación de 8 patrones de radiación con diferente dirección del lóbulo principal a las frecuencias 1.7325 GHz, 1.88 GHz, 1.96 GHz y 2.1325 GHz.
- El modelo de uso para el acoplador híbrido de cuadratura elegido es apropiado para aplicaciones en sistemas de *beamforming*, ya que, con un tamaño mucho más compacto que el modelo del acoplador híbrido tradicional, presenta un rango de operación de 1.66 GHz a 2.64 GHz, clasificado en la categoría de banda ancha, donde las amplitudes de las señales en los puertos de salida se mantienen uniformes alrededor de $-3.12 \text{ dB} \pm 0.55 \text{ dB}$ y la diferencia de fases se mantiene en $88^\circ \pm 0.5^\circ$. Asimismo, es debido al uso de los acopladores híbridos de cuadratura

compactos que se puede reducir el área de implementación de la Matriz de Butler 8x8, lo que permite cumplir con el objetivo específico de lograr un tamaño compacto del sistema de *beamforming*.

- Se comprobó que la optimización y uso de variadores de fase tipo Schiffman es crucial en el desempeño total de la Matriz de Butler, ya que, si solo se hubiera usado una línea de transmisión como variador de fase, no se hubiera podido mantener las diferencias de fase necesarias para el desempeño apropiado de la Matriz de Butler a lo largo de todo el rango de operación de 1.71 GHz a 2.155 GHz.
- Para poder obtener una mayor exactitud en el diseño de los componentes, es más apropiado usar un sustrato con permeabilidad eléctrica baja, ya que se podrían implementar líneas microcinta de mayor impedancia característica. Asimismo, las resoluciones de las líneas microcinta serían mayores, pues las longitudes de onda son mayores en un sustrato de baja permeabilidad comparadas a uno de alta permeabilidad, lo que permite lograr variaciones de fase más exactas requeridas para los diseños de los componentes. Sin embargo, esto se logra a cambio de necesitar un mayor espacio para la implementación.
- Un criterio importante a considerar para el desempeño de la Matriz de Butler 8x8 compacta es que los niveles de pérdidas de retorno y aislamientos de los acopladores híbridos sean menores a -20 dB en lo posible. De esta manera, se puede obtener mayores rangos de operación.
- Se logró cumplir con el objetivo específico de diseñar e implementar una Matriz de Butler 8x8 como sistema de *beamforming*. Esta Matriz de Butler 8x8 es una buena candidata para aplicaciones de *beamforming* en las bandas AWS y PCS 1900 MHz, ya que las amplitudes de las señales de los ocho puertos de salida se mantienen alrededor -10.1 dB \pm 0.75 dB y las diferencias de fases en los puertos de salida tienen una variación máxima de $\pm 7.5^\circ$ en su rango de operación de 1.65 GHz a 2.3GHz y de 2.4 GHz a 2.6 GHz.

- Luego de las mediciones, se comprobó que los niveles de pérdidas de retorno y aislamiento de la Matriz de Butler 8x8 son menores a -10 dB para su rango de operación, lo que permitió cumplir con el objetivo específico de lograr que solo señales con potencia menor a la décima parte de la potencia de la señal de entrada sean reflejadas en los puertos de entrada del sistema de *beamforming*.
- El uso de cables coaxiales para unir las partes que forman a la Matriz de Butler 8x8 compacta introducen pérdidas de potencia por las múltiples transiciones entre el medio de líneas microcinta y el medio coaxial. Esto también introduce errores en la fase de las señales de salida, ya que conseguir variaciones de fase iguales entre todos los cables coaxiales requiere de un gran grado de exactitud en sus longitudes.
- Se logró el objetivo específico de diseñar e implementar una antena de banda ancha para las bandas AWS y PCS 1900 MHz al emplear una antena quasi Yagi con un rango de operación de 1.6 GHz a 2.31 GHz. Luego de las mediciones, se comprobaron las cualidades de rango de operación de banda ancha con bajas pérdidas de retorno y patrón de radiación directivo y uniforme que caracterizan a una antena quasi Yagi.
- Mediante la técnica de medición al espacio libre, se logró medir los 36 patrones de radiación necesarios para el desarrollo de la presente tesis (4 para la antena quasi Yagi individual y 32 para el arreglo de antenas del sistema de *beamforming*). Sin embargo, las gráficas de los patrones de radiación no son curvas suaves (presentan pequeñas irregularidades) producto de las reflexiones que ocasionan interferencias destructivas y constructivas en la antena de referencia.
- Los resultados finales de las mediciones de los ocho patrones de radiación a 1.7325 GHz, 1.88 GHz, 1.96 GHz y 2.1325 GHz, las cuales representan a las frecuencias centrales de los *uplinks* y *downlinks* de las bandas AWS y PCS 1900 MHz, demuestran la funcionalidad de la Matriz de Butler 8x8 como sistema de *beamforming*, ya que se logró que los

lóbulos de máxima ganancia recorran un rango angular de -64° a 66° a 1.7325 GHz, de -58° a 60° a 1.88 GHz, de -54° a 56° a 1.96 GHz y de -48° a 48° a 2.1325 GHz, con anchos de haces de media potencia angostos (menores a 20°), niveles de cruce de haces mayores a -5.1 dB y niveles de lóbulos laterales menores a -10 dB, excepto para los patrones de radiación generados por los puertos de entrada 2 y 7 de la Matriz de Butler 8x8 compacta.

- **Recomendaciones**

- La Matriz de Butler 8x8 compacta implementada en la presente tesis puede ser usada como base en el desarrollo de Matrices de Butler de mayor orden, pero se recomienda diseñar los componentes con mayores niveles de aislamiento para asegurar que el rango de operación siga incluyendo a las bandas AWS y PCS 1900 MHz.
- En lo posible, se recomienda implementar la Matriz de Butler 8x8 compacta en una sola placa de sustrato RO3003 siempre y cuando se esté seguro del funcionamiento individual de cada componente, ya que, si el diseño no es el correcto, se tendría que volver a implementarla completamente y se perderían grandes cantidades de material.
- La Matriz de Butler 8x8 compacta puede ser usada para aplicaciones WLAN en la banda ISM 2.4 GHz al ser combinada con otro arreglo de 8 antenas que cubra tal banda en su rango de operación.
- Para tener una mayor precisión en las mediciones de los patrones de radiación se recomienda el uso de una cámara anecóica. Otra opción sería realizar las mediciones en un ambiente más abierto y con mayor área para poder medir las potencias recibidas en la antena de referencia con resoluciones menores a 1° .

Bibliografía

- [1] "Is Your 4G Mobile Phone Really Getting 4G Speed?"
URL: <http://www.connectorsupplier.com/3g-versus-lte-versus-true-4g-speeds-huff-060413/>
Fecha de consulta: 12 de julio de 2014
- [2] Nicolaescu, I. y Stoica, D. "Smart antennas for wireless communication systems", ICECom, 2010 Conference Proceeding, pp. 1-4, 20-23 Set. 2010.
- [3] A. M. El-Tager y M. A. Eleiwa, "Design and Implementation of a Smart Antenna Using Butler Matrix for ISM-band", Progress In Electromagnetics Research Symposium, pp. 571-575, Beijing, China Mar. 23-27, 2009.
- [4] Fernandes, M. ; Bhandare, A. ; Dessai, C. y Virani, H. "A wideband switched beam patch antenna array for LTE and Wi-Fi", India Conference (INDICON), 2013 Annual IEEE, pp. 1-6, Mumbai, India, 13-15 Dec. 2013.
- [5] Tayeb. A. Denidni y Taro Eric Libar "Wide band four-port butler matrix for switched multibeam antenna arrays", The 14m IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings, pp. 2461-2464, 7-10 Set. 2003.
- [6] J. He, B.-Z. Wang, Q.-Q. He, Y.-X. Xing, y Z.-L. Yin "Wideband X-Band Microstrip Butler Matrix", Progress In Electromagnetics Research, Vol.74, pp.131–140, 2007.
- [7] Hansen, R. C., "Phased Array Antennas", John Wiley and Sons, New York, 1997.
- [8] Young-Hoon Chu y Jia-Sheng Hong "Compact Wide-Band Branch-Line Hybrids", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 2, pp.704-709, Feb. 2006.
- [9] Bader M. Alqahtani, Abdel Fattah Sheta, y Majeed A. Alkanhal, "New Compact Wide-Band Branch-Line Couplers", Proceedings of the 39th European Microwave Conference, pp. 1159-1162, Roma, Italia, 29 Set. – 1 Oct. 2009.
- [10] Young-Hoon Chu y Jia-Sheng Hong "Design of a Compact Broadband Branch-Line Hybrid", Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, pp. 997-1000, Jun. 2005.
- [11] Pozar, David M. "Microwave Engineering". Cuarta edición, Wiley. 2012.
- [12] Nord, Henrik "Implementation of a 8x8 Butler Matrix in Microstrip", Tesis de diplomado, Royal Institute of Technology, Estocolmo. Alemania 2000.

- [13] Butler, J. y Lowe, R. “*Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas*”, *Electron Design*, vol. 9, pp.170-173, 1961.
- [14] Boumediene G., Mouhamed M. y Bendimerad F. “*Study of a Planar Topology Butler Matrix for Printed Multibeam Antenna*”, *IJCSI International Journal of Computer Science Issues*, Vol.9, Issue 6, No.3, pp. 122-128, Nov. 2012.
- [15] Balanis, Constantine A. y Ioannides, Panayiotis “*Introduction to smart antennas*”. Primera edición, *Morgan & Claypool Publishers*, 2007.
- [16] Balanis, Constantine A. “*Antenna Theory*”, Tercera edición, Wiley, 2005.
- [17] Santos, Katherin. “*Antenas Planares para Beamforming Utilizando Elementos Quasi Yagis*”. Tesis de licenciatura en Ciencias e Ingeniería con mención en Ingeniería de las Telecomunicaciones. Lima: Pontificia Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e Ingeniería, 2013.
- [18] “Arreglos lineales de antenas y dispositivos de excitación”
URL: <http://proton.ucting.udg.mx/posgrado/arreglos/>
Fecha de consulta: 11 de diciembre de 2014
- [19] The International Engineering Consortium. “Smart Antenna Systems”.
URL: http://read.pudn.com/downloads157/doc/comm/699605/smart_antenna%20systems.pdf
Fecha de consulta: 11 de Julio de 2014
- [20] Albornoz, Rafael y Mustafá, Sohaila “*Antenas Inteligentes*”, V Encuentro Nacional de Ramas IEEE 2004. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Carabobo. Noviembre 2004
URL [http://www.lant.ing.uc.edu.ve/FILES/ANTENAS%20INTELIGENTES-8a-\(SEC\).pdf](http://www.lant.ing.uc.edu.ve/FILES/ANTENAS%20INTELIGENTES-8a-(SEC).pdf)
Fecha de consulta: 11 de Julio de 2014
- [21] Van Veen, Barry D. y Buckley, Kevin M. “*Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering*” *IEEE ASSP Magazine*, pp. 4-24, Abr. 1988.
- [22] Winters, Jack H. “*Smart Antennas*” Capítulo 6 de “*WTEC Panel Report on Wireless Technologies and Information Networks*”. International Technology Research Institute, Loyola College, Maryland. Jul. 2000
URL: <http://www.wtec.org/loyola/wireless/chapter06.pdf>
Fecha de consulta: 11 de Julio de 2014

- [23] Berke Cetinoneri, Yusuf A. Atesal y Gabriel M. Rebeiz. “*An 8x8 Butler Matrix in 0.13 um CMOS for 5 - 6 GHz Multibeam Applications*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, pp. 295 – 301, Feb. 2011.
- [24] A. M. El-Tager y M. A. Eleiwa, “*G-Band Four-Element Butler Matrix in 0.13 m SiGe CMOS BiCMOS Technology*”, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 49, No. 9. pp. 1916-1929, Ene. 2014.
- [25] Krzysztof Wincza, Slawomir Gruszczynski and Krzysztof Sachse. “*Ultrabroadband 4 x 4 Butler Matrix with the Use of Multisection Coupled-line Directional Couplers and Phase Shifters*”, Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, Kiev, Ukraine, pp. 118 – 122, 25 – 27 Ago. 2011.
- [26] Talbi, Abdessalem, Lamine, Mohammed y Ghanem, F. “*A Compact 4x4 Butler Matrix for UWB Applications*”, 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Orlando, FL, pp. 1010-1011, 7-13 Jul. 2013.
- [27] A. Moscoso-Mártir, I. Molina-Fernández, and A. Ortega-Moñux, “*Wideband Slot-Coupled Butler Matrix*”, IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 24, No.12, pp. 848-850, Dic. 2014.
- [28] Masahiro, M., Yukitake, T. y Naito, Y. “*Optimum Design of 3-dB Branch-Line Couplers Using Microstrip Lines*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.31, No.8, pp. 674 – 678, Ago. 1983.
- [29] Andrews D. P. y Aitchison C.S “*Wide-Band Lumped-Element Quadrature 3-dB Couplers in Microstrip*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.48, No.12, pp. 2424 – 2431, Dic. 2000.
- [30] Schiffman, B. M. “*A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters*” IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.6, No.2, pp. 232 – 237, Abr. 1958.
- [31] Quirarte, J.L.R. y Starsky, J.P. “*Novel Schiffman Phase Shifters*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, No.1, pp. 9 – 14, Ene. 1993.
- [32] Deschamps, G.A. “*Microstrip microwave antennas*” Third USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [33] Howell, J. “*Microstrip antennas*” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.23, No.1, pp. 90 – 93, Ene. 1975
- [34] Munson, R. “*Conformal microstrip antennas and microstrip phased array*” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.22, No.1, pp. 74 – 78, Ene. 1974.

- [35] Pozar, David M. "Microstrip Antennas" Proceedings of the IEEE, Vol.80, No.1, pp. 79 – 91, Ene. 1992.
- [36] Wong, Kin-Lu "Compact and Broadband Microstrip Antennas", Wiley, 2002
- [37] C. K. Wu and K. L. Wong, "Broadband microstrip antenna with directly coupled and gap-coupled parasitic patches," Microwave Opt. Technol. Lett. 22, pp. 348–349, 5 Set. 1999.
- [38] Huynh, T. y Lee, K. F., "Single-layer single-patch wideband microstrip antenna" Electron. Lett. 31, pp. 1310–1311, Ago. 3, 1995.
- [39] Rokhsareh Zarnaghi, "Planar Antenna", US 8022887 B1, 26 Oct. 2006
URL: <http://www.google.com/patents/US8022887>
Fecha de consulta: 10 de diciembre de 2014
- [40] Ramos J. y Piotr J., "Synthesis of Schiffman Phase Shifters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No.11, pp. 1885 – 1889, Nov. 1991.
- [41] Karbalee H., Reza M. y Soleimany S., "Designing Yagi-Uda Antenna Fed by Microstrip Line and Simulated by HFSS", 2012 6th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT), pp. 1-5, Oct. 2012
- [42] Soon-Soo Oh, Yong-hee Cho, Je-Hoon Yun, Joung-Myoun Kim y Jung-Ick Moon, "System and method for measuring antenna radiation pattern in Fresnel region based on phi-variation method", US 8330661 B2, 11 Dic. 2012.
URL: <http://www.google.com.br/patents/US8330661?cl=en>
Fecha de consulta: 10 de diciembre de 2014

ANEXOS

ANEXO 1: FUNCIONAMIENTO BÁSICO DE UN 'PHASED ANTENNA ARRAY'

ANEXO 2: SIMULACIONES Y MEDICIONES DE LOS PARÁMETROS S PARA LOS PUERTOS DE ENTRADA DE LA MATRIZ DE BUTLER 8X8

ANEXO 3: GRÁFICAS RECTANGULARES Y POLARES DE LOS PATRONES DE RADIACIÓN GENERADOS POR EL SISTEMA DE *BEAMFORMING*

