

UNIVERSIDAD DE CUENCA



FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA MATRIZ DE BUTLER DE 4X4”

UNIVERSIDAD DE CUENCA
desde 1867

Tesis previa a la obtención del
título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones

Autores:

Diego Andrés Auquilla Ávila
CI. 1400636633

Wilmer Danilo Pacheco Portilla
CI. 1400694855

Director:

Ing. Alcides Fabián Araujo Pacheco M.Sc.
CI. 0102358504

Cuenca - Ecuador
2016

Resumen

El presente trabajo consiste en la elaboración de matrices de Butler de 4x4 (cuatro entradas y cuatro salidas) y los elementos que la constituyen, elaboradas con tecnología de microcinta sobre el sustrato FR-4 para una frecuencia de operación de 2.4 GHz y manufacturada en el medio local.

El primer capítulo contiene una breve introducción de antenas inteligentes y cómo estas se clasifican de acuerdo a la conformación de su haz.

Con el fin de tener una idea clara del funcionamiento de los elementos, el segundo capítulo presenta un repaso teórico de estos componentes, de líneas de microcinta, red de puertos y parámetros de dispersión (parámetros S). El capítulo tres, simula cada elemento por separado para verificar las características de funcionamiento, una vez establecidas los elementos con mejores resultados se diseña la matriz de Butler interconectando estos elementos.

La implementación, mediciones de los elementos y los patrones de radiación de las matrices están incluidas en el capítulo cuatro, corroborando el funcionamiento del proyecto. Finalmente, el último capítulo recoge las conclusiones y recomendaciones propuestas por los autores.

Palabras clave: Matriz de Butler, Microcinta, Acoplador híbrido, Cruzador, Desfasador.

Aquilla Diego - Pacheco Danilo

Abstract

This thesis is about the elaboration and development of a Butler matrix 4x4 (four inputs and four outputs), made with microstrip technology on FR-4 substrate and manufactured in the local setting.

The first chapter contains a brief introduction of smart antennas and how they are classified according to the formation of the beam.

In order to have a clear idea on the functioning of the elements, in the second chapter we make a theoretical overview of these components, microstrip lines, network ports and scattering parameters (S parameters). In chapter three, we simulate each element separately to verify the performance characteristics. Once elements are established with better results, we design the Butler matrix interconnecting these elements.

The implementation and measurement of the elements and matrices are shown in chapter four, corroborating the operation of the project. Finally, the last chapter contains conclusions and recommendations proposed by the authors.

Keywords: Butler matrix, Microstrip, Branch line coupler, Crossover, Phase shifter.

Aquilla Diego - Pacheco Danilo

Índice general

Resumen	2
Abstract	4
Índice general	6
Índice de figuras	11
Índice de tablas	16
1. Introducción	37
1.1. La matriz de Butler en el contexto de las antenas inteligentes	37
1.1.1. Antenas inteligentes de haz conmutado	40
1.1.2. Antenas inteligentes de haz conmutado con matriz de Butler	41
1.2. Planteamiento del problema	42
1.3. Definición de objetivos específicos y generales	43
1.3.1. Objetivo general	43
1.3.2. Objetivos específicos	44
1.4. Alcance de la tesis	44
1.4.1. Tecnología a utilizar	44
1.4.2. Justificación de puertos y banda de Frecuencia	46
1.5. Metodología a utilizar	47
2. Marco teórico	49
2.1. Líneas de microcinta (microstrip)	50
2.1.1. Longitud de onda, longitud física, constante dieléctrica efectiva e impedancia característica	51
2.1.2. Atenuación de la línea	52
2.2. Red de N puertos	52
2.2.1. Parámetros de dispersión (parámetros S)	53



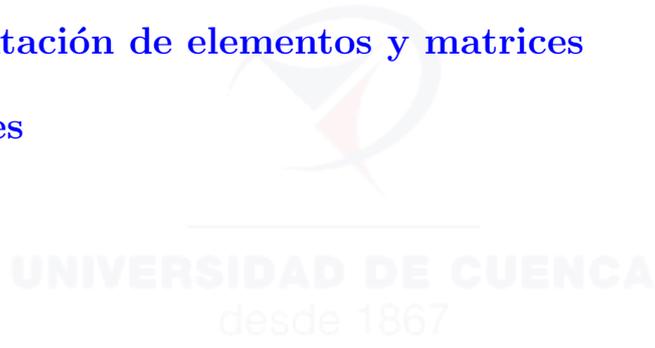
2.2.2.	Definición de parámetros S, modelo de dos puertos	53
2.3.	Componentes de la matriz de Butler	54
2.3.1.	Acoplador híbrido de 3 dB	55
2.3.2.	Cruzador (crossover)	56
2.3.3.	Desfasador	57
2.3.4.	Elemento radiante	58
2.3.4.1.	Patrón de radiación y directividad	59
2.3.4.2.	Impedancia de entrada, ancho de banda	60
2.3.4.3.	Procedimiento de diseño	60
3.	Simulación de componentes y matriz de Butler	63
3.1.	Criterio para determinar el ancho de banda	63
3.2.	Acoplador híbrido	65
3.2.1.	Acoplador híbrido	65
3.2.1.1.	Ancho de banda	67
3.2.2.	Acoplador híbrido de banda ancha	67
3.2.2.1.	Ancho de banda	68
3.2.3.	Acoplador híbrido modificado	69
3.2.3.1.	Ancho de banda	70
3.3.	Cruzador	70
3.3.1.	Cruzador de banda angosta	70
3.3.1.1.	Ancho de banda	71
3.3.2.	Cruzador de banda ancha	72
3.3.2.1.	Ancho de banda	73
3.4.	Desfasador	73
3.5.	Matriz de Butler	74
3.5.1.	Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador	74
3.5.1.1.	Ancho de banda	77
3.5.2.	Matriz de Butler de banda ancha	77
3.5.2.1.	Ancho de banda	79
3.5.3.	Matriz de Butler de banda angosta y dos cruzadores	80
3.5.3.1.	Ancho de banda	83



3.5.4.	Matriz de Butler de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores . . .	84
3.5.4.1.	Ancho de banda	86
3.6.	Elemento radiante	87
3.6.1.	Ancho de banda fraccional y directividad . . .	88
4.	Implementación	91
4.1.	Acoplador híbrido de 3 dB	94
4.1.1.	Ancho de Banda	95
4.2.	Cruzador	95
4.2.1.	Cruzador de banda angosta	95
4.2.1.1.	Ancho de Banda	96
4.2.2.	Cruzador de banda ancha	96
4.2.2.1.	Ancho de Banda	97
4.3.	Matriz de Butler	98
4.3.1.	Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador	99
4.3.1.1.	Ancho de Banda	100
4.3.2.	Matriz de Butler de banda ancha	100
4.3.2.1.	Ancho de Banda	103
4.3.3.	Matriz de Butler de banda angosta y dos cruzadores	103
4.3.3.1.	Ancho de Banda	106
4.3.4.	Matriz de Butler de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores . .	106
4.3.4.1.	Ancho de Banda	108
4.4.	Elemento radiante	109
4.4.1.	Ancho de banda fraccional y directividad . . .	109
4.5.	Patrones de radiación	110
4.5.1.	Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador	111
4.5.2.	Matriz de Butler de banda ancha	112
4.5.3.	Matriz de Butler de banda angosta y dos cruzadores	112
4.5.4.	Matriz de Butler de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores . .	113



4.6. Resultados comparativos	114
5. Conclusiones, recomendaciones y trabajo futuro	117
5.1. Conclusiones	117
5.2. Recomendaciones	118
5.3. Trabajo futuro	118
A. Diagramas implementados en Labview	119
B. Resultados de la caracterización de los diferentes ensayos	123
C. Implementación de elementos y matrices	137
D. Mediciones	141
Bibliografía	143



Índice de figuras

1.1.	Haz de seguimiento. Elaboración propia	39
1.2.	Haz adaptativo, [1]	40
1.3.	Antena de haz conmutado. Elaboración propia	41
1.4.	Jerarquía de los sistemas MIMO en el marco de la matriz de Butler. Elaboración propia	42
1.5.	Esquema de una matriz de Butler. Elaboración propia	42
1.6.	Técnicas de líneas de transmisión en PCB. Elaboración propia	45
1.7.	Diagrama de flujo de la metodología a seguir. Elaboración propia	48
2.1.	Líneas de transmisión de microcinta, [2]	50
2.2.	Red de N-puertos de microonda, [2]	53
2.3.	Red de dos puertos. Elaboración propia	54
2.4.	Esquema acoplador híbrido, [3]	55
2.5.	Esquema cruzador, [3]	57
2.6.	Desfasador de Schiffman, [4]	58
2.7.	Configuraciones de alimentaciones para antenas tipo parche, [5]	59
2.8.	Antena rectangular en micro-cinta, [1]	60
3.1.	Criterio para determinar el ancho de banda. Elaboración propia	64
3.2.	Esquemas, acoplador de 90° y 45° . Elaboración propia	66
3.3.	Parámetros S , acopladores de 90° y 45° . Valores simulados	66
3.4.	Acoplador híbrido de banda ancha. Elaboración propia	68
3.5.	Acoplador híbrido modificado. Elaboración propia	69



3.6. Cruzador de banda angosta. Elaboración propia	71
3.7. Cruzador de banda ancha. Elaboración propia	72
3.8. Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador. Elaboración propia	75
3.9. Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores si- mulados	76
3.10. Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores simulados	77
3.11. Matriz de Butler de banda ancha. Elaboración propia	78
3.12. Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha	79
3.13. Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha. Valores simulados	80
3.14. Matriz de Butler con dos cruzadores. Elaboración propia	81
3.15. Parámetros S vistos desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta y dos cruzadores. Va- lores simulados	82
3.16. Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores simulados	83
3.17. Matriz de Butler con acoplador modificado. Elabora- ción propia	84
3.18. Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acopladores modifica- dos. Valores simulados	85
3.19. Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta con acopladores modificados. Valores simulados	86
3.20. Elemento radiante (antena). Elaboración propia	88
3.21. Antena rectangular tipo parche	89
4.1. Accesorios para implementación y medición. Elabo- ración propia	92
4.2. Carga de 50Ω	93



4.3. Parámetros S , acoplador híbrido de 90° . Valores medidos	94
4.4. Parámetros S , cruzador de banda angosta. Valores medidos	96
4.5. Parámetros S , cruzador de banda ancha. Valores medidos	97
4.6. Gráfico resumido de una matriz de Butler, disposición de puertos. Elaboración propia	98
4.7. Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos	99
4.8. Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos	101
4.9. Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha. Valores medidos	102
4.10. Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda ancha. Valores medidos	103
4.11. Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos	104
4.12. Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos	105
4.13. Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos	107
4.14. Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos	108
4.15. Antena rectangular. Valores medidos	109
4.16. Arreglo de elementos radiantes (antenas). Elaboración propia	110



4.17. Patrones de radiación vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador	111
4.18. Patrones de radiación vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha	112
4.19. Patrones de radiación vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y dos cruzadores	113
4.20. Patrones de radiación vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acopladores modificados	114
A.1. Diagrama del software en PXI para caracterización del sustrato	120
A.2. Diagrama del software en PXI para medición del patrón de radiación	121
B.1. Mediciones de potencia en acopladores, para permitividad de 4.1 y 4.2	124
B.2. Mediciones de potencia en acopladores, para permitividad de 4.3 y 4.4	125
B.3. Mediciones de potencia en acopladores, para permitividad de 4.5 y 4.7	126
B.4. Mediciones de potencia en cruzadores con permitividad 4.3	127
B.5. Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con un cruzador	128
B.6. Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con un cruzador	129
B.7. Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con un cruzador	130
B.8. Mediciones de potencia en matriz de banda ancha	131
B.9. Mediciones de potencia en matriz de banda angosta y dos cruzadores	132
B.10. Mediciones de potencia en matriz de banda angosta y dos cruzadores	133
B.11. Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores	134



B.12. Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores . . .	135
C.1. Acopladores caracterizados. Elaboración propia	137
C.2. Cruzador de banda ancha, banda angosta, antenas y arreglo de antenas. Elaboración propia	138
C.3. Matrices de Butler implementadas I. Elaboración propia	139
C.4. Matrices de Butler implementadas II. Elaboración propia	140
D.1. Mediciones, laboratorio de telecomunicaciones UTPL	141
D.2. Mediciones, laboratorio de telecomunicaciones UCUEN-CA	142

Índice de tablas

2.1. Comportamiento acoplador híbrido . Elaboración propia	56
3.1. Propiedades del sustrato FR4. Elaboración Propia . .	63
3.2. Atenuación de la líneas de transmisión. Elaboración propia	65
3.3. Equivalencia de parámetros S . Elaboración propia . .	65
3.4. Resultados, acoplador de 90° y 45° . Valores simulados	67
3.5. Ancho de banda, acopladores de 90° y 45° . Valores simulados	67
3.6. Parámetros S , acoplador híbrido de banda ancha. Valores simulados	68
3.7. Ancho de banda, acoplador híbrido de banda ancha. Valores simulados	68
3.8. Acoplador híbrido modificado. Valores simulados . . .	70
3.9. Ancho de banda, acoplador híbrido de banda ancha. Valores simulados	70
3.10. Parámetros S , cruzador de banda angosta. Valores simulados	71
3.11. Ancho de banda, cruzador de banda angosta. Valores simulados	71
3.12. Parámetros S simulados, cruzador de banda ancha . .	73
3.13. Ancho de banda, cruzador de banda ancha. Valores simulados	73
3.14. Acoplamiento de los diferentes puertos, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores simulados . . .	75
3.15. Fases en las salidas, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores simulados	75



3.16. Ancho de banda, Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador. Valores simulados	77
3.17. Acoplamiento de los diferentes puertos, matriz de banda ancha. Valores simulados	78
3.18. Fases en las salidas, matriz de banda ancha	80
3.19. Ancho de banda, Matriz de Butler de banda ancha. Valores simulados	80
3.20. Acoplamiento de los diferentes puertos, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores simulados .	81
3.21. Fases en las salidas, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores simulados	83
3.22. Ancho de banda, matriz de Butler de banda angosta y dos cruzador. Valores simulados	83
3.23. Acoplamiento de los diferentes puertos, matriz de banda angosta con acopladores modificados	86
3.24. Fases en las salidas, matriz de banda angosta con acopladores modificados. Valores simulados	86
3.25. Ancho de banda, Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador. Valores simulados	87
3.26. Valores calculados y optimizados de la antena	87
3.27. Ancho de banda, antena. Valores simulados	88
4.1. Características VNA KEYSIGHT E5063A, [6]	92
4.2. Parámetros S , acoplador híbrido de 90° . Valores medidos	94
4.3. Ancho de banda, acoplador híbrido de 90° . Valores medidos	95
4.4. Parámetros S , cruzador de banda angosta. Valores medidos	96
4.5. Ancho de banda, cruzador de banda angosta. Valores medidos	96
4.6. Parámetros S , cruzador de banda ancha. Valores medidos	97
4.7. Ancho de banda, cruzador de banda ancha. Valores medidos	98



4.8. Aislamiento y pérdidas de retorno de los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos	100
4.9. Acoplamiento en los puertos de salida, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos	100
4.10. Ancho de banda, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos	101
4.11. Aislamiento y pérdidas de retorno de los puertos de entrada, matriz de banda ancha. Valores medidos . . .	101
4.12. Acoplamiento en los puertos de salida, matriz de banda ancha. Valores medidos	103
4.13. Ancho de banda, matriz de banda ancha. Valores medidos	103
4.14. Aislamiento y pérdidas de retorno de los puertos de entrada, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos	105
4.15. Acoplamiento en los puertos de salida, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos	105
4.16. Ancho de banda, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos	106
4.17. Aislamiento y pérdidas de retorno de los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos . . .	106
4.18. Acoplamiento en los puertos de salida, matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos	108
4.19. Ancho de banda, matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos	108
4.20. Ancho de banda, elemento radiante. Valores medidos	110
4.21. Dirección del máximo de potencia generados desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador	111
4.22. Dirección del máximo de potencia generados desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha . . .	112



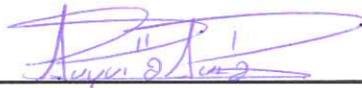
4.23. Dirección del máximo de potencia generados desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y dos cruzadores	113
4.24. Dirección del máximo de potencia generados desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acopladores modificados	114
4.25. Comparativa de valores obtenidos de las distintas matrices. Valores medidos	115



UNIVERSIDAD DE CUENCA
desde 1867

Yo, *Diego Andrés Auquilla Ávila*, autor de la tesis *Diseño e Implementación de una Matriz de Butler de 4x4*, certifico que todas las ideas, opiniones, y contenidos expuestos en la presente investigación, son de exclusiva responsabilidad de su autor.

Cuenca, 23 de Octubre 2016.



Diego Andrés Auquilla Ávila
C.I. 1400636633

Yo, *Wilmer Danilo Pacheco Portilla*, autor de la tesis *Diseño e Implementación de una Matriz de Butler de 4x4*, certifico que todas las ideas, opiniones, y contenidos expuestos en la presente investigación, son de exclusiva responsabilidad de su autor.

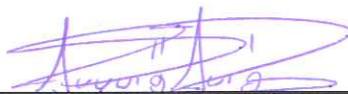
Cuenca, 23 de Octubre 2016.



Wilmer Danilo Pacheco Portilla
C.I. 1400694855

Yo, *Diego Andrés Auquilla Ávila*, autor de la tesis *Diseño e Implementación de una Matriz de Butler de 4x4*, reconozco y acepto el derecho de la Universidad de Cuenca, en base al Art. 5 literal c) de su Reglamento de Propiedad Intelectual, de publicar este trabajo por cualquier medio conocido o por conocer, al ser este requisito para la obtención de mi título de *Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones*. El uso que la Universidad de Cuenca hiciera de este trabajo, no implicará afección alguna de mis derechos morales o patrimoniales como autor.

Cuenca, 23 de Octubre 2016.



Diego Andrés Auquilla Ávila
C.I. 1400636633

Yo, *Wilmer Danilo Pacheco Portilla*, autor de la tesis *Diseño e Implementación de una Matriz de Butler de 4x4*, reconozco y acepto el derecho de la Universidad de Cuenca, en base al Art. 5 literal c) de su Reglamento de Propiedad Intelectual, de publicar este trabajo por cualquier medio conocido o por conocer, al ser este requisito para la obtención de mi título de *Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones*. El uso que la Universidad de Cuenca hiciere de este trabajo, no implicará afección alguna de mis derechos morales o patrimoniales como autor.

Cuenca, 23 de Octubre 2016.

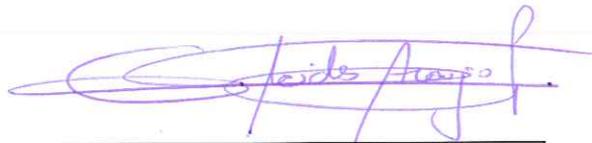


Wilmer Danilo Pacheco Portilla

C.I. 1400694855

CERTIFICO

Que el presente proyecto de tesis: “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA MATRIZ DE BUTLER DE 4X4” fue dirigido por mi persona.



Ing. Alcides Fabián Araujo Pacheco M.Sc.
Director de Tesis

Abreviaturas y acrónimos

ADS: Advanced Design System.

BER: Bit Error Rate.

BW: Bandwidth.

CAD: Computer Aided Design.

dB: Decibelio.

dBi: Decibelios medidos con respecto a una antena isotrópica.

DoA: Direction of Arrival.

DSP: Digital Signal Processor.

FR-4: Flame Retardant - Sustrato de fibra de vidrio, flame retardant hace referencia a su alta seguridad ante inflamabilidad.

ISM: Industrial Scientific Medical.

ITU: International Telecommunications Union.

MIMO: Multiple Input Multiple Output.

MoM: Method of Moments.

NI-PXI: National Instruments - PCI eXtensions for Instrumentation.

NI-PXIe-1075: National Instruments - PXI Express- chasis de 18 ranuras para módulos PXI.

NI-568x: National Instruments - medidor de potencia de radiofrecuencia.



PCB: Printed Circuit Board.

Q: Factor de calidad.

RF: Radiofrecuencia.

ROE: Razón de Onda Estacionaria.

SMA: SubMiniature version A.

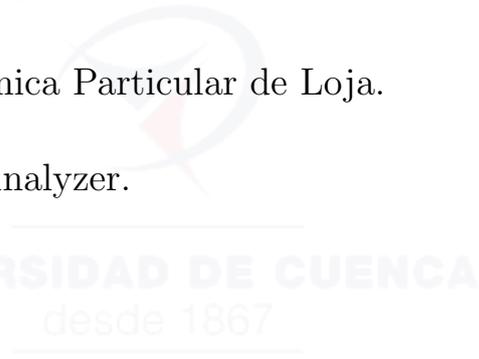
TEM: Transverse Electromagnetic.

TM: Transverse Magnetic.

UTPL: Universidad Técnica Particular de Loja.

VNA: Vector Network Analyzer.

Wi-Fi: Wireless Fidelity.



Agradecimientos

Agradezco en primer lugar al Ing. Alcides Araujo, director de tesis, quien nos ha guiado con su conocimiento y experiencia; y ha invertido gran parte de su tiempo en la realización de este trabajo, llegándonos a acompañar incluso fuera de la ciudad. Agradezco a la UTPL por colaborarnos con los equipos y el espacio físico indispensables en una etapa de la tesis; mención especial al Ing. Marco Morocho por la ayuda brindada. A Danilo, mi amigo y compañero de tesis, un enorme agradecimiento por la dedicación invertida en este trabajo. A toda mi familia; abuelitos, tíos y primos quienes de una u otra forma contribuyeron en mi etapa en la universidad. A mi hermana Anabel y mi cuñado David por regalarme la oportunidad de tener un sobrino medio loco, Ale. Dar las gracias a Lis por su comprensión, cariño y apoyo incondicional. Gracias por apoyarme durante estos largos años de universidad. A los estimados Danilo (de nuevo), Marco, Owi, Chonkis, Milton, Juan, etc. Por ser grandes amigos universitarios y sobre todo grandes personas. A mi tía Lucía, por confiar en mí y extenderme su mano para la culminación de manera exitosa mi carrera universitaria.

Diego

Primeramente, agradezco a Dios, quien nuevamente me puso de vuelta en el camino para lograr cumplir una de mis metas. El agradecimiento eterno a mi familia, siempre los llevo presente. A mis amigos con quienes he compartido conocimientos, experiencias: Diego, Milton, Saúl, Jonathan, Mauricio, Juan, Marco, Geovanny, José, Ismael, Henry, Oswaldo, David, Xavier. A nuestro laboratorista Francisco Sánchez por la paciencia tenida para el cumplimiento de las tareas académicas en el transcurso de la carrera. Un profundo y eterno agradecimiento a nuestro director de tesis Ing. Alcides Araujo, quien nos ha guiado en el desarrollo de nuestra tesis. Finalmente, agradecer al Ing. Marco Morocho por las molestias provocadas en su institución.

Danilo

Dedicatoria

Para mis padres, Marco y Anita, quienes han entregado con amor todo tipo de esfuerzo, dedicación y sacrificio para hacer de Anabel y de mí personas de bien. Especialmente a mamá, quien en momentos de mayor dificultad me alentó para no renunciar al objetivo y que lastimosamente el destino no permitió que disfrutara este logro. Sé que lo anhelabas tanto como yo mami. . .

Diego

Dedico este trabajo con muchísimo cariño a mi madre Rosa y padre Claudio, quienes han sido soporte y guía frente las adversidades presentadas en mí día a día. A mis hermanos, Claudio y Diana, Walter, Gustavo y Nixon por estar en las buenas y las malas arrimando el hombro para sobresalir ante cualquier circunstancia, los quiero hermanos míos.

Danilo

Capítulo 1

Introducción

Los sistemas de comunicación inalámbricos se vuelven más complejos frente a la creciente demanda de datos, requisitos de cobertura y capacidad. El desarrollo de estos sistemas requiere avances tecnológicos en componentes electrónicos, software, antenas, técnicas de codificación. De hecho, las antenas constituyen puntos clave de la red inalámbrica, ya que representa el último eslabón de la cadena de comunicación que permite la transmisión y recepción de la señal [7].

Dentro del campo investigativo, las antenas son de especial interés para mejorar el desempeño de los sistemas, con el propósito de atender una demanda cada vez más amplia y exigente, es por eso que existen un sin número de antenas de diferentes características para determinadas aplicaciones, ayudando a incrementar la capacidad del sistema, un servicio de mayor calidad, control de potencia; una alternativa tecnológica orientada a satisfacer los aspectos mencionados es el uso de **antenas inteligentes**.

1.1. La matriz de Butler en el contexto de las antenas inteligentes

Una antena inteligente se compone de varios elementos de antena, cuya señal se procesa de forma adaptativa con el fin de explotar el dominio espectral del canal de radio móvil. La tecnología de antena inteligente puede mejorar significativamente el rendimiento y la economía del sistema inalámbrico. Permite a los operadores de telefonía móvil e inalámbrica realizar un aumento significativo de la calidad de la señal, de capacidad de la red y cobertura.

En realidad, las antenas no son las inteligentes, los sistemas son los inteligentes,



generalmente coubicadas con una estación base, un sistema de antenas inteligentes combina un arreglo de antenas con una capacidad de procesamiento digital de señales (DSP) para transmitir y recibir de una manera adaptativa. En otras palabras, el sistema puede, de manera automática, cambiar la direccionalidad de su patrón de radiación; condición que mejora las características de un sistema inalámbrico.

Frente al concepto de una antena inteligente, es de interés conocer las ventajas y desventajas que resultan de su uso, las cuales se detallan a continuación¹:

- *Incremento de la zona de cobertura:* Al ser la ganancia mucho mayor que las antenas convencionales con la misma potencia transmitida, se logra cubrir una mayor área geográfica.
- *Reducción de la potencia transmitida:* La ganancia de la antena es muy alta, lo que ayuda en la estación receptora a mejorar la sensibilidad, implicando que los dispositivos adheridos al sistema transmitan con menor potencia y promoviendo el ahorro energético.
- *Reducción de la propagación multitrayecto:* Al lograr que una antena tenga una alta directividad, se posee menos dispersión angular, reduciendo drásticamente la propagación multitrayecto.
- *Reducción del nivel de interferencia:* La mejora de la diversidad espacial, permitirá filtrar las señales no deseadas mejorando la tasa de error (BER), incrementándose la calidad de servicio.

Sin embargo, el uso de antenas inteligentes presenta algunos inconvenientes como:

- *Mayor complejidad de los transceptores:* Los sistemas de antenas inteligentes son complejos y difíciles de diseñar. Por cada elemento del arreglo, será necesario una cadena de *transmisión/recepción*, las cuales deben ser balanceadas y calibradas en tiempo real. Uso de potentes procesadores para ejecutar algoritmos de optimización, conformación de haz, detección de ángulo de llegada, etc.
- *Mayor complejidad de los sistemas de gestión:* Los métodos de planificación convencionales se ven afectados por las nuevas características de antenas.

¹Las ventajas y desventajas se toman del artículo [8].

Las antenas inteligentes las podemos clasificar en tres grupos:

- **Haz conmutado:** Las antenas de haz conmutado disponen de varios patrones fijos de antenas. Se requiere de una decisión sobre el haz que debe ser utilizado en cualquier momento; el sistema de control se encarga de tomar las decisiones para conmutar la señal en los puertos de entrada y así generar un patrón radiación.
- **Haz de seguimiento:** Este tipo de antena es conocido como *arreglo dinámico de fase*, se encuentra conformado por un arreglo de antenas con una red de excitación que permite controlar electrónicamente las fases de las corrientes de excitación que llegan a los elementos, de tal modo que la dirección del haz de radiación se modifica a voluntad. Para que la antena tenga una manera de orientarse dinámicamente el sistema debe contar con algoritmos de procesamiento de señal de detección denominados DoA (Direction of Arrival). El sistema adaptativo aprovecha su capacidad para localizar y rastrear varios tipos de señales para minimizar la interferencia y maximizar dinámicamente la señal de recepción deseada [8]. Comparado con la antena de haz conmutado, el posicionamiento de haz corresponde a una mayor resolución angular frente a los ángulos de haz prefijados.

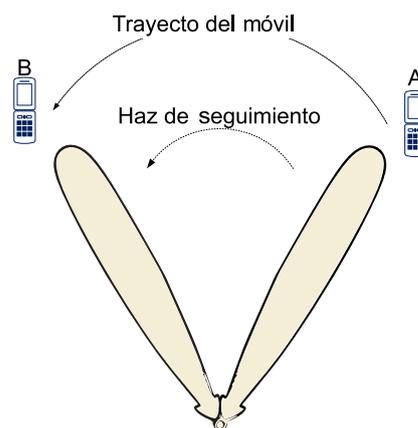


Figura 1.1: Haz de seguimiento. Elaboración propia

- **Haz adaptativo:** Sin duda dentro de la clasificación de antenas inteligentes este sistema inteligente es el más complejo y avanzado de realizar.

La técnica de haz adaptativo constituye el máximo nivel de inteligencia que se podría dar a un sistema de antenas. En este sistema, las salidas de cada

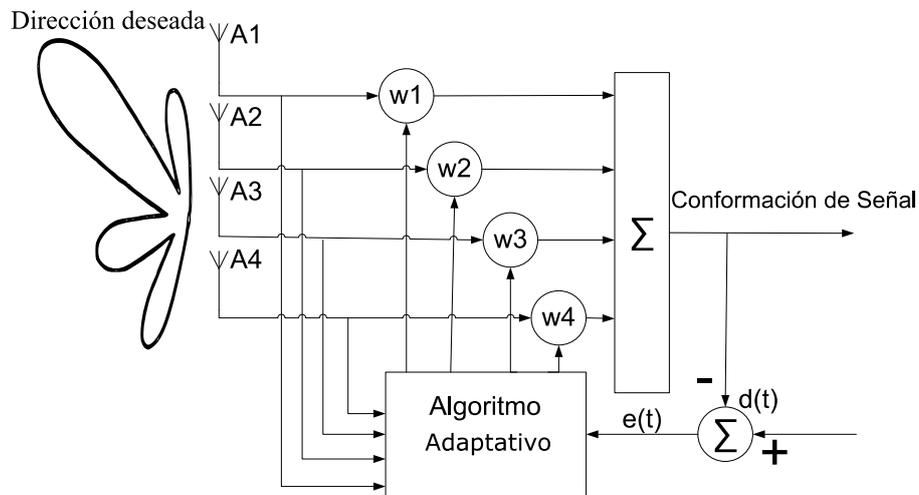


Figura 1.2: Haz adaptativo, [1]

elemento del arreglo de antenas se ponderan con un factor de peso cuyo valor se asigna dinámicamente para conformar un diagrama de radiación que presente el haz principal hacia la posición del usuario deseado y lóbulos secundarios hacia las direcciones de las componentes de multitrayecto de la señal deseada; los mínimos o nulos de radiación en las direcciones de las fuentes de interferencia.

Esta técnica requiere el uso de algoritmos (DoA) tanto para la detección de las señales de arriba e interferentes como para la optimización de los pesos que conforman el haz.

1.1.1. Antenas inteligentes de haz conmutado

Una antena de haz conmutado es un arreglo de antenas donde cada elemento individual logra una dirección de radiación diferente al de los demás elementos radiantes mediante una serie de procedimientos y cálculos [8]. Dentro de la clasificación de las antenas inteligentes; a diferencia de las antenas de haz adaptativo y de haz de seguimiento; las antenas de haz conmutado tienen menor complejidad de realizarse.

Las antenas de haz conmutado a parte de estar compuestas por una agrupación de antena, poseen redes de conformación de haz y la gran mayoría de estas redes de conformación se encuentran basadas en una **matriz de Butler** de $N \times N$, permitiendo la generación de N haces estrechos y alta directividad [9].

En la Figura 1.3 se muestran los haces prefijados de una antena de haz conmutado, el sistema se encarga de realizar el barrido para encontrar una señal de usuario, una vez encontrada se fija un solo haz que puede cambiar a lo largo del tiempo realizando el mismo barrido y fijando un haz de igual o diferente dirección dependiendo del trayecto del móvil (*A* hacia *B*) y que sea el óptimo.

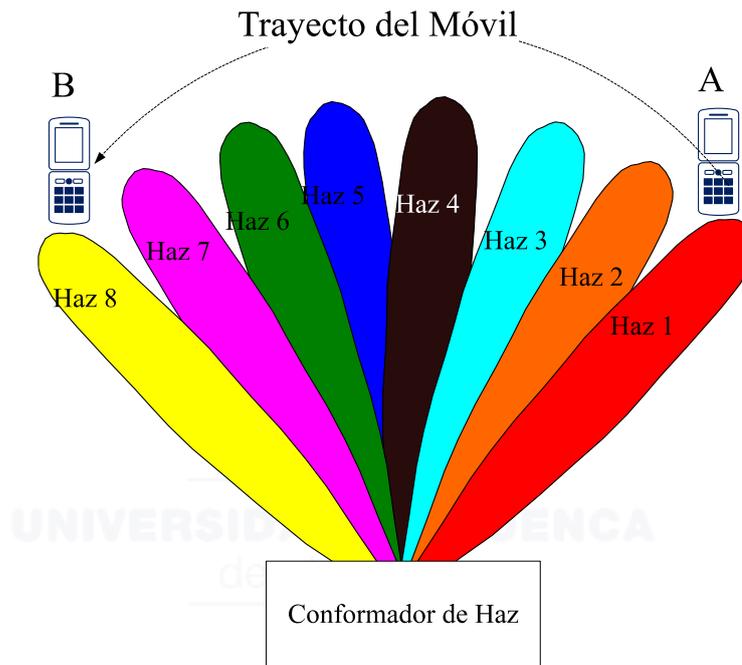


Figura 1.3: Antena de haz conmutado. Elaboración propia

1.1.2. Antenas inteligentes de haz conmutado con matriz de Butler

La matriz de Butler como ya se ha mencionado, es un circuito de microondas que se emplea para controlar el proceso de formación del haz y de la dirección del mismo a través de una red de antenas. Es una combinación de acopladores, desfasadores, cruzadores y constituyen un elemento clave en un sistema MIMO (Múltiples entradas, múltiples salidas) de haz conmutado; en la Figura 1.4 se indica un orden jerarquizado desde la matriz de Butler hasta un sistema MIMO.

Cada puerto de salida de la matriz tiene asociado un diagrama de radiación único para dicho puerto y puede ser utilizado por un receptor o un transmisor determinado.

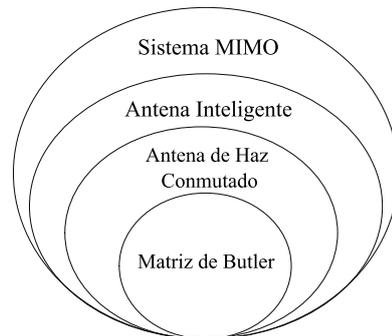


Figura 1.4: Jerarquía de los sistemas MIMO en el marco de la matriz de Butler. Elaboración propia

En la Figura 1.5 se tiene un esquema de una matriz de Butler de 4×4 , con sus respectivas entradas, los elementos de acopladores híbridos, desfasadores y cruzadores, y las salidas que en este caso se tiene elementos radiantes, de hecho la matriz tiene por objetivo alimentar a un arreglo de antenas, cuyas matrices se pueden implementar usando la tecnología de microcinta, es decir en una placa de circuito impreso.

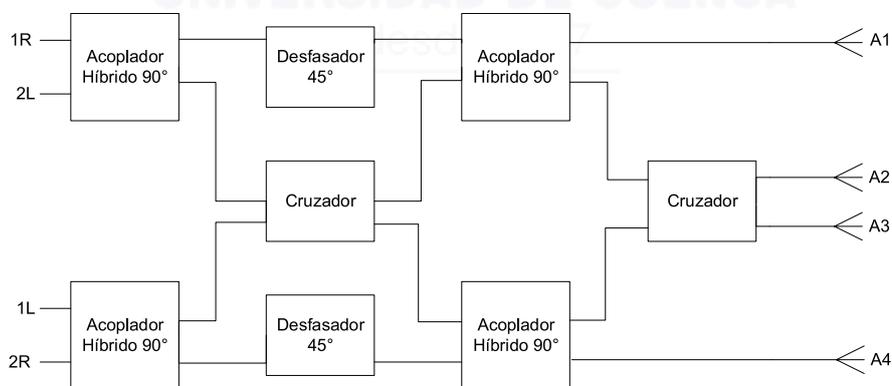


Figura 1.5: Esquema de una matriz de Butler. Elaboración propia

Por tanto, intuitivamente la implementación de la matriz de Butler es el paso previo a la creación de antenas inteligentes de haz conmutado, esto se debe a que las antenas de haz conmutado basan su funcionamiento en elegir uno de los patrones de radiación generados por la matriz de Butler.

1.2. Planteamiento del problema

El objetivo específico del presente trabajo es la elaboración de una matriz de Butler de 4×4 . El diseño de una matriz de Butler implica diseñar previamente



cada uno de sus componentes de microondas, y luego integrarlos en un solo circuito. El sustento teórico de cada componente forma parte de la Ingeniería de Microondas estudiada en electrónica de alta frecuencia. Sin embargo, no existe un único diseño de matriz Butler, por lo que cada prototipo tiene que ser diseñado, simulado, implementado, y probado. En el caso de implementar la matriz de Butler con tecnología de microcinta, diferentes diseños circuitales deberían ser ensayados en la búsqueda de aquel de mejor desempeño.

Siendo el propósito final llegar a diseñar y construir un modelo de antena inteligente, sin embargo, es necesario comenzar por la fase previa que es la construcción de la matriz de Butler, demostrando que el circuito de microondas que se propone construir se lo puede realizar en el medio local. Esto es, que la disponibilidad tecnológica existente en nuestro medio y el uso de herramientas CAD (Diseño Asistido por Computadora) para su diseño y simulación, permitirá construir una antena de haz conmutado.

Un motivo más para desarrollar el proyecto de tesis es el hecho que en las bases digitales del país hasta donde se ha indagado no se cuenta con un proyecto que cuente con un prototipo funcional, sin embargo, existen trabajos en el que se realizan acotaciones sobre la matriz de Butler con un enfoque meramente informativo, más no la implementación como tal.

1.3. Definición de objetivos específicos y generales

1.3.1. Objetivo general

Contribuir con una primera etapa para la posterior construcción de antenas inteligentes para sistemas MIMO de amplia utilización en sistemas inalámbricos. Para el efecto, en esta primera fase es necesario diseñar un circuito de microondas conocido como matriz de Butler. Se plantea construir una matriz de 4x4. En trabajos futuros se podrá realizar la construcción de matrices más complejas y finalmente el desarrollo del sistema de control electrónico de conmutación para la variación automática de haces de radiación, hecho que finalmente dará como resultado el desarrollo de la antena inteligente.



1.3.2. Objetivos específicos

- Conocer en detalle la teoría de microondas que sustenta el diseño de una matriz de Butler.
- Diseñar y simular circuitos de microondas con herramientas CAD, aplicando en forma específica a los elementos constitutivos de la matriz de Butler, y luego al circuito de microondas completo que constituye la matriz.
- Comparar el comportamiento de diferentes esquemas en la búsqueda del mejor diseño.
- Utilizar tecnología de microcinta para la implementación de la matriz de Butler.
- Implementación física de los diseños simulados y presentación de los resultados.
- Construir elementos radiadores con tecnología de microcinta para probar la matriz de Butler
- Conocer y documentar en forma detallada la experiencia de construcción de la matriz de Butler y de cada uno de sus componentes.
- Contribuir con bases para en siguientes etapas se desarrolle una antena de haz conmutado.

1.4. Alcance de la tesis

El alcance de la tesis consiste principalmente en la documentación sobre el desarrollo realizado sobre cada uno de los elementos que componen la matriz de Butler, y así contribuir con la primera etapa para la implementación de una antena inteligente de haz conmutado.

1.4.1. Tecnología a utilizar

Para el diseño de líneas de transmisión sobre PCB² hay dos opciones: stripline (línea de cinta-metálica) y microstrip (línea de microcinta).

²PCB, Printed Circuit Board, Placa de Circuito Impreso; se refiere a una superficie no conductora sobre la que se imprime pistas de material conductor, las cuales forman un circuito.

Una línea de transmisión de microcinta consiste en una traza de cobre separado de un plano de tierra por un sustrato aislante, como se observa en la Figura 1.6a. La impedancia se encuentra influenciada por el dieléctrico del material.

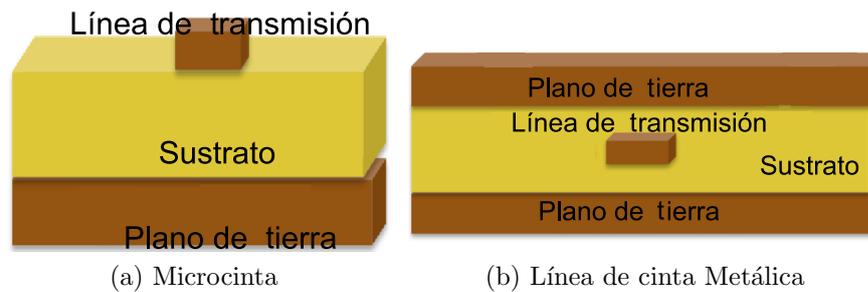


Figura 1.6: Técnicas de líneas de transmisión en PCB. Elaboración propia

A diferencia de la tecnología de microcinta, las líneas de cinta están contenidos dentro de un sustrato, que está situado en medio dos planos de tierra, ver Figura 1.6b. El material aislante del sustrato forma un dieléctrico. La impedancia característica de la tira depende del ancho de la tira el espesor del sustrato y la permitividad relativa del sustrato.

A continuación, un listado de características de estas dos técnicas:

- *Línea de microcinta:*
 - Pérdidas dieléctricas son menores, menor atenuación frente a la tecnología de línea de cinta Metálica.
 - Bajo precio y fácil de fabricar.
 - Alto Q (factor de calidad), por tanto, muy selectivo.
 - Baja potencia de radiación.

- *Línea de cinta metálica:*
 - Mayor aislamiento de líneas de transmisión.
 - Requiere tolerancias más estrictas de fabricación, incrementando su costo.
 - Ancho de Banda menor que Microcinta.



Basados en el costo de fabricación, el ancho de banda y pérdidas menores, el diseño de la matriz de Butler se implementa bajo la tecnología de Microcinta. Además, su implementación es factible en el medio local.

1.4.2. Justificación de puertos y banda de Frecuencia

Previo al diseño de los distintos elementos que conforman la matriz de Butler se debe tener definido cuál será la frecuencia de trabajo, este valor es importante ya que los dispositivos se diseñan y construyen en función de esta.

La ITU (*International Telecommunications Union*), definió una banda de frecuencias para uso exclusivo en el sector industrial, científico y médico; debido a los sectores de uso para los que fueron pensados, recibieron el nombre de bandas ISM (*Industrial Scientific Medical*). El uso de esta banda de frecuencias es no comercial, es decir no necesita licencia para poder operar en ella; siempre y cuando se cumpla con ciertas pautas, principalmente referidas al límite de potencia transmitida. En esta banda de frecuencias operan aparatos como microondas, teléfonos inalámbricos, comunicación bluetooth³, equipos de monitoreo de bebé, entre otros; no obstante, en la actualidad el uso más popular que se da a esta frecuencia es para redes Wi-Fi⁴.

Teniendo presente esto y la facilidad de probarse dentro de un ambiente indoor, la frecuencia de trabajo para la matriz de Butler será de 2.4 GHz.

Como ya se mencionó, la matriz de Butler es una red de conformación de haz. El número de haces de radiación que genere la matriz de Butler será de N lóbulos, generados por N radiadores, cada radiador conectado a una salida. Por tanto, la matriz deberá contar con N puertos de entradas y N puertos de salidas, donde $N = 2^p$ con $p = 2, 3, 4, \dots$, teniendo presente esto se entiende que la matriz puede contar con: cuatro, ocho, dieciséis. . . , puertos de entrada y de salida.

La matriz de Butler va aumentando de dimensiones y complejidad conforme se

³Bluetooth es una tecnología inalámbrica de comunicación que posibilita la transmisión de datos y voz entre dispositivos, mediante un enlace de radiofrecuencia.

⁴Wi-Fi, al igual que bluetooth, es una herramienta tecnológica de comunicación inalámbrica pero con mayor potencia y ancho de banda, por lo que se usa para conectar equipos entre si y principalmente a internet.



incremente el número de puertos y, en consecuencia, el número de elementos que la conforman. Por ejemplo, una matriz de dieciséis puertos de entrada requerirá mayor complejidad de diseño y construcción que una con menor número de puertos y elementos.

En base a todas estas circunstancias, como primera fase se propone la construcción de una matriz de Butler de 4×4 , cuatro puertos de entradas y cuatro puertos de salida. Si la implementación tiene éxito, nuevos trabajos con esquemas más complejos deberán ser propuestos.

1.5. Metodología a utilizar

La implementación de una matriz de Butler implica diseñar previamente cada uno de sus componentes de microondas, y luego integrarlos en un solo circuito, por lo que cada prototipo tiene que ser diseñado, simulado, implementado, y probado. Para llevar adelante esto con el mayor éxito es necesario tener una estrategia y metodología clara.

La estrategia seguida para lograr la fabricación de una matriz de Butler con sus respectivas antenas inicia con la recolección de las especificaciones del sustrato a utilizar, por las facilidades para adquirirlo en el medio local, el elegido es el sustrato FR-4. Con las especificaciones del sustrato se procede hacer los cálculos y diseños preliminares de los acopladores, cruzadores, desfasadores y antenas. Posteriormente con los datos calculados se realiza el diseño y simulación del circuito con la ayuda del software ADS.

Advanced Design System (ADS) es un software de automatización de diseños electrónicos producido por *Keysight Technologies*, este software cuenta con las prestaciones necesarias para las simulaciones correspondientes de los modelos como cruzadores, desfasadores, y acopladores que incluyen básicamente el comportamiento de los parámetros S en respuesta a la frecuencia de trabajo establecida.

Los resultados obtenidos se analizan para corroborar que el diseño realizado arroja resultados deseados para alcanzar nuestro fin. En caso de que los resultados no sean los mejores, se examina detalladamente para detectar posibles errores en

los cálculos o en el diseño del dispositivo. Si los resultados están en concordancia con los requerimientos se continúa con la fabricación del prototipo.

Como la mayoría de circuitos de microondas, cada elemento por separado y la matriz final construida requieren ser probados; para el efecto se requiere de un analizador vectorial de redes de microonda (VNA), dado que la Universidad de Cuenca no cuenta con este equipo, las mediciones se realizaron en los laboratorios de la Universidad Técnica Particular de Loja (UTPL). Sin embargo, la Universidad de Cuenca cuenta con el equipo *NI PXIe 1075*, que se usó para mediciones preliminares de potencia y así conocer con una buena aproximación el desempeño de cada elemento y las matrices implementadas.

Como último paso se integra la matriz con las antenas y se mide los patrones de radiación obtenidos. En la Figura 1.7, se puede observar un diagrama de flujo que de manera general sintetiza estos pasos descritos.

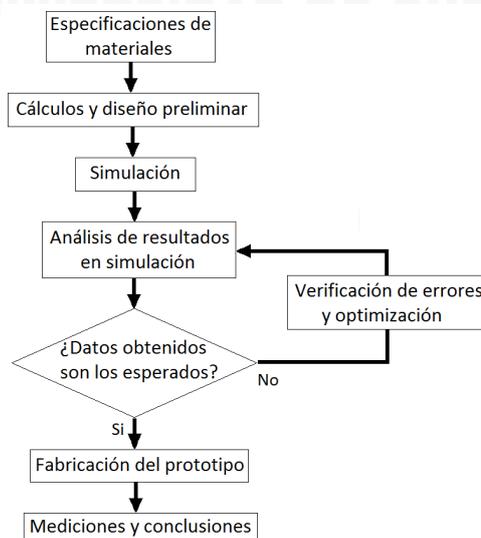


Figura 1.7: Diagrama de flujo de la metodología a seguir. Elaboración propia

Capítulo 2

Marco teórico

Una matriz de Butler es un tipo de red de formación de haz de radiación. Se diseñan para N entradas y N salidas (generalmente N es 4, 8, o 16). Dependiendo de la entrada en la que se aplique la señal de microondas de entrada, el haz de la antena es dirigido en una dirección específica en un plano. Algo parecido a un lente de Rotman estudiado en teoría de antenas [10].

La matriz fue descrita por primera vez por J. Butler y R. Lowe en 1961. Se trata de una red recíproca pasiva, por lo que funciona de la misma forma cuando se transmite energía como cuando se la recibe. Las propiedades básicas de una matriz de Butler son: el aislamiento entre cada una de sus entradas, la linealidad en fase con respecto a la posición de salida y el incremento de fase dependiendo de la entrada seleccionada.

Sin embargo, es indispensable conocer los detalles para la validación del funcionamiento tanto de los componentes como las matrices, esto es, a la red de puertos, herramienta teórica con la que se trabajará a lo largo del presente proyecto.

Matemáticamente la matriz de Butler realiza una transformada rápida de Fourier, provocando la generación de lóbulos que son ortogonales entre sí. La disposición espacial que tendrán los lóbulos es dependiente de las características con las que se diseñen los elementos que conforman la matriz. Su estudio se popularizó con la masificación de los sistemas inalámbricos y la necesidad de optimizar el espectro radioeléctrico, aumentando el rendimiento y fiabilidad, sin ancho de banda adicional. Esto dió paso a técnicas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO); en este contexto, la matriz de Butler es una red de formación de haz que es elemento clave en un sistema MIMO que alimentará un arreglo de antenas [11].

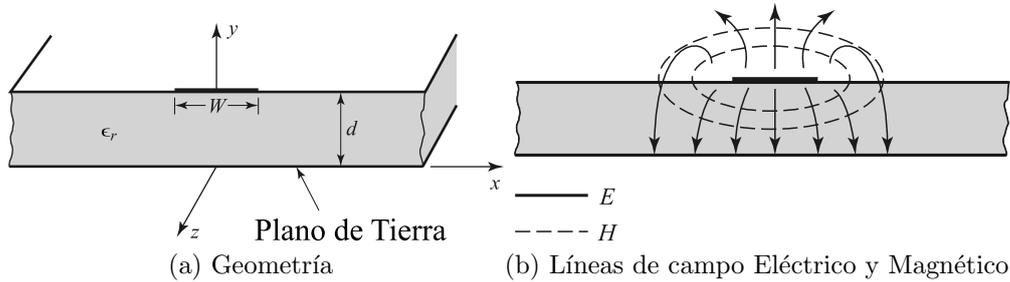


Figura 2.1: Líneas de transmisión de microcinta, [2]

2.1. Líneas de microcinta (microstrip)

Por definición, es una línea de transmisión conformada por un conductor (de anchura W y longitud L) y un plano de tierra separado por un medio dieléctrico. La presencia del dieléctrico, en particular el hecho de que el dieléctrico no llena la región por encima de la banda metálica ($y > d$), complica el comportamiento y el análisis de la línea de microcinta [2].

Las líneas de campo electromagnético en la microcinta no están contenidas enteramente en el sustrato. Sin embargo, el modo de propagación en la microcinta no es un modo electromagnético transversal (TEM) puro, por lo que se lo trata como un modo cuasi- TEM . Asumiendo un modo de propagación cuasi- TEM en la línea de microcinta [12], la velocidad de fase v_p y constante de propagación γ está dado por:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.1a)$$

$$\gamma = \beta \sqrt{\epsilon_e} \quad (2.1b)$$

Donde c es la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$), ϵ_e como la constante dieléctrica efectiva de la línea de microcinta y $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$. Debido a que algunas de las líneas de campo están en la región dieléctrica y otras en el aire, la constante dieléctrica debe satisfacer con la siguiente relación:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

La constante dieléctrica efectiva depende de la constante del dieléctrico, grosor

del sustrato y anchura del conductor.

2.1.1. Longitud de onda, longitud física, constante dieléctrica efectiva e impedancia característica

La longitud de onda dentro de la línea de microcinta (λ_m) se encuentra dado por:

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.2)$$

De la ecuación 2.2, el término λ_0 es la longitud de onda en el vacío y ϵ_e como la constante dieléctrica.

La longitud física l de la línea de transmisión se encuentra en función del ángulo de desfase (radianes) [13]:

$$\theta = \varphi l = \beta \sqrt{\epsilon_e} l = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_e} l \quad (2.3a)$$

$$l = \frac{\theta \lambda_m}{2\pi} [\text{mm}] \quad (2.3b)$$

Por otro lado, la constante dieléctrica efectiva esta dado por:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.4)$$

Esta constante dieléctrica efectiva se la puede interpretar como un medio homogéneo que equivale a reemplazar el dieléctrico de la región de aire y del dieléctrico en la línea de microcinta [2]. Dado las dimensiones la línea de microcinta, se puede efectuar el cálculo con la siguiente ecuación:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1,393 + 0,667 \ln(W/d + 1,444)]} & W/d \geq 1 \end{cases} \quad 1001[2] \quad (2.5)$$

Ó a su vez, dada la impedancia se puede calcular el ancho de la línea con la siguiente ecuación:

$$W/d = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} [B - 1 - \ln(2B - 1)] + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} & W/d > 2 \end{cases} \quad 1001[2] \quad (2.6)$$



Donde A y B son variables que ayudan a simplificar la expresión anterior y cuyos valores son:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.7a)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\epsilon_r} \quad (2.7b)$$

2.1.2. Atenuación de la línea

La atenuación introducida por un dieléctrico se encuentra dada por la ecuación:

$$\alpha_d = \frac{k_0\epsilon_r(\epsilon_e - 1)\tan(\delta)}{2\sqrt{\epsilon_e}(\epsilon_r - 1)} [N_p/m] \quad (2.8)$$

Donde el término $\tan(\delta)$ es el valor correspondiente a la tangente de pérdidas especificado para el sustrato.

Por otro lado, la atenuación producida por el conductor:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0W} [N_p/m] \quad (2.9)$$

El término $R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}$ es la resistividad de la superficie del conductor. Finalmente la pérdida de total:

$$\alpha_t = \alpha_d + \alpha_c [N_p/m] \quad (2.10)$$

Recordar la equivalencia $1N_p = 8,685 \text{ dB}$.

2.2. Red de N puertos

El análisis de una red de puertos es una herramienta indispensable que estructura y simplifica el análisis de circuitos complicados a partir de la relación de parámetros de entrada y salida en sus puertos, sin la necesidad de conocer la estructura interna del sistema. Es de especial importancia en los circuitos de RF, donde las soluciones teóricas de las ecuaciones de Maxwell son complejas de

deducir o la solución provee más información de la necesaria para el desarrollo funcional de prototipos.

2.2.1. Parámetros de dispersión (parámetros S)

La matriz de dispersión relaciona ondas de potencia incidentes y reflejadas en los puertos. Para algunos componentes y circuitos, los parámetros de dispersión pueden ser calculados usando técnicas de análisis de red, en otros casos tienen que ser medidos en la red directamente utilizando analizadores de red vectoriales [2].

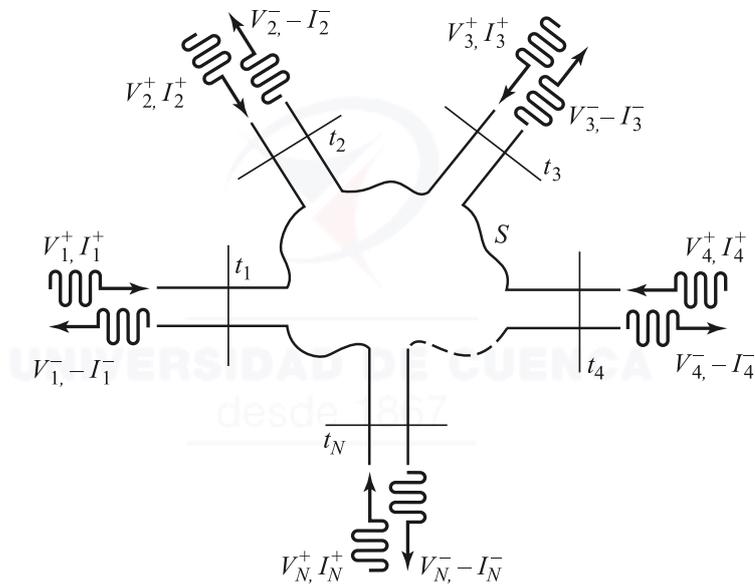


Figura 2.2: Red de N-puertos de microonda, [2]

Con referencia a la Figura 2.2, V_N^+ es la amplitud de la onda incidente de voltaje y V_N^- es la amplitud de la onda reflejada de voltaje en el puerto N . La matriz de dispersión con relación a las ondas de voltaje incidente y reflejado de acuerdo al principio de superposición queda como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.2.2. Definición de parámetros S, modelo de dos puertos

En la representación de la Figura 2.3 los parámetros S son modelados por una onda de potencia incidente normalizada y una onda de potencia reflejada

normalizada en cada uno de los puertos, para nuestro caso a_1 y a_2 son las ondas incidentes y de la misma manera b_1 y b_2 son las ondas reflejadas, para más detalles ver [14, pág. 168-170]. Entonces, la matriz de dispersión bajo el principio de



Figura 2.3: Red de dos puertos. Elaboración propia

superposición queda establecida como:

$$\begin{Bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{Bmatrix} \quad (2.12)$$

Si despejamos cada parámetro S , haciendo cero a la variable independiente que no lo involucra obtenemos los parámetros S por definición:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \equiv \frac{\text{potencia reflejada en puerto 1}}{\text{potencia incidente en puerto 1}} \quad (2.13a)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \equiv \frac{\text{potencia transmitida en puerto 2}}{\text{potencia incidente en puerto 1}} \quad (2.13b)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \equiv \frac{\text{potencia transmitida en puerto 2}}{\text{potencia incidente en puerto 2}} \quad (2.13c)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \equiv \frac{\text{potencia transmitida en puerto 1}}{\text{potencia incidente en puerto 2}} \quad (2.13d)$$

De manera similar se pueden representar los parámetros S de una red de N puertos.

2.3. Componentes de la matriz de Butler

Como se ha sugerido anteriormente, una matriz de Butler no tiene un diseño o modelo único; sin embargo, está claramente formado por tres elementos notoriamente definidos que son: acopladores híbridos de 3 dB, desfasadores y cruzadores (crossover). El desempeño en ancho de banda y pérdidas dependerán del diseño de estos circuitos.

2.3.1. Acoplador híbrido de 3 dB

Un acoplador es un dispositivo pasivo comúnmente de cuatro puertos cuyo funcionamiento se basa en dividir la potencia, de la señal insertada en un puerto, entre sus salidas de forma simétrica o asimétrica, dependiendo de las características del acoplador que haya sido diseñado.

Un esquema para un acoplador híbrido se muestra en la Figura 2.4, está formado por líneas de transmisión que interconectan los cuatro puertos, estos puertos se nombran como: puerto de entrada P_1 , puerto de salida P_2 , puerto de salida o acoplado P_3 y puerto aislado P_4 , esta nomenclatura es arbitraria debido a que se trata de un dispositivo recíproco, es decir cualquier puerto puede ser entrada y así los otros puertos serán aislado y salidas, según corresponda. Sin embargo, es conveniente llevar una nomenclatura clara con el fin de tener un orden en la medición de parámetros y comprobación de resultados.

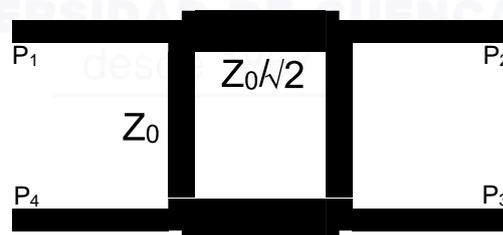


Figura 2.4: Esquema acoplador híbrido, [3]

La característica principal de un acoplador híbrido es obtener en los puertos de salida la mitad de la potencia de la señal de entrada con un desfase de 90° , es decir 3 dB por debajo de la potencia de entrada. Por este motivo a este tipo de acopladores también se les llama acopladores híbridos en cuadratura de 3 dB. Por ejemplo: si se incide una señal sobre P_1 , la mitad de la potencia de la señal se podrá obtener en P_2 y la otra mitad en P_3 pero con una diferencia de 90° , en P_4 no se obtendrá ninguna señal ya que este puerto está aislado. Como ya se mencionó, cualquiera de los cuatro puertos puede ser tomado como entrada y de esta manera los otros puertos adoptarán nuevos roles, en la Tabla 2.1 se observa este comportamiento.

Los acopladores direccionales se usan para redistribuir señales, combinar señales e incluso son parte de amplificadores y diferentes equipos de RF. Las características



P ₁	P ₂	P ₃	P ₄
Entrada	Salida	Salida acoplada (90°)	Aislado
Salida (0°)	Entrada	Aislado	Salida acoplada (90°)
Salida acoplada (90°)	Aislado	Entrada	Salida (0°)
Aislado	Salida acoplada (90°)	Salida (0°)	Entrada

Tabla 2.1: Comportamiento acoplador híbrido . Elaboración propia

puntualizadas para este acoplador están descritas por su matriz de dispersión o parámetros S, mediante un análisis par-impar descritas en [2], se obtiene la matriz.

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Se observa que esta matriz es simétrica, lo que indica que cualquier puerto del acoplador puede ser entrada. Los parámetros $S_{41} = S_{14} = 0$, $S_{31} = S_{24} = 1$ y $S_{21} = S_{34} = j$ comprueban el funcionamiento del acoplador, esto es, las entradas están aisladas, el puerto uno y puerto cuatro en este caso; la potencia ingresada al puerto uno se distribuye de forma equitativa entre las salidas pero con un desfase de 90° la una de la otra.

2.3.2. Cruzador (crossover)

Al interior de la matriz de Butler es necesario realizar un cruce físico entre dos señales sin que se afecten sus propiedades electromagnéticas entre ellas y se mantenga un alto aislamiento. Para realizar esta tarea se hace uso de un cruzador (crossover), este también es un dispositivo de cuatro puertos y su construcción se puede realizar mediante varias metodologías; varias técnicas se estudian en [15], que propone realizar el cruce de la señal imprimiendo el circuito en las dos caras del material dieléctrico, otra técnica propone que el cruce físico de las señales se realice a través de un “puente en el aire”, es decir en el lugar donde se debe dar el cruce de la línea de microcinta una señal, se separa de la superficie del sustrato hasta que “cruce” la línea de microcinta de la segunda señal; otras plantean incluso diseños mucho más complejos. Estas y otras técnicas similares que requieren el uso de dos o más caras del sustrato no resultan ser las más adecuadas debido a que las discontinuidades en el circuito introducen pérdidas de inserción y desacople, lo cual no es deseado.

Un cruzador relativamente sencillo que permite el cruce de dos señales y con un

aislamiento alto se indica en [16], este se forma al conectar dos acopladores híbridos 90° en cascada y cuyo esquema se manifiesta en la Figura 2.5. Una vez más el análisis par-impar plantea la matriz de parámetros S , mostrada a continuación.



Figura 2.5: Esquema cruzador, [3]

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Observando la matriz del cruzador se concluye lo que se buscaba, que cuando una señal se inyecta en el puerto uno, el puerto dos y cuatro estarán aislados y toda la potencia de señal saldrá por el puerto tres desfasado 90° . De igual manera sucede cuando ingresa una señal por el puerto cuatro; toda la señal se mostrará en el puerto dos y los puertos restantes recibirán una potencia despreciable o en los mejores casos aislados completamente.

2.3.3. Desfasador

Se dice que los desfasadores son elementos relativamente sencillos de diseñar y al mismo tiempo de gran utilidad en el campo de las microondas. Teniendo presente estas dos particularidades es fácil imaginar que existen muchos tipos de desfasadores usados para diferentes aplicaciones, fabricados en microstrip o con en otras tecnologías.

Para el caso de estudio se requiere dos desfasadores de fase fija que sean capaces de transmitir una onda de entrada hasta su salida, cambiando su ángulo de fase y sin que su amplitud se vea afectada. Un tipo de desfasador que cumple estas características es el desfasador Schiffman [17], el cual se presenta en la Figura 2.6.

Un desfasador Schiffman consta de dos líneas acopladas con un extremo en cortocircuito o simplemente se le puede ver como una línea de transmisión plegada

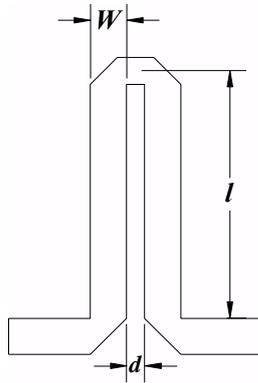


Figura 2.6: Desfasador de Schiffman, [4]

o doblada. La frecuencia a la que trabajará el desfasador depende de la longitud de las líneas acopladas y el acoplamiento entre líneas determina el desfase; mientras menor sea la longitud de las líneas acopladas mayor será la frecuencia de funcionamiento y a mayor acople entre líneas mayor desfase existirá. Por tanto, el ángulo de desfase dependerá del acople de las líneas y este acople está determinado por la distancia que las separa (el término d en la Figura 2.6).

Las esquinas del desfasador generan efectos parásitos no deseados, con el fin de eliminar estos efectos se hace un diseño con las esquinas truncadas; con lo que se soluciona este problema. La longitud de la línea para el diseño corresponderá a un cambio de fase de 45° , está dado por la ecuación 2.3.

2.3.4. Elemento radiante

El elemento radiante o antena para el caso de estudio se ha considerado hacerlo con la tecnología microcinta, a este tipo de antenas se las conoce como *antenas tipo parche*. Existen diferentes configuraciones para la alimentación de la antena: apertura acoplada, avance de la línea de microcinta y alimentación coaxial ¹, se la puede observar en la Figura 2.7.

Hay diversas formas de antenas tipo parche: rectangulares, circulares y anillo circular, siendo la antena rectangular la más popular entre todas.

¹Esta subsección ha sido elaborada en base a los criterios y metodologías de la referencia [5] y en parte a [1].

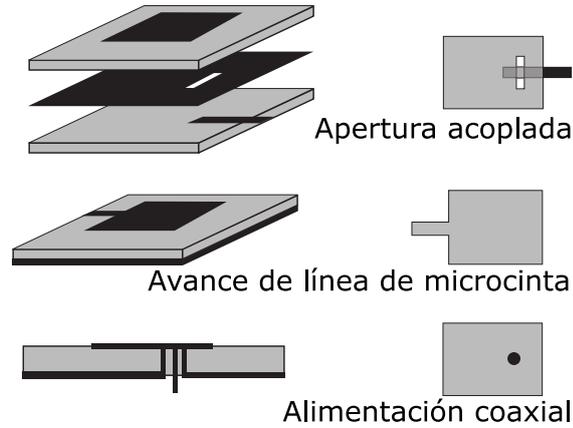


Figura 2.7: Configuraciones de alimentaciones para antenas tipo parche, [5]

2.3.4.1. Patrón de radiación y directividad

Como cavidad resonante, existen muchos modos posibles siendo el modo dominante el TM_{10} . La radiación proviene de los campos del borde de los dos extremos abiertos. El campo eléctrico lejano se puede expresar en componentes del plano E ($\phi=0^\circ$, ecuación 2.16) y H ($\phi=90^\circ$, ecuación 2.17), conocidos también como plano horizontal y vertical, respectivamente [1].

$$E_\phi \simeq E_0 \left[\sin\theta \frac{\sin(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta)}{\cos\theta} \right] \cos(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin\theta \sin\phi) \text{ para } \phi = 0^\circ \quad (2.16)$$

$$E_\phi \simeq E_0 \left[\frac{\sin(\frac{k_0 h}{2} \cos\phi)}{\frac{k_0 h}{2} \cos\phi} \right] \cos(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin\phi) \text{ para } \phi = 90^\circ \quad (2.17)$$

De acuerdo a las ecuaciones sugeridas, el patrón de radiación de una antena rectangular tipo parche se encuentra en la Figura 3.21b.

La directividad de una antena tipo parche está dada por la ecuación:

$$D \begin{cases} 8,2 \text{ dBi} & W \ll \lambda_0 \\ 8W/\lambda_0 & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (2.18)$$

Donde: W es el ancho para un radiador eficiente [5].

2.3.4.2. Impedancia de entrada, ancho de banda

La impedancia de radiación de una antena rectangular está dada por la ecuación 2.19, y cuyos valores se encuentran en el rango de 100 a 400 omhs.

$$Z_a \approx 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right) \Omega \quad (2.19)$$

Para el ancho de banda en una antena rectangular se hace uso de la definición del ancho de banda fraccional. La ecuación 2.20 es una fórmula empírica para una relación de onda estacionaria (ROE) < 2 .

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{16}{3\sqrt{2}} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \frac{Ld}{\lambda_0 W} \quad (2.20)$$

Para una antena, el valor de su ROE es indispensable para determinar el porcentaje de potencia incidente. Visto desde los parámetros S la potencia reflejada debe ser de valores bajos (por ejemplo para un $ROE = 1,5$, $S_{11} = -13,98 \text{ dB}$).

2.3.4.3. Procedimiento de diseño

Debido a los efectos del borde, eléctricamente la antena tipo parche se ve más grande que sus dimensiones físicas (ver Figura 2.8); la ampliación de L está dada por la ecuación 2.21.

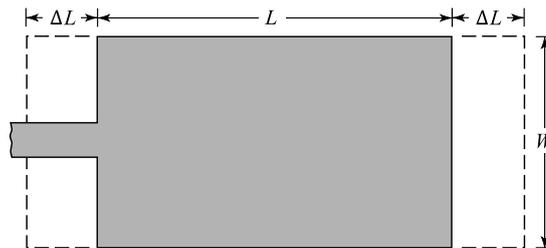


Figura 2.8: Antena rectangular en micro-cinta, [1]

$$\Delta l = 0,412d(\epsilon_e + 0,3)(W/d + 0,264) / [(\epsilon_e - 0,258)(W/d + 0,8)] \quad (2.21)$$

Donde ϵ_e es la permitividad efectiva (2.4). Cuanto mayor sea d/W , menor es la permitividad efectiva.

La longitud efectiva del parche es ahora:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.22)$$



La frecuencia de resonancia (frecuencia de trabajo) para un TEM está dado por:

$$f_r = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_e}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta l)\sqrt{\epsilon_e}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \quad (2.23)$$

El ancho para un radiador eficiente viene dado por:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.24)$$

Conocido las fórmulas se describen los pasos a seguir para el diseño de una antena rectangular:

1. Encontrar el ancho del radiador con la ecuación 2.24.
2. Calcular la permitividad efectiva, ecuación 2.4.
3. Calcular la extensión de la longitud Δl , usando la ecuación 2.21.
4. Determinar la longitud L resolviendo la ecuación 2.22.
5. Hallar la impedancia de radiación de la antena con la ecuación 2.19
6. Ajustar el acoplamiento con el cómputo de la impedancia de transición entre la impedancia de entrada y la impedancia de radiación, aplicando el criterio transformador de un cuarto de onda, $Z_T = \sqrt{Z_0 Z_{rad}}$.
7. Se determina el valor del ancho de la línea de la impedancia de transición, ecuación 2.5, para este valor se debe determinar el valor de la permitividad efectiva, ecuación 2.4.
8. Finalmente se obtiene el ancho de la línea y longitud de la impedancia de entrada, con las ecuaciones 2.5 y 2.3 respectivamente.

Capítulo 3

Simulación de componentes y matriz de Butler

Para elaborar los diseños de los elementos de microonda y posteriormente la matriz de Butler es crucial conocer las propiedades del sustrato *FR4*, se recopilan en la Tabla 3.1; esta información es utilizada para realizar los cálculos y simulación.

Permitividad	4.3
Tangente de pérdidas	0.015
Espesor del sustrato	1.3 mm
Ancho del conductor	10 μm
Conductor	Cobre

Tabla 3.1: Propiedades del sustrato FR4. Elaboración Propia

El valor de la permitividad del sustrato, como también la tangente de pérdidas se determinan en el capítulo 4; las dimensiones físicas (espesor del sustrato, ancho del conductor, tipo de conductor) son adquiridas en base a la información proporcionada por la empresa que manufactura los circuitos impresos.

Para el cómputo de las líneas de transmisión como longitud, impedancia y pérdidas en la línea se utilizan las ecuaciones expuestas en la sección 2.1, aclarar que la impedancia de carga es de 50Ω .

3.1. Criterio para determinar el ancho de banda

Las características que determinan el desempeño deseado en una implementación con microcinta son su aislamiento y el acoplamiento; para la determinación

del ancho de banda no es conveniente aplicar el criterio que indica que el ancho de banda se toma a partir donde la señal decae 3 dB de potencia de su máximo. El criterio a considerar son las pérdidas de retorno o aislamiento, según [18], se toma un valor referencial, se indican valores comprendidos entre -20 y -15 dB como se ilustra en la Figura 3.1, donde f_c : frecuencia central, f_1 : límite inferior, f_2 : límite superior.

Al determinar al menos dos de las variables indicadas se aplican las fórmulas 3.1a y 3.1b para determinar el ancho de banda.

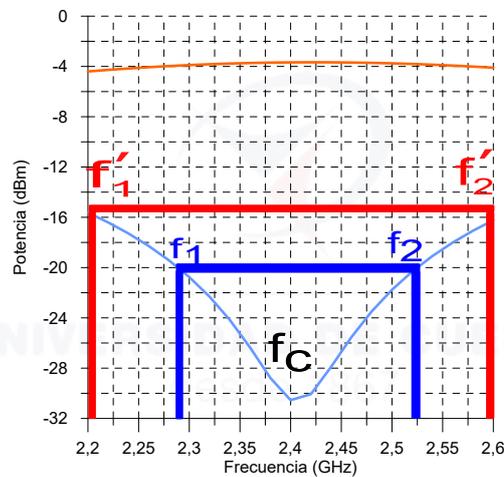


Figura 3.1: Criterio para determinar el ancho de banda. Elaboración propia

$$f_c = \sqrt{f_1 f_2} \quad (3.1a)$$

$$BW = f_2 - f_1 \quad (3.1b)$$

Con este mismo criterio también es posible determinar el ancho de banda en los puertos de salida. Sin embargo, cuando las señales en las salidas decaen hasta menos -20 dB o -15 dB, dependiendo el valor de referencia tomado, el ancho de banda es alto, por lo que nos vemos restringidos a usar el ancho de banda obtenido en las entradas.

El valor de -20 dB se toma como referencia para determinar el ancho de banda en el transcurso de este capítulo. Los circuitos de microonda en microcinta tienen un ancho de banda estrecho, por lo que es necesario centrarse en un ancho de banda práctico.

3.2. Acoplador híbrido

En el diseño de este elemento se toma en cuenta la atenuación de las líneas con diferentes longitudes eléctricas (ver Tabla 3.2: valores comparativos). Para llegar a nuestro objetivo que es la implementación de los elementos y finalmente la matriz de Butler, es crucial mantener al mínimo las pérdidas para obtener un óptimo desempeño en la frecuencia de trabajo requerido, por tanto, a lo largo del proyecto se manejan valores de entre 45° y 90° con las variables referidas de la Tabla 3.1; los esquemas se observan en las Figuras 3.2a y 3.2b respectivamente.

Ángulo $^\circ$	Atenuación dB	Longitud mm
45	0.050	8.63
90	0.100	17.27
180	0.200	34.54

Tabla 3.2: Atenuación de la líneas de transmisión. Elaboración propia

3.2.1. Acoplador híbrido

Dada las características simétricas que posee el circuito, los resultados en magnitud y fase son iguales, en la Tabla 3.3 se lista los valores equivalentes para una red de cuatro puertos simétricos. Para nuestro caso hacemos uso de la notación propuesta en la Figura 3.2, donde los puertos P_1 y P_4 representa las entradas del circuito, P_2 y P_3 las salidas. Con el comportamiento simétrico que tiene, se justifica que no se requieran las gráficas de los otros parámetros S .

	Entrada	Salida
Parámetros S	$S_{11} \equiv S_{44}$	$S_{22} \equiv S_{33}$
	$S_{21} \equiv S_{34}$	$S_{12} \equiv S_{43}$
	$S_{31} \equiv S_{24}$	$S_{42} \equiv S_{13}$
	$S_{41} \equiv S_{14}$	$S_{32} \equiv S_{23}$

Tabla 3.3: Equivalencia de parámetros S . Elaboración propia

Una vez simulado usando el método de momentos (MoM)¹, el comportamiento de los parámetros S en función de la frecuencia para una longitud eléctrica de

¹MoM es un método numérico de electromagnetismo computacional que se basa en el concepto de reducir una ecuación funcional en una ecuación matricial, y luego resolver la ecuación matricial por técnicas conocidas. [19]

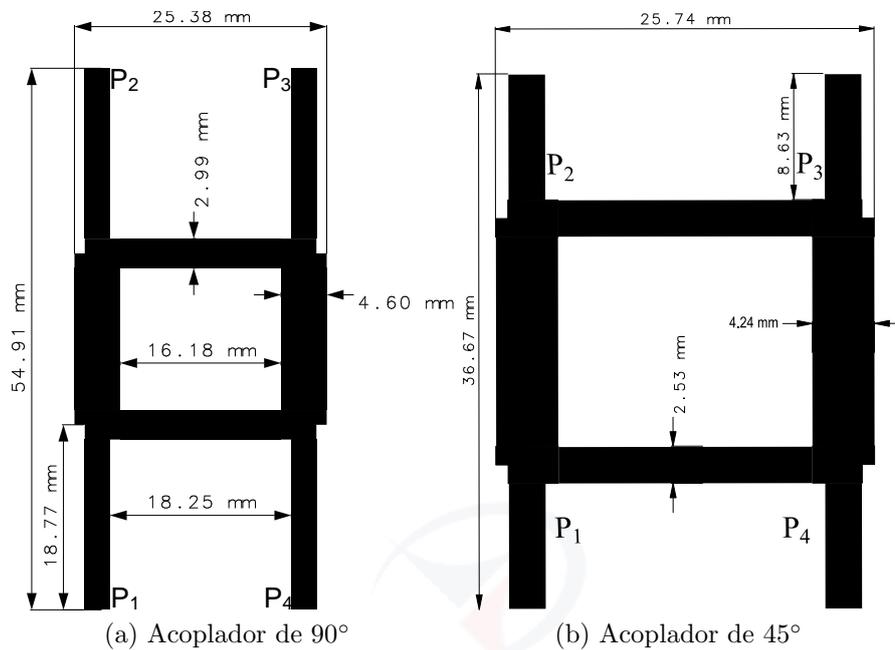


Figura 3.2: Esquemas, acoplador de 90° y 45° . Elaboración propia

45° y 90° se observan en la Figura 3.3.

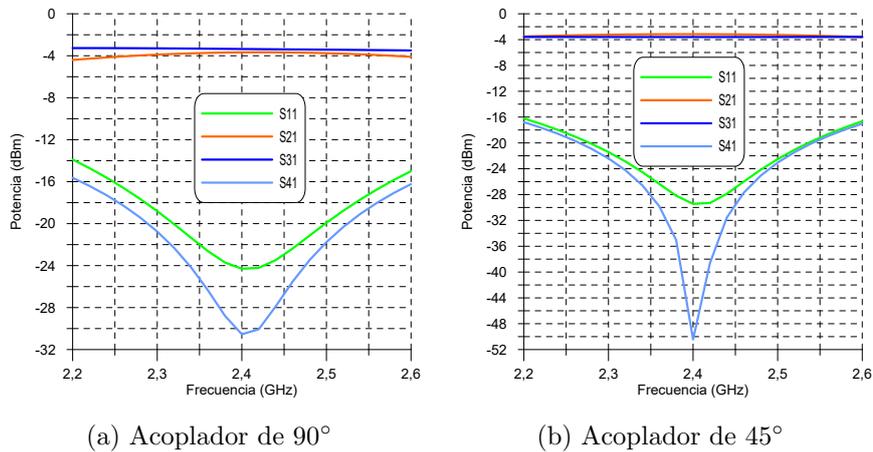


Figura 3.3: Parámetros S , acopladores de 90° y 45° . Valores simulados

La Tabla 3.4 recoge los valores obtenidos de los parámetros S del acoplador de 45° y 90° en la frecuencia de trabajo de 2.4 GHz , gráficamente no es muy notorio las variaciones del comportamiento de ambos elementos en el acople a 3 dB , pero sí en su aislamiento, además, los parámetros S_{12} y S_{13} en ambos acopladores mantienen un desfase de 90° , como se indica en el capítulo 2.

Parámetros S	Magnitud 90	Fase 90	Magnitud 45	Fase 45
S_{11}	-24.13 dB	18.47°	-29.94 dB	68.80°
S_{21}	-3.67 dB	78.43°	-3.17 dB	164°
S_{31}	-3.36 dB	-11.31°	-3.58 dB	74.43°
S_{41}	-30.30 dB	-89.00°	-50.50 dB	98.35°

Tabla 3.4: Resultados, acoplador de 90° y 45°. Valores simulados

3.2.1.1. Ancho de banda

El ancho de banda estimado para el acoplador de 90° y 45° se presentan en la Tabla 3.5.

	Acoplador de 90 °	Acoplador de 45 °
Parámetro	S_{41}	S_{41}
Magnitud	-30.30 dB	-50.50 dB
Frecuencia central	2.4 GHz	2.4 GHz
Frecuencia mín/máx	2.26 / 2.54 GHz	2.25 / 2.56 GHz
Ancho de banda	280 MHz	310 MHz

Tabla 3.5: Ancho de banda, acopladores de 90° y 45°. Valores simulados

Para el caso del acoplador híbrido de 45°, el ancho de banda sufre un incremento de 30 MHz con respecto al de 90°, siendo el parámetro S_{41} el mínimo, que corresponden al aislamiento.

3.2.2. Acoplador híbrido de banda ancha

Según [3], es posible ampliar el ancho de banda modificando y adaptando nuevas líneas a un acoplador habitual y cuyo resultado esquemático es similar a un cruzador. Un esquema de este acoplador se puede visualizar en la Figura 3.4a; se podrá notar que el funcionamiento es el mismo que un acoplador híbrido (ver Figura 3.5b), sin embargo, al incrementar el ancho de banda, ocurre que el circuito experimenta mayores pérdidas, estableciéndose un compromiso entre el desempeño del circuito y el ancho de banda: menor ancho de banda implica un mejor acoplamiento y aislamiento; mayor ancho de banda implica disminución de acoplamiento y aislamiento.

La Tabla 3.6 recoge los valores de fase y magnitud del acoplador de banda ancha, los aislamientos (S_{41} y S_{11}) no son tan buenos como los acopladores anteriormente revisados, las salidas también se ven afectados pero no en gran medida. Sin

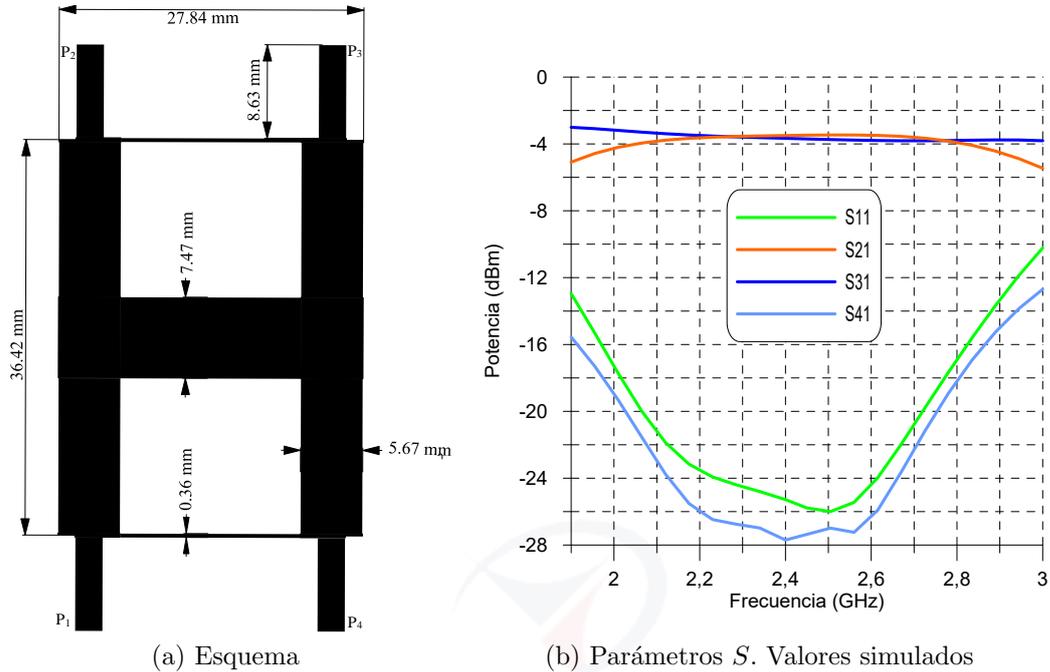


Figura 3.4: Acoplador híbrido de banda ancha. Elaboración propia

Parámetros S	Magnitud dB	Fase $^\circ$
S_{11}	-25.78	-12.50
S_{21}	-3.50	-8.08
S_{31}	-3.70	-97.06
S_{41}	-27.70	84.00

Tabla 3.6: Parámetros S , acoplador híbrido de banda ancha. Valores simulados

embargo, se ve incrementado el ancho de banda. Cabe indicar que los parámetros de las salidas (S_{21} y S_{31}) se encuentran desfasados 90° .

3.2.2.1. Ancho de banda

Con el parámetro S_{41} se realiza el cálculo del ancho de banda.

Parámetro	S_{41}
Magnitud	-27.70 dB
Frecuencia	2.4 GHz
Frecuencia mín/máx	2.02 / 2.85 GHz
Ancho de banda	830 MHz

Tabla 3.7: Ancho de banda, acoplador híbrido de banda ancha. Valores simulados

De acuerdo al ancho de banda calculado (ver Tabla 3.7) y con relación al ancho de banda obtenido en el acoplador híbrido de 45° se tiene un incremento de 520

MHz , es decir un ancho de banda de $830 MHz$ que representa un incremento del 267.7% del ancho de banda calculado anteriormente.

3.2.3. Acoplador híbrido modificado

Hasta aquí se han considerado modelos encontrados en las diferentes fuentes bibliográficas citadas. El diseño del siguiente modelo surge del criterio de incluir “stubs”², que ayudan a mejorar la respuesta en frecuencia. En base a lo mencionado, se ha logrado mejorar la respuesta tanto en aislamiento y acoplamiento (ver Figura 3.5a); y reducir en algo el tamaño del elemento (ver Figura 3.5) frente a los otros diseños elaborados anteriormente. La tendencia al ensayar y experimentar nuevos diseños es tratar de reducir tamaños y mejorar la respuesta frente a la frecuencia, que es lo que se ha percibido en las diferentes referencias usadas en este trabajo.

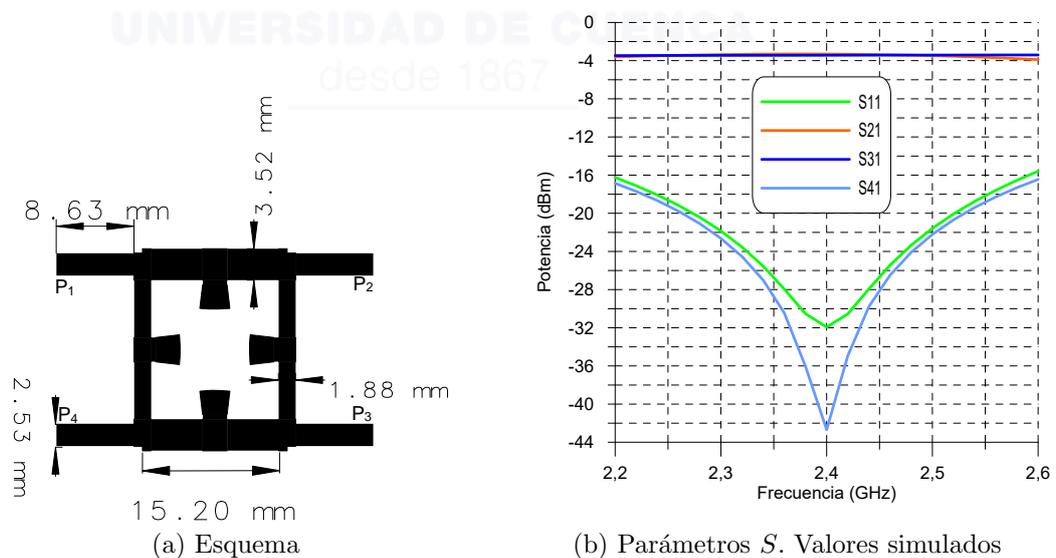


Figura 3.5: Acoplador híbrido modificado. Elaboración propia

La Tabla 3.8 muestra los valores de los parámetros S en la frecuencia de trabajo ($2.4 GHz$), se puede percatar que las salidas (S_{21} y S_{31}) se encuentran mejor compensadas que en los anteriores diseños ($S_{21} = -3.17 dB$, $S_{31} = -3.58 dB$, acoplador híbrido de 45°).

²En radiofrecuencia se denomina stub a cierta longitud de línea de transmisión que se agrega a la línea principal con el fin de mejorar su acoplamiento.



Parámetros S	Magnitud dB	Fase $^{\circ}$
S_{11}	-31.93	73.83
S_{21}	-3.3	167.12
S_{31}	-3.4	77.20
S_{41}	-42.68	178.56

Tabla 3.8: Acoplador híbrido modificado. Valores simulados

3.2.3.1. Ancho de banda

Según la Tabla 3.9 el ancho de banda es el mismo que el calculado en el acoplador híbrido de 45°

Parámetro	S_{41}
Magnitud	-42.68 dB
Frecuencia	2.4 GHz
Frecuencia mín/máx aproximado	2.25 / 2.56 GHz
Ancho de banda	310 MHz

Tabla 3.9: Ancho de banda, acoplador híbrido de banda ancha. Valores simulados

Concluimos que nuestro diseño en simulación tiene mejor respuesta y de menor tamaño frente a los otros acopladores revisados.

3.3. Cruzador

Los cruzadores que se sugieren a continuación han sido obtenidos a partir de la unión en cascada de dos acopladores híbridos presentados en la sección 3.2.

3.3.1. Cruzador de banda angosta

Este elemento surge de unir dos acopladores híbridos de 90° para dar forma al esquema de la Figura 3.6a. El desempeño de los parámetros S se observa en la Figura 3.6b vistos desde el puerto P_1 . En un cruzador lo que más interesa es la magnitud de sus parámetros, la Tabla 3.10 indica los valores nominales pertenecientes a la frecuencia de operación requerida para nuestro proyecto.

Según los parámetros descritos se puede decir: la potencia ingresada por P_1 es drenada por el puerto P_3 , y los puertos P_4 y P_2 permanecen bloqueados, dicho funcionamiento ha sido descrito en el capítulo 2.

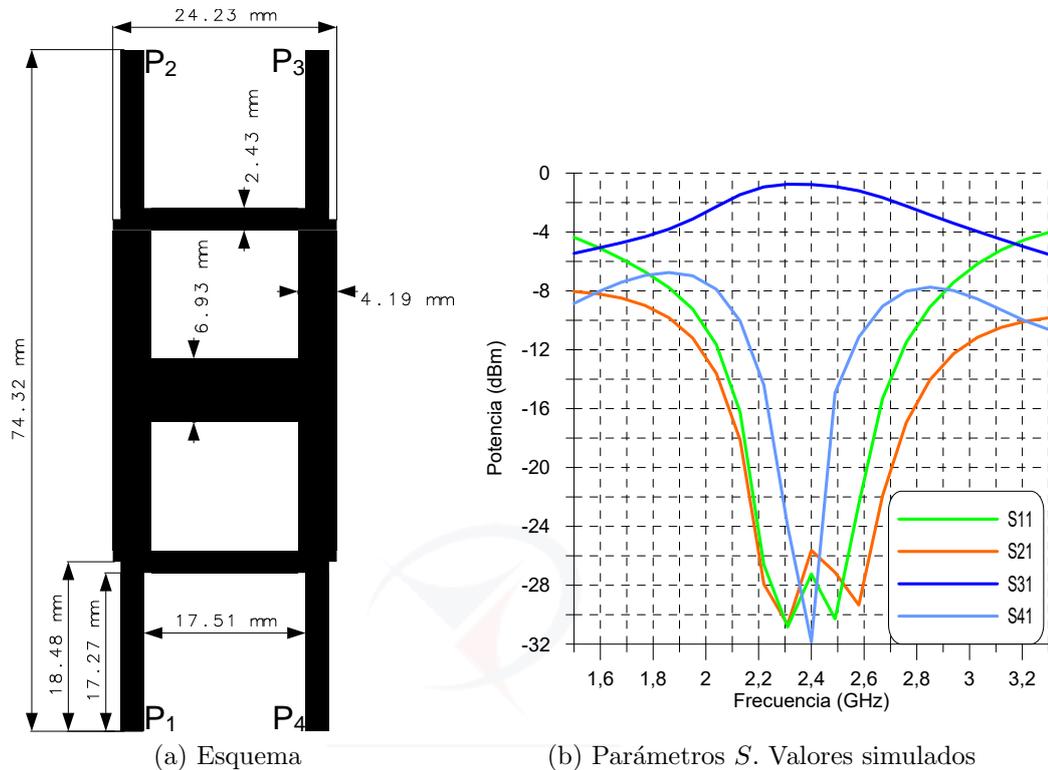


Figura 3.6: Cruzador de banda angosta. Elaboración propia

Parámetro	Magnitud
S_{11}	-27.24 dB
S_{21}	-25.63 dB
S_{31}	-0.78 dB
S_{41}	-31.84 dB

Tabla 3.10: Parámetros S , cruzador de banda angosta. Valores simulados

3.3.1.1. Ancho de banda

Para obtener el ancho de banda se toma el mismo criterio utilizado en los acopladores. Según el gráfico 3.6b, los parámetros aislados de este cruzador no poseen una tendencia uniforme, para el peor de los casos el ancho de banda calculado lo tenemos en la Tabla 3.11.

Parámetro	S_{41}
Magnitud	-31.84 dB
Frecuencia	2.4 GHz
Frecuencia mín/máx aproximado	2.28 / 2.52 GHz
Ancho de banda	240 MHz

Tabla 3.11: Ancho de banda, cruzador de banda angosta. Valores simulados

3.3.2. Cruzador de banda ancha

Conforme [3], es posible implementar un cruzador de banda ancha. Este elemento posee dimensiones mas grandes que los cruzadores convencionales, como se puede apreciar en la figura 3.7a.

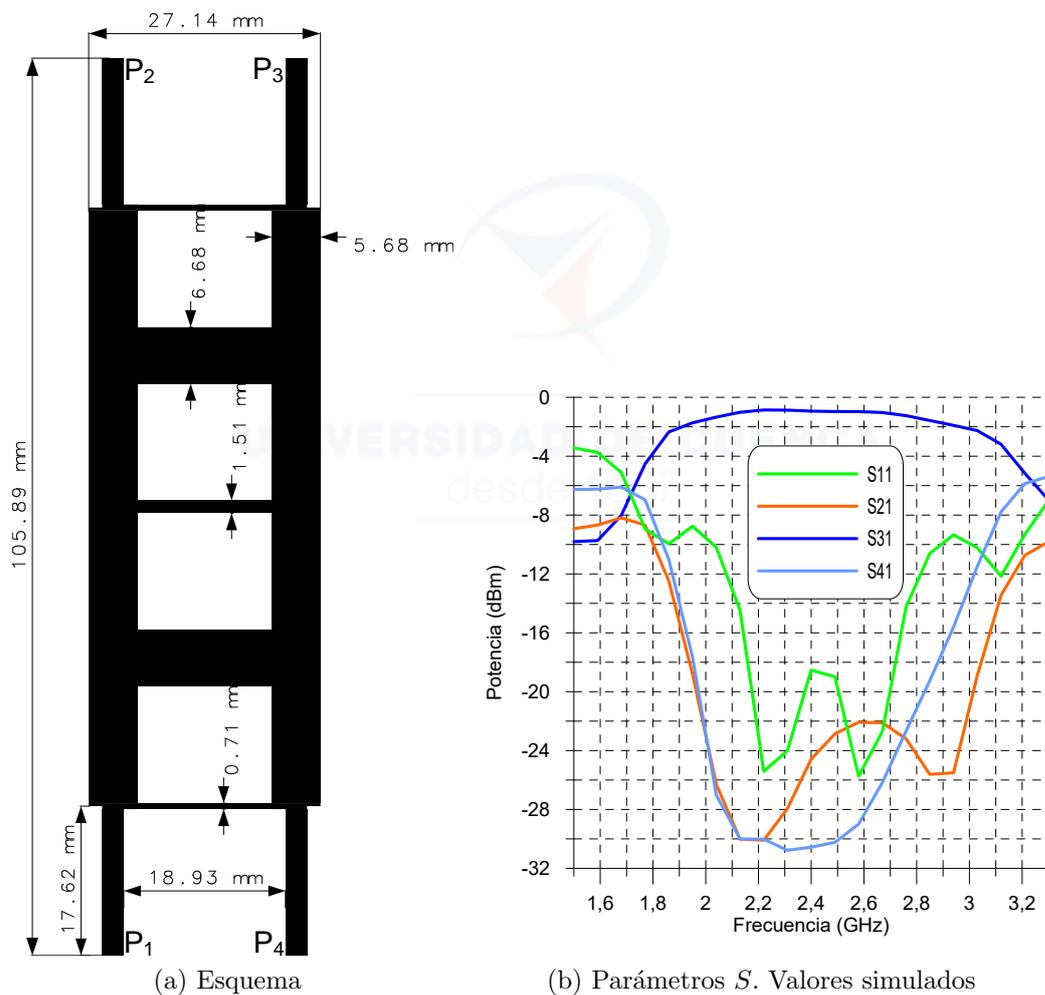


Figura 3.7: Cruzador de banda ancha. Elaboración propia

El comportamiento de sus parámetros S son los mostrados en la figura 3.7b vistos desde el puerto P_1 . Se puede entrever que existe un ensanchamiento de sus parámetros, aunque la potencia transmitida decaerá un poco más en la salida, esto se muestra en la Tabla 3.12, la potencia en el puerto P_3 (puerto de drenado de potencia) es cercano a -1 dB.

Parámetro	Magnitud
S_{11}	-18.53 dB
S_{21}	-24.58 dB
S_{31}	-0.93 dB
S_{41}	-30.56 dB

Tabla 3.12: Parámetros S simulados, cruzador de banda ancha

3.3.2.1. Ancho de banda

En base a la figura 3.7b, el ancho de banda se lo determina con el parámetro S_{11} . Para el nivel de referencia de -20 dB no es posible determinar el ancho de banda ya que existen cuatro puntos de este parámetro que intersectan dicha referencia. Por este motivo se tomó, en este caso, -15 dB como referencia. Los resultados son expuestos en la Tabla 3.13.

Parámetro	S_{11}
Magnitud	-18.53 dB
Frecuencia	2.44 GHz
Frecuencia mín/máx aproximado	2.16 / 2.75 GHz
Ancho de banda	590 MHz

Tabla 3.13: Ancho de banda, cruzador de banda ancha. Valores simulados

El ancho de banda obtenido viene a ser 2.4583 veces mayor que el cruzador normal.

3.4. Desfasador

Los desfasadores son básicamente una línea de transmisión la cual introduce un cambio de fase de 45° requerido a la salida. Para el diseño de los desfasadores se debe tener en cuenta que teóricamente se requiere un desfase de 45° , pero hay que contemplar que al interconectar diferentes elementos y por el funcionamiento propio de los cruzadores, se puede generar un mayor desfase; por esta razón los desfasadores se deben diseñar para que corrijan el desfase extra y mantengan el de 45° . Es decir, las dimensiones irán variando levemente en función de esta necesidad. En términos de parámetros S se tiene que la fase del parámetro $S_{11} = 0^\circ$ y la fase del parámetro $S_{21} = 45^\circ$, dependiendo de la señal de referencia de la señal ingresada.

Se diseñaron e implementaron diferentes modelos de desfasadores los cuales se



pueden ver en las matrices de las Figuras: 3.8, 3.11, 3.14 y 3.17. Todos estos desfasadores son de 45° , su diferencia radica en que cada uno se debe adaptar al desfase extra provocado por los elementos de cada matriz. Al mismo tiempo que se ajusta el desfase, también se debe diseñar el desfasador teniendo presente que la matriz se debe mantener lo más compacta posible.

3.5. Matriz de Butler

Llegado a este punto, es necesario dar a conocer que los elementos realizados previamente son ajustados; al unir los diferentes elementos no se obtienen los resultados pretendidos en una matriz de Butler. El desfasador es el elemento que más modificaciones requiere, debe estar sujeto a los cambios de cruzadores y acopladores híbridos. El ancho de las líneas de transmisión en los elementos que componen la matriz no se modifican, al hacerlo se altera la respuesta de nuestro circuito y se modificaría la impedancia de 50Ω a otra, lo que provocaría un acoplamiento no ideal, produciéndose resultados indeseados.

En la presente sección se exhibirán diferentes diseños de una matriz de Butler de 4×4 , en los cuáles se rescatan características que mejoran o no el desempeño de los esquemas presentados.

3.5.1. Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador

En [11], se realiza una matriz de Butler con un solo cruzador; en base a esto se ha implementado el diseño de la Figura 3.8; como se podrá visualizar el esquema se encuentra conformado por cuatro acopladores híbridos de 45° , un cruzador de banda angosta, y dos desfasadores de 45° . El uso de un solo cruzador puede justificarse debido a que la señal incidente tiene menos trayecto que recorrer, obteniendo mejores resultados en el acoplamiento.

La Figura 4.11a indica el comportamiento de los parámetros S vistos desde el puerto P_1 , así mismo, 4.11b, 4.11c y 4.11d representan desde que puertos los parámetros S son observados.

Acorde a los resultados, el acoplamiento esta en una media de -7.35 dB en los diferentes puertos de entrada (ver Tabla 3.14), que son valores válidos y las pérdidas de retorno y aislamiento por debajo de los -25 dB .

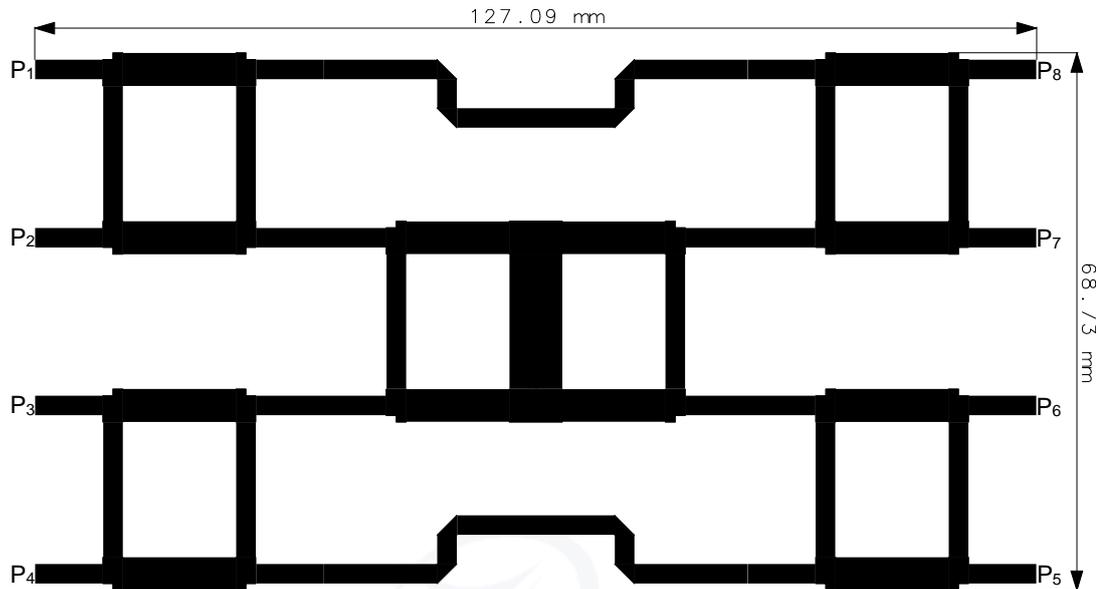


Figura 3.8: Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador. Elaboración propia

	P_5	P_6	P_7	P_8
P_1	-7.74 dB	-7.48 dB	-6.69 dB	-7.27 dB
P_2	-7.48 dB	-7.35 dB	-7.94 dB	-6.68 dB
P_3	-6.72 dB	-7.88 dB	-7.33 dB	-7.48 dB
P_4	-7.24 dB	-6.72 dB	-7.46 dB	-7.73 dB

Tabla 3.14: Acoplamiento de los diferentes puertos, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores simulados

	P_5	P_6	P_7	P_8
P_1	137°	-134°	-79°	8°
P_2	-134°	-44°	-171°	-79°
P_3	-79°	-171°	-43°	-133°
P_4	8°	-79°	-132°	138°

Tabla 3.15: Fases en las salidas, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores simulados

La Tabla 3.15 muestra los valores de las fases con que las que cuentan las salidas. En los puertos P_1 y P_4 no existe el desfase progresivo de 45° , sin embargo los puertos están secuencialmente desfasados. Por otro lado, las fases vistas desde los puertos P_2 y P_3 no están dispuestos en orden secuencial pero poseen el desfase cercano a 45° , que sería lo ideal. Para tener una mejor percepción de lo que ocurre en las salidas, la Figura 3.10 se cuenta con el esquema de las fases

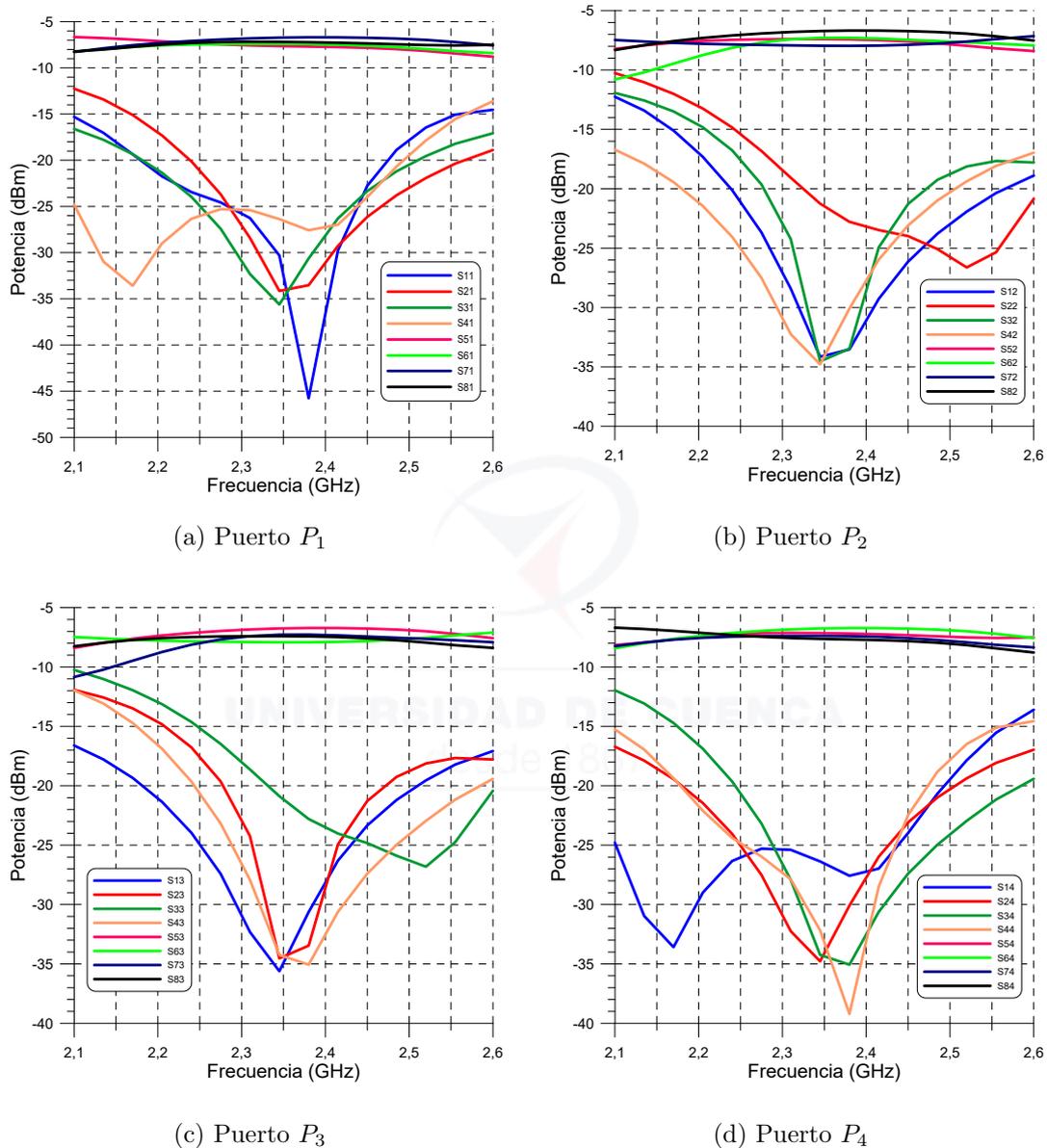


Figura 3.9: Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores simulados

en las salidas vistos desde los puertos de entrada P_1 y P_2 únicamente, que de acuerdo a la Tabla 3.15 el puerto P_1 y P_4 tienen similitud en sus ángulos pero en orden inverso esto es: $\angle P_1 P_5 = \angle P_4 P_8$, $\angle P_1 P_6 = \angle P_4 P_7$, así mismo, en los puertos P_2 y P_3 : $\angle P_2 P_5 = \angle P_3 P_8$, $\angle P_2 P_6 = \angle P_3 P_7$. Estos ángulos son los que originan la variación del haz de radiación cuando se conecta el arreglo de antenas.

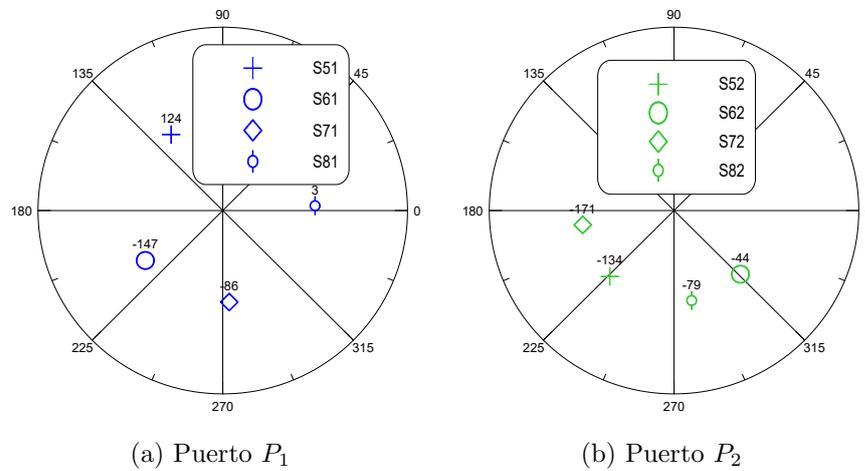


Figura 3.10: Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores simulados

3.5.1.1. Ancho de banda

Para obtener el ancho de banda utilizamos el parámetro S_{11} de la Figura 3.9, la frecuencia central es 2.38 GHz y el límite superior es 2.475 GHz . Aplicando la ecuación 3.1 se calcula el ancho de banda, cuyos resultados se presentan en la Tabla 3.16.

Parámetro	S_{11}
Magnitud	-45.76 dB
Frecuencia	2.38 GHz
Frecuencia mín/máj aproximado	$2.288 / 2.475 \text{ GHz}$
Ancho de banda	187 MHz

Tabla 3.16: Ancho de banda, Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador. Valores simulados

3.5.2. Matriz de Butler de banda ancha

El diseño que se estudia a continuación trata de mejorar el ancho de banda de la matriz, en relación al ancho de banda obtenido con la matriz anterior. Para esto se hace uso del cruzador de banda ancha de la Figura 3.7a, esta matriz también está conformada por cuatro acopladores híbridos y cuatro desfasadores. Al hacer uso de este cruzador, las dimensiones generales de la matriz aumentan,

esto se observa en la Figura 3.11.

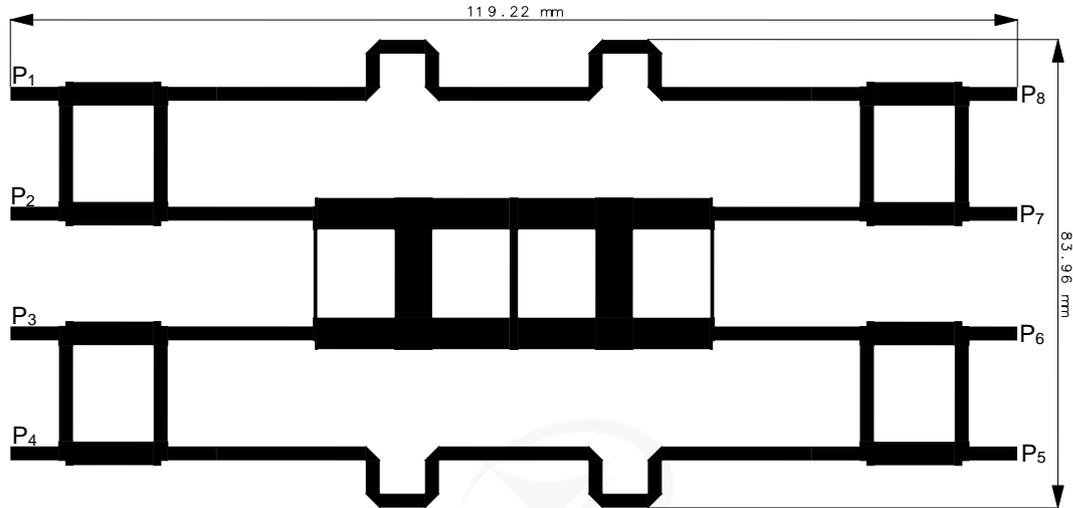


Figura 3.11: Matriz de Butler de banda ancha. Elaboración propia

El comportamiento de los parámetros S de la matriz se presentan en la Figura 3.12, en esta se ve que en los puertos de salida existe un buen acoplamiento, aproximadamente de -7.61 dB . La Tabla 3.17 presenta los valores de los acoplamientos tomados entre los puertos de entrada y salida para una frecuencia central $f_c = 2,41 \text{ GHz}$.

	P ₅	P ₆	P ₇	P ₈
P ₁	-8.01 dB	-7.7 dB	-7.69 dB	-7.07 dB
P ₂	-7.70 dB	-7.31 dB	-7.66 dB	-7.69 dB
P ₃	-7.72 dB	-7.63 dB	-7.31 dB	-7.72 dB
P ₄	-7.04 dB	-7.73 dB	-7.7 dB	-8.07 dB

Tabla 3.17: Acoplamiento de los diferentes puertos, matriz de banda ancha. Valores simulados

Por otro lado, la Tabla 3.18 tiene los valores de las fases en los puertos de salida; para tener una idea más clara de la distribución de estas fases, se incluye la Figura 3.13. Tanto la tabla como la figura muestran que las fases en los puertos de salida, vistas desde el puerto P_1 y P_4 , no están desfasadas progresivamente entre puertos consecutivos, pero sí existe un desfase de 45° entre no consecutivos. Por el contrario, las fases vistas desde el puerto P_2 y P_3 no tienen un desfase de 45° , pero a diferencia de los otros puertos este desfase se da en secuencia progresiva en sus salidas. Es decir, se cumple que los ángulos de los puertos P_1 y

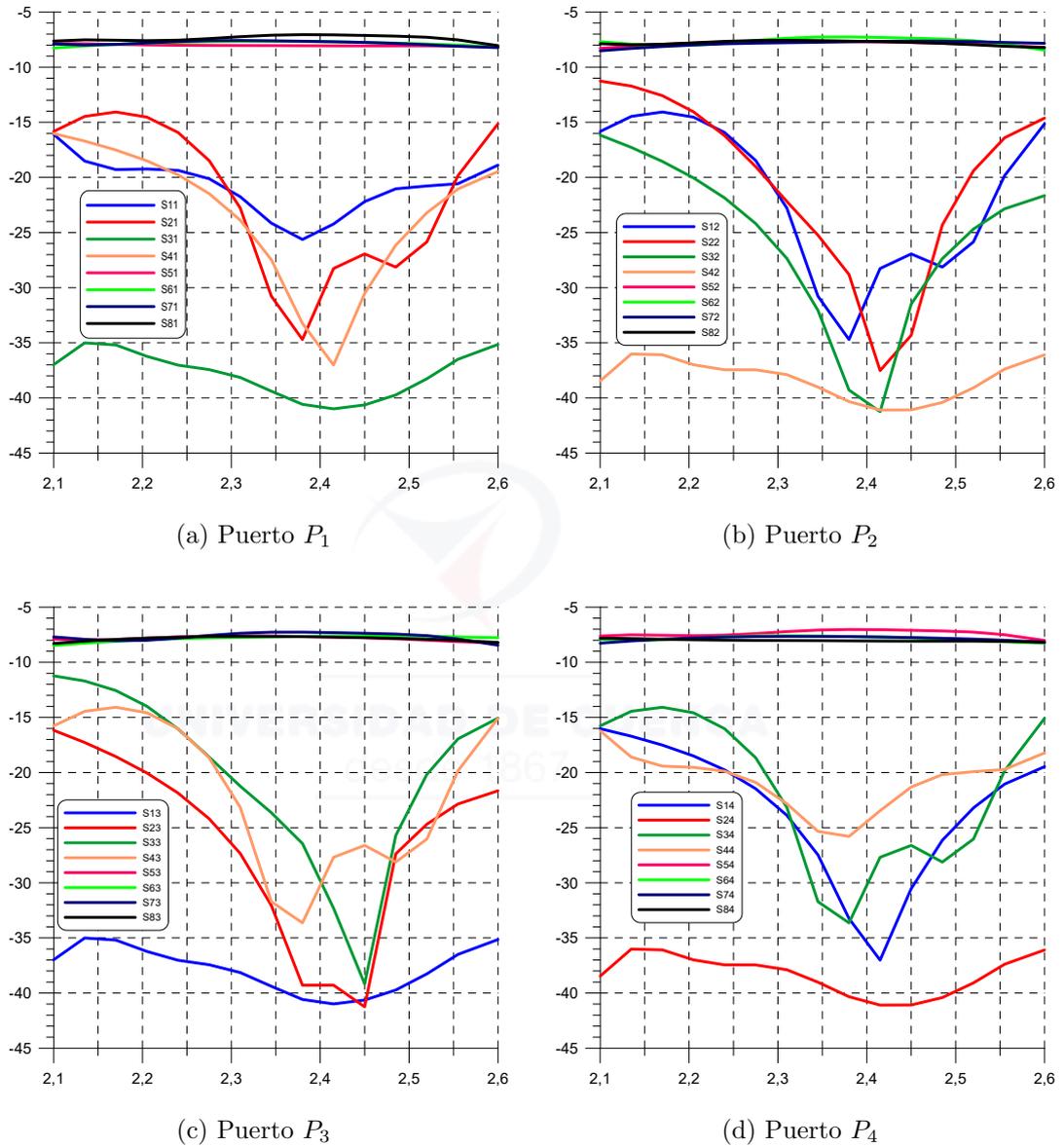


Figura 3.12: Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha

P_4 son iguales e invertidos, por tanto: $\angle P_1 P_5 = \angle P_4 P_8$, $\angle P_1 P_6 = \angle P_4 P_7$, $\angle P_1 P_7 = \angle P_4 P_6$, $\angle P_1 P_8 = \angle P_4 P_5$; en los puertos P_2 y P_3 se da un comportamiento similar: $\angle P_2 P_5 = \angle P_3 P_8$, $\angle P_2 P_6 = \angle P_3 P_7$, $\angle P_2 P_7 = \angle P_3 P_6$, $\angle P_2 P_8 = \angle P_3 P_5$.

3.5.2.1. Ancho de banda

El ancho de banda determinamos con el parámetro S_{32} de la Figura 3.12. Los resultados se encuentran en la Tabla 3.19.

	P_5	P_6	P_7	P_8
P_1	-145°	-56°	-87°	-2°
P_2	-55°	35°	179°	-87°
P_3	-87°	179°	35°	-56°
P_4	-2°	-87°	-56°	-145°

Tabla 3.18: Fases en las salidas, matriz de banda ancha

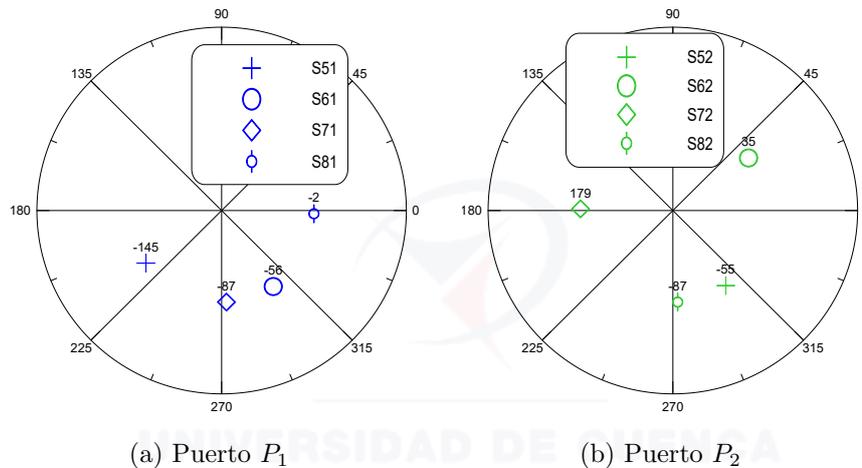


Figura 3.13: Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha. Valores simulados

Parámetro	S_{32}
Magnitud	-41.2 dB
Frecuencia	2.41 GHz
Frecuencia mín/máx aproximado	$2.2 / 2.64 \text{ GHz}$
Ancho de banda	440 MHz

Tabla 3.19: Ancho de banda, Matriz de Butler de banda ancha. Valores simulados

3.5.3. Matriz de Butler de banda angosta y dos cruzados

A continuación se elabora el esquema propuesto en el capítulo 1 (ver Figura 1.5), en el cual consta los dos cruzados. La Figura 3.14 muestra una configuración más compleja que los diseños anteriormente realizados, se emplearon dos tipos de desfasadores: el primero para unir los dos acopladores híbridos en la entrada y el segundo para acomodar de alguna manera la salida. El segundo desfasador cambia de forma para ajustar las salidas, cosa que no ocurría en los primeros diseños, ya que geoméricamente no surgía la necesidad de adaptar las

salidas, como en este caso.

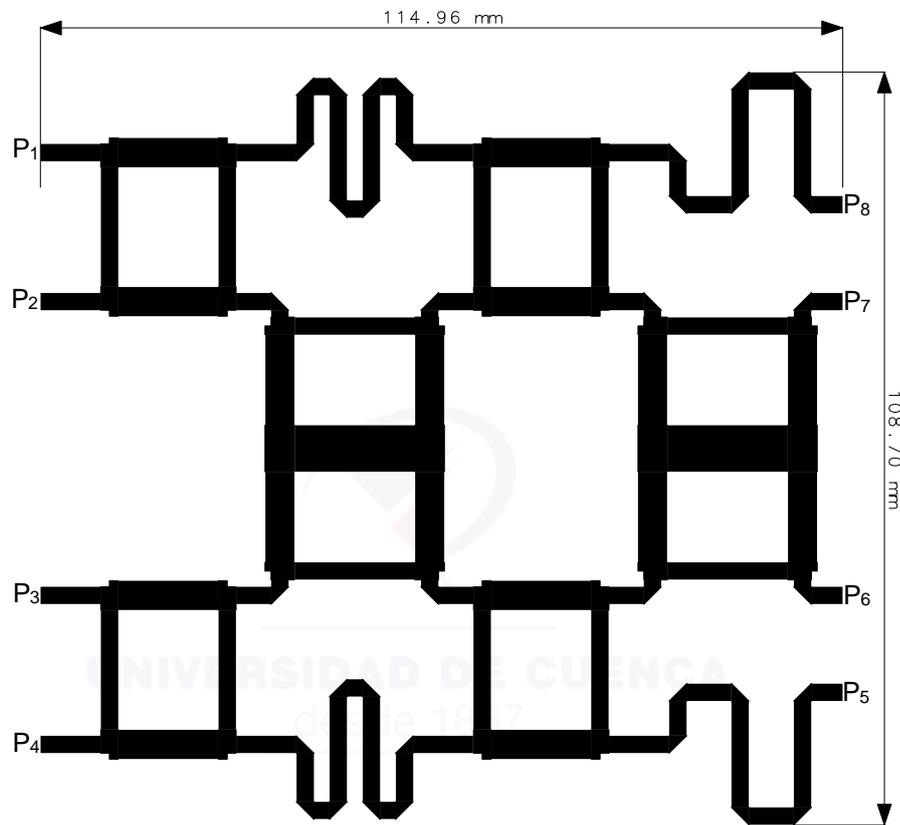


Figura 3.14: Matriz de Butler con dos cruzadores. Elaboración propia

Es necesario mencionar que los parámetros S en el acoplamiento (ver Figura 3.15) no son uniformes como en las matrices anteriores, esto se debe a que surge una correspondencia entre la magnitud y el desfase en las salidas, siendo la presentada la más óptima para satisfacer el diseño requerido, como se puede constatar en la Tabla 3.20 existen valores de acoplamiento menores a -8 dB comprendidos en la frecuencia de 2.4 GHz , con una media de -7.65 dB .

	P_5	P_6	P_7	P_8
P_1	-7.73 dB	-7.31 dB	-8.54 dB	-7.59 dB
P_2	-7.71 dB	-8.12 dB	-7.26 dB	-7.46 dB
P_3	-7.45 dB	-7.26 dB	-7.71 dB	-7.60 dB
P_4	-8.54 dB	-7.32 dB	-7.72 dB	-7.65 dB

Tabla 3.20: Acoplamiento de los diferentes puertos, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores simulados

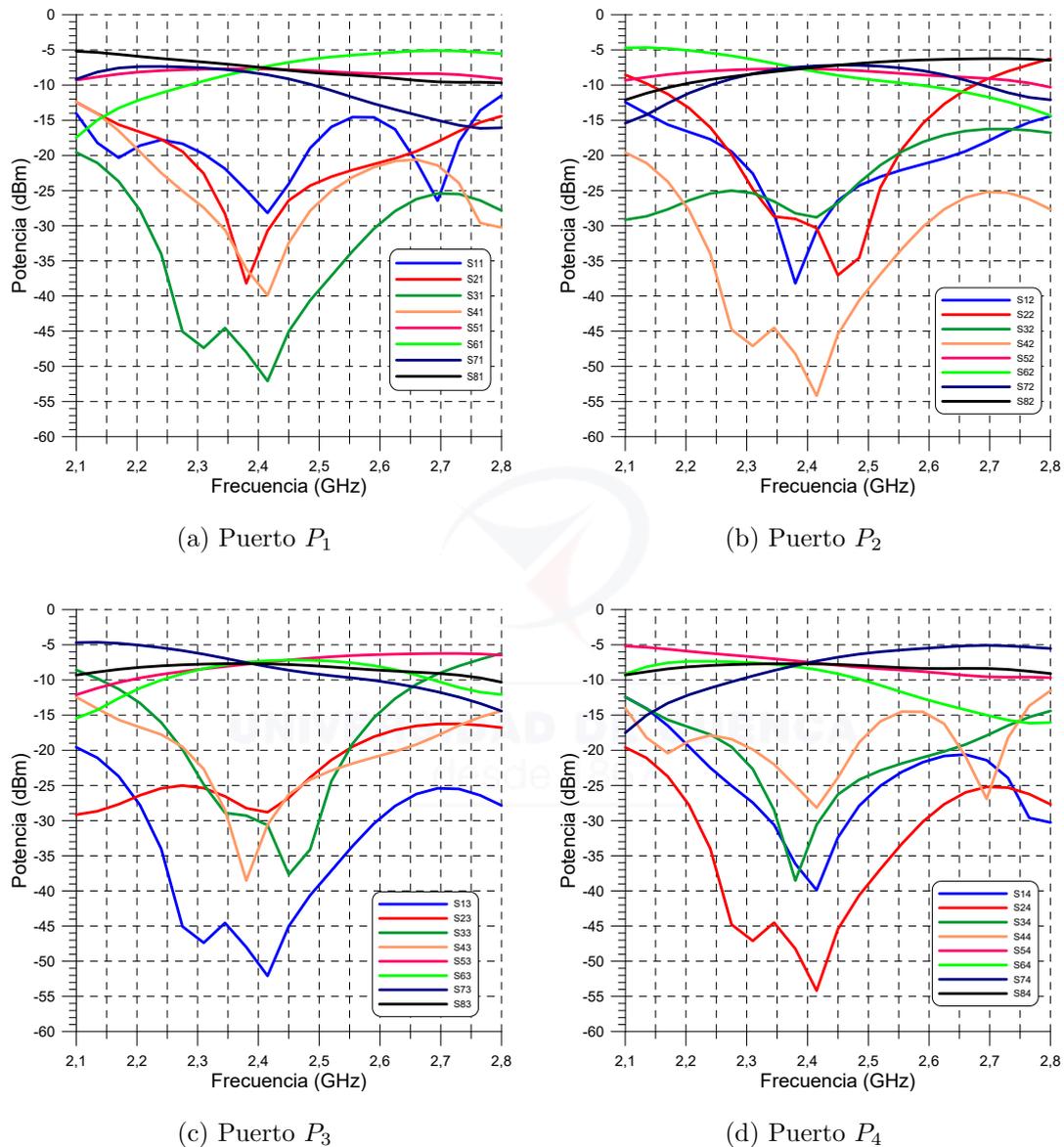


Figura 3.15: Parámetros S vistos desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores simulados

Las fases en las salidas vistas desde los puertos de entrada se encuentran en la Tabla 3.21, los ángulos de los puertos P_1 y P_4 son iguales en orden inverso y mantienen el desfase progresivo, así mismo, en los puertos P_2 y P_3 son iguales en orden inverso, manteniendo un desfase progresivo aunque sus salidas se encuentran desordenadas, de hecho este enfoque se lo desarrollo en la primera matriz (3.5.1). Gráficamente las fases en las salidas se visualiza en la Figura 3.16.

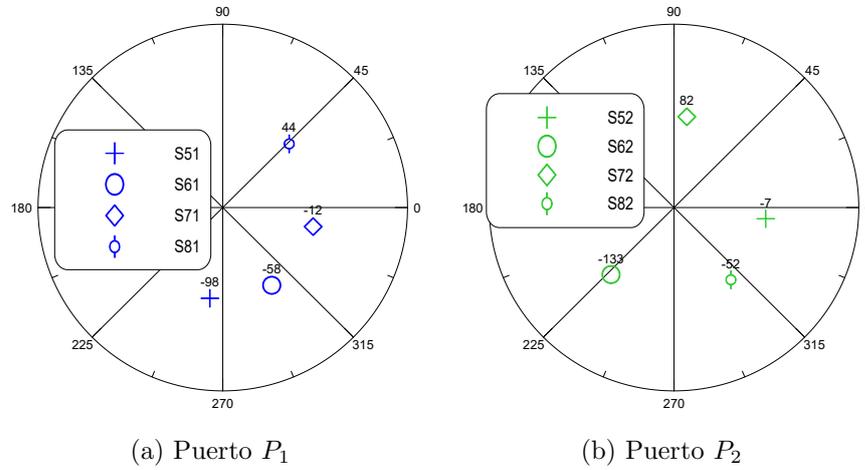


Figura 3.16: Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores simulados

	P_5	P_6	P_7	P_8
P_1	-98°	-58°	-12°	44°
P_2	-7°	-133°	82°	-52°
P_3	-52°	82°	-133°	-7°
P_4	44°	-12°	-58°	-98°

Tabla 3.21: Fases en las salidas, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores simulados

3.5.3.1. Ancho de banda

Para determinar el ancho de banda de acuerdo a la Figura 3.14, se precisa del parámetro S_{12} para realizar el cómputo. La frecuencia central f_c esta en torno a los 2.38 GHz y según el nivel de referencia con el que se ha venido trabajando la frecuencia del límite inferior f_1 es 2.285 GHz . Finalmente se utilizan las fórmulas de la ecuación 3.1, los resultados de muestran en la Tabla 3.22.

Parámetro	S_{12}
Magnitud	-38.19 dB
Frecuencia	2.38 GHz
Frecuencia mín/máx aproximado	$2.28 / 2.48 \text{ GHz}$
Ancho de banda	200 MHz

Tabla 3.22: Ancho de banda, matriz de Butler de banda angosta y dos cruzador. Valores simulados

En conclusión, respecto a la matriz de la subsección 3.5.1 se tiene un incremento de 12 MHz, aunque lo que se debe tener en cuenta es el desempeño visto desde todos aspectos, como son: fases en las salidas, acoplamiento, aislamiento, pérdidas de retorno y frecuencia de operación.

3.5.4. Matriz de Butler de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores

Anteriormente se indicó que el acoplador híbrido de la subsección 3.2.3 es un diseño propio, se ha considerado diseñar la matriz de Butler con este elemento para evidenciar su rendimiento y tamaño frente a los diferentes diseños de matrices presentados.

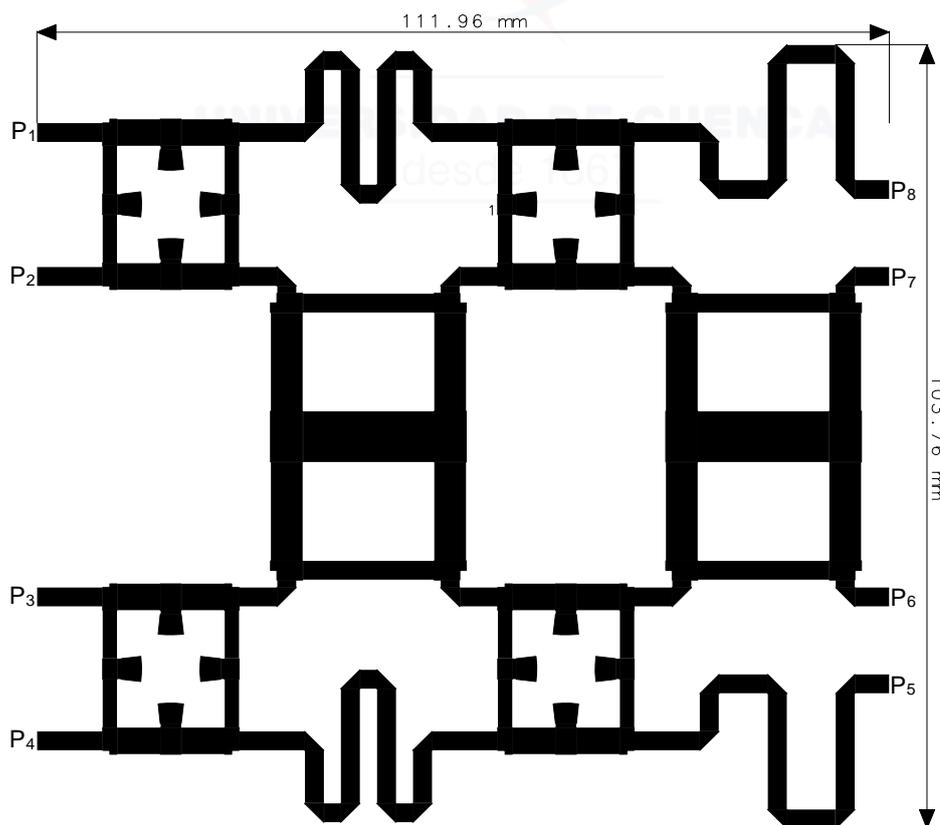


Figura 3.17: Matriz de Butler con acoplador modificado. Elaboración propia

El diseño de este prototipo (ver Figura 3.17) en sí es similar a la matriz anterior, algunas longitudes de las líneas que interconectan los elementos han sido modificadas levemente, con el fin de obtener mejor respuesta en magnitud y fase de sus

parámetros S .

El comportamiento de los parámetros S los visualizamos en la Figura 3.18. Nuevamente, como en la matriz de la subsección 3.5.3, la magnitud de los parámetros S en el acoplamiento se comportan de manera inusual por el ajuste en las fases en sus puertos de salida, lo cual resulta desfavorable para nuestro diseño. Los valores del acoplamiento se exhiben en la Tabla 3.23, vistos desde los puertos de entradas.

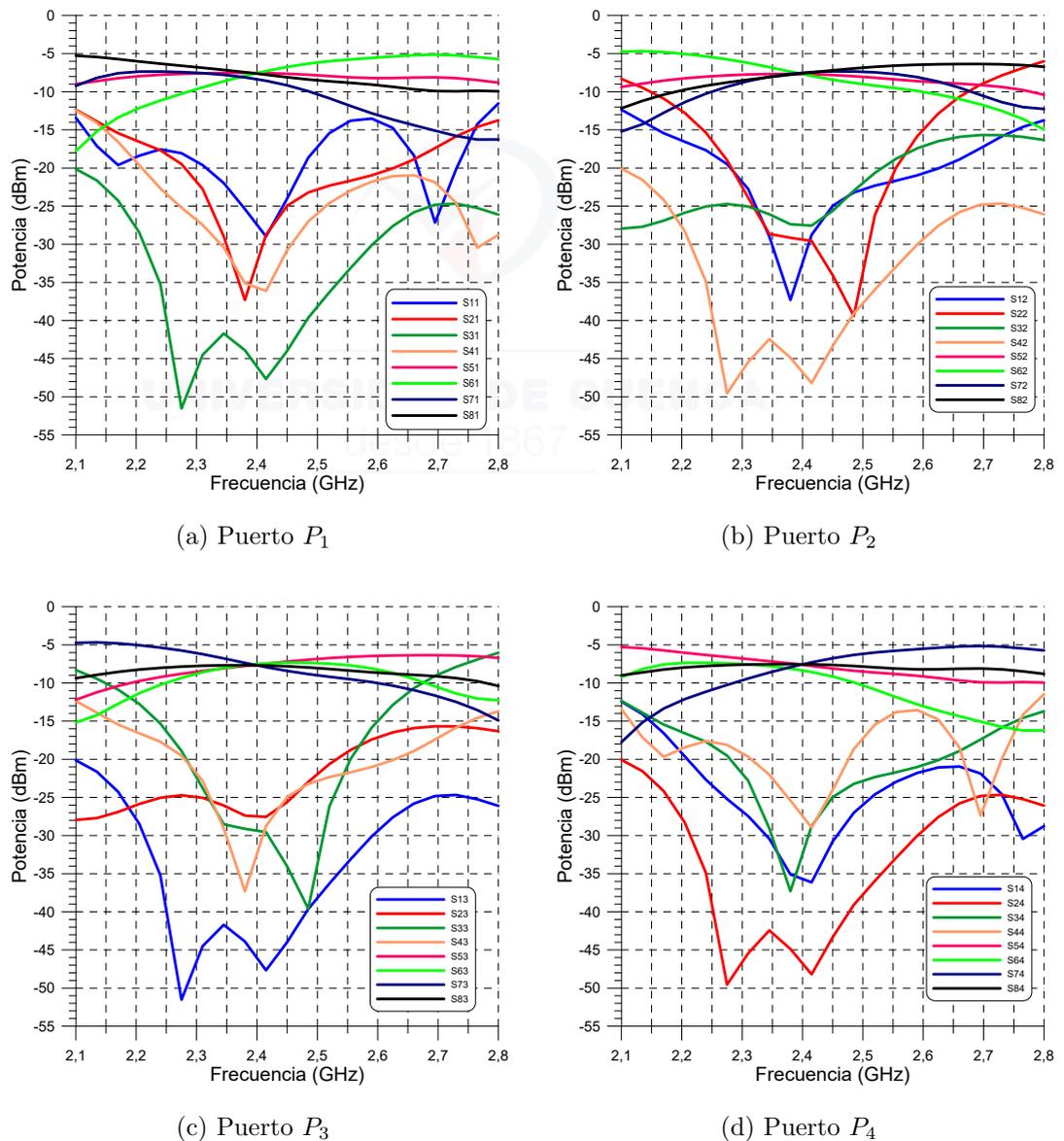


Figura 3.18: Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acopladores modificados. Valores simulados

Ahora, es importante conocer el valor de las fases en las salidas de las magnitudes

	P_5	P_6	P_7	P_8
P_1	7.73 dB	-7.31 dB	-8.54 dB	-7.59 dB
P_2	-7.71 dB	-8.12 dB	-7.26 dB	-7.46 dB
P_3	-7.45 dB	-7.26 dB	-7.71 dB	-7.60 dB
P_4	-8.54 dB	-7.32 dB	-7.72 dB	-7.65 dB

Tabla 3.23: Acoplamiento de los diferentes puertos, matriz de banda angosta con acopladores modificados

presentadas. Revisando las fases en las salidas se tiene el mismo comportamiento mencionado en la subsección 3.5.3. Gráficamente las fases se visualiza en la Figura 3.19.

	P_5	P_6	P_7	P_8
P_1	-113°	-78°	-32°	35°
P_2	-22°	-144°	68°	-68°
P_3	-68°	68°	-144°	-22°
P_4	35°	-32°	-78°	-113°

Tabla 3.24: Fases en las salidas, matriz de banda angosta con acopladores modificados. Valores simulados

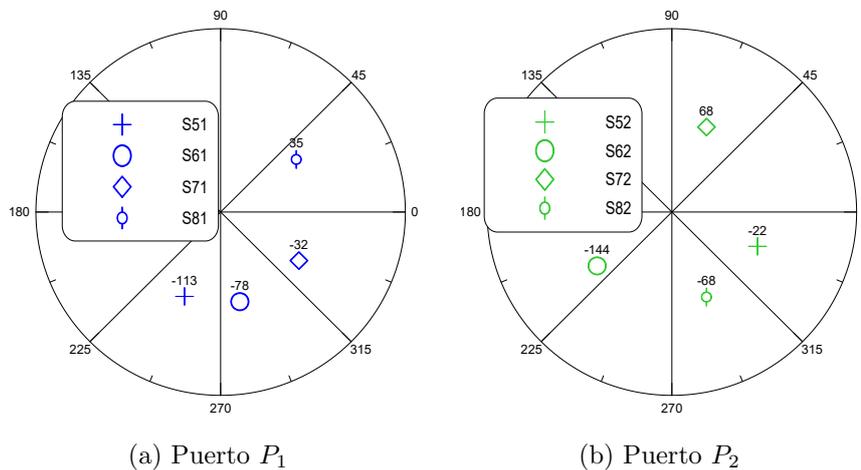


Figura 3.19: Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta con acopladores modificados. Valores simulados

3.5.4.1. Ancho de banda

Para el cómputo del ancho de banda se utiliza el parámetro S_{34} de la Figura 3.18d. Los resultados se muestran en la tabla 3.25.



Parámetro	S_{34}
Magnitud	-38.19 dB
Frecuencia	2.38 GHz
Frecuencia mín/máx aproximado	2.29 / 2.47 GHz
Ancho de banda	184 MHz

Tabla 3.25: Ancho de banda, Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador. Valores simulados

Concluyendo esta sección, se han analizado cuatro diseños de una matriz de Butler, siendo las dos primeras con los mejores resultados. Trabajar con un solo cruzador según lo analizado es lo más favorable: mejor acoplamiento, menores pérdidas; las fases vistos desde los puertos P_1 y P_4 no poseen un desfase progresivo, no así en los puertos P_2 y P_3 que sí se encuentran secuencialmente desfasados. En cambio al trabajar con dos cruzadores es lo contrario, las fases vistos desde los puertos P_1 y P_4 poseen un desfase progresivo, en cambio los puertos P_2 y P_3 no se encuentran desfasados secuencialmente.

3.6. Elemento radiante

Para la formación de los patrones de radiación se necesita un arreglo de cuatro antenas iguales, para nuestro caso la antena tipo parche rectangular, cuya impedancia de entrada sea de 50Ω con una frecuencia de operación de 2.4 GHz.

Variable	Valor calculado [mm]	Valor optimizado [mm]
W	38.39	39.99
L	29.88	29.05
l	18.74	15.44
w	0.15	1

Tabla 3.26: Valores calculados y optimizados de la antena

Acorde a las recomendaciones hechas en 2.3.4.3, se listan en la Tabla 3.26 los valores calculados (l y w son el largo y ancho de la línea que acopla la entrada y la resistencia de radiación); la optimización fue requerida para mejorar los resultados en frecuencia, la Figura 3.20 indica el esquema diseñado de la antena.

Las pérdidas de retorno en una antena, hablando de parámetros S , deben ser sumamente bajos, con ellos se asegura una alta eficiencia. El resultado se presenta

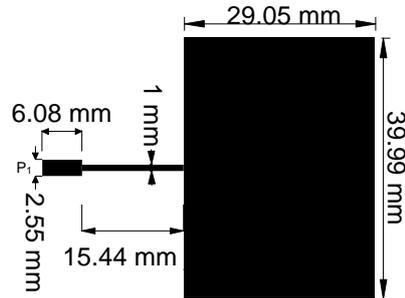


Figura 3.20: Elemento radiante (antena). Elaboración propia

en la Figura 3.21a, para el valor de S_{11} en la frecuencia de operación se tiene una eficiencia de 93.64 %. La Figura 3.21b indica el patrón de radiación de la antena realizada.

3.6.1. Ancho de banda fraccional y directividad

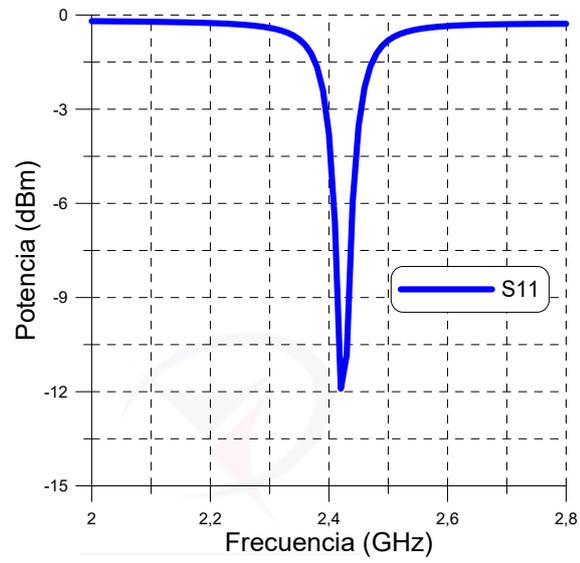
El ancho de banda fraccional³ según la ecuación 2.20, da como resultado 11.34 %. La Tabla 3.27 muestra los resultados obtenidos para el ancho de banda.

	Valor
L	39.99 mm
W	29.05 mm
er	4.3
d	1.53 mm
λ	12.5 mm
f_c	2.4 GHz
Ancho de banda	260 MHz

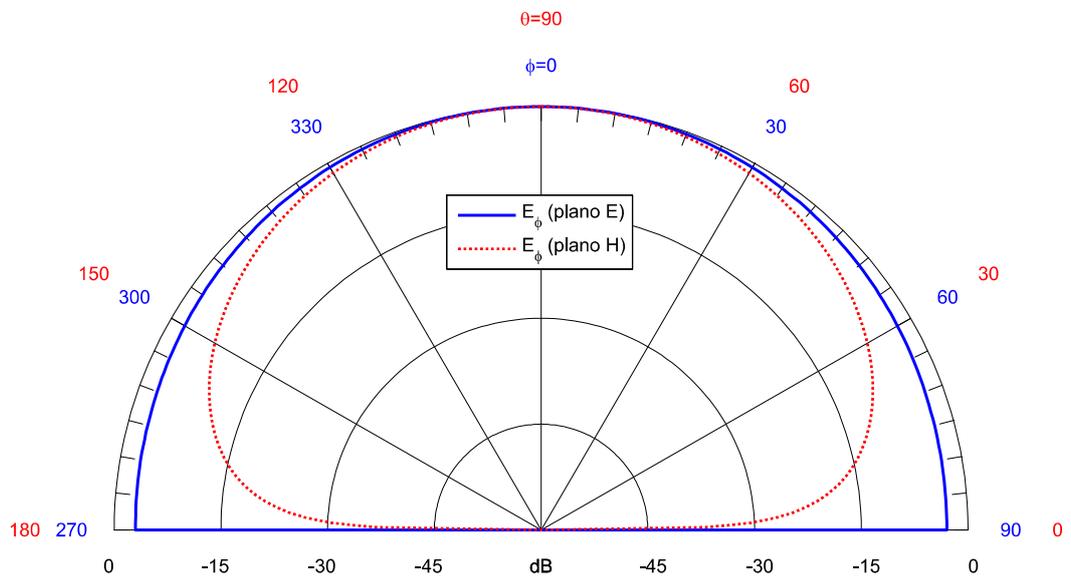
Tabla 3.27: Ancho de banda, antena. Valores simulados

La directividad corresponde a 8.2 *dBi* ($\lambda_0 \gg W$). La ganancia corresponde a 7.5 *dBi*.

³El ancho de banda fraccional es una medida porcentual que relaciona la frecuencia del límite superior menos el límite inferior dividido para la frecuencia central, estos porcentajes varían de 0 % a 200 %. Típicamente una antena de banda ancha tiene un valor de 20 % o más [20].



(a) Parámetros S . Valores simulados



(b) Patrón de radiación, [1]

Figura 3.21: Antena rectangular tipo parche

Capítulo 4

Implementación

De acuerdo a las simulaciones y esquemas presentados, se realiza la implementación de los elementos propuestos en el capítulo 3. El principal obstáculo a lo largo de la implementación de elementos y matrices fue la caracterización del sustrato, es decir, encontrar el valor óptimo de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas, puesto que en las hojas de especificaciones este valor es indicado para frecuencia bajas, ajenas a la frecuencia de interés.

De acuerdo a las referencias [20], [21], los valores de permitividad se encuentran en el rango 4,1 – 4,8 y la tangente de pérdidas como 0.015. Antes de pasar a la medición con el analizador vectorial de redes **VNA**, se elaboró una rutina en Labview usando el generador de señales del Ni-PXI y el medidor de potencia de radiofrecuencia $NI - 568x$, para la caracterización del sustrato; enfocado como un análisis preliminar basados en potencia de entrada y salida, y restringidos por la fase de la señales en las salidas (limitante, no se cuenta con el hardware necesario en el laboratorio de nuestra universidad).

El elemento de prueba para la caraterización del sustrato fue el acoplador híbrido, conocida la teoría se puede precisar cómo debe ser el comportamiento en cada uno de los puertos. La implementación sugiere accesorios como: conectores SMA-PCB de 50Ω (Figura 4.1a), transiciones de SMA hembra a SMA hembra (Figura 4.1b), adaptador coaxial N-hembra a SMA macho (Figura 4.1c) , adaptador coaxial N-macho a SMA hembra (Figura 4.1d) , cable de conexión con terminaciones SMA macho para alimentación de los puertos (Figura 4.1e) y cargas de 50Ω (Figura 4.2a).

Para el proceso de medición es importante que los puertos donde no se ejecuta la medición estén acoplados, esto se logra conectando una carga de 50Ω , que



Figura 4.1: Accesorios para implementación y medición. Elaboración propia

funcione en el rango de la frecuencia de operación.

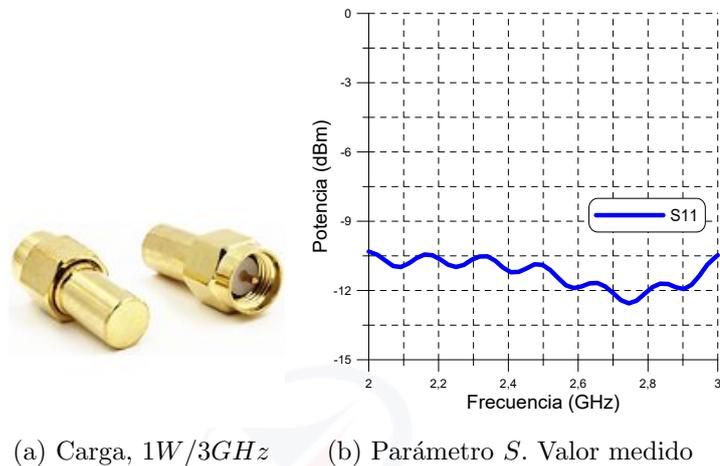
De acuerdo a las pruebas preliminares, el valor de permitividad idóneo corresponde al valor de 4.3, con tangente de pérdidas de 0.015. Los resultados de los ensayos realizados y esquemas implementados se encuentran en el anexo A.

VNA KEYSIGHT E5063A	
Rango de medición	100 <i>KHz</i> - 4.5 <i>GHz</i>
Rango dinámico	122 <i>dB</i>
Traza de ruido	0.002 <i>dB RMS</i>
No. de puertos	2 puertos a 50 Ω
Estabilidad	0.01 <i>dB/°C</i>
Kit de calibración	85032F

Tabla 4.1: Características VNA KEYSIGHT E5063A, [6]

Con la caracterización de la permitividad, se trasladado a la ciudad de Loja para para hacer uso del equipo **VNA KEYSIGHT E5063A**, perteneciente a la Universidad Técnica Particular de Loja, sus características se presentan en la

Tabla 4.1.

Figura 4.2: Carga de 50Ω

Como paso previo a la medición se debe realizar un proceso de calibración del equipo, una de las consideraciones primordiales para realizar las mediciones es comprobar el funcionamiento de las cargas. El comportamiento de una carga conforme a los parámetros S deben ser valores bajos y mantener una región plana en la zona de operación. Las cargas con las que se cuenta no son eficientes del todo, presentan valores de S_{11} hasta -10 dB como se observa en la Figura 4.2b, bajo estas condiciones se midieron los elementos y las matrices que se implementaron.

Otra consideración a tomar en cuenta es el valor de las pérdidas de retorno y aislamiento, según [11], es aconsejable tener una magnitud de al menos -15 dB, bajo este valor el nivel de potencia reflejada corresponde a 3.15%. Cabe indicar, que este análisis no se realizó en la etapa de simulación por el hecho de que los valores de cada una de las pérdidas de retorno y aislamiento eran bajos.

La implementación física de los elementos y matrices se los encuentra en el anexo C, los resultados medidos por el analizador de redes son tratados a lo largo de este capítulo, destacar que los valores medidos difieren a los esperados, como se indica en [20], experimentalmente la frecuencia de operación con tecnología microcinta tiene una variación de $\pm 2-4$ % del valor con el se que realiza la simulación.

4.1. Acoplador híbrido de 3 dB

Los resultados obtenidos en el acoplador híbrido de 90° , se observan en la figura 4.3, el comportamiento de sus parámetros no posee la igualdad descrita en la Tabla 3.3, estas afecciones son en parte por la inserción de los conectores para la alimentación y por las cargas que producen un desacople.

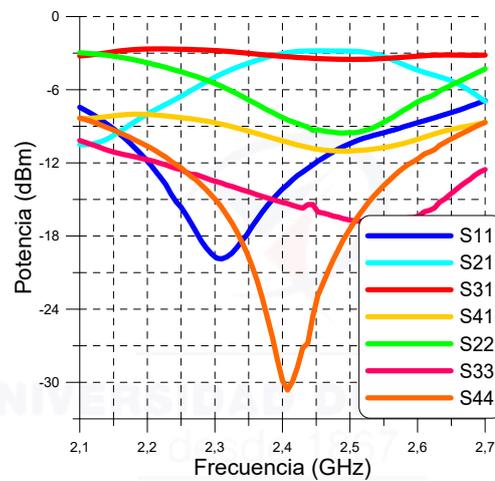


Figura 4.3: Parámetros S , acoplador híbrido de 90° . Valores medidos

Se incorporó los parámetros S_{22} , S_{33} y S_{44} , con el fin de determinar la frecuencia central. Con S_{44} la frecuencia central esta en 2.41 GHz , en la Tabla 4.2 se presentan los resultados vistos desde el puerto P_1 .

Parámetros S	Magnitud dB	Fase $^\circ$
S_{11}	-14.14	-118.90
S_{21}	-3.04	-45.01
S_{31}	-3.29	-138.11
S_{41}	-10.30	172.41

Tabla 4.2: Parámetros S , acoplador híbrido de 90° . Valores medidos

En cuanto a la magnitud de los parámetros, los puertos P_2 y P_3 se encuentran a la mitad de potencia de entrada, como se esperaba, sin embargo el puerto P_4 no presenta un valor de aislamiento adecuado. El puerto P_1 se podría decir que se encuentra en un nivel aceptable, la potencia transmitida hacia el circuito es



96.15 % . Por otro lado, las fases en los puertos P_2 y P_3 , se encuentran desfasados 93° .

4.1.1. Ancho de Banda

Basándose en la Figura 4.3, en S_{44} , se determina el ancho de banda.

El valor correspondiente a -20 dB es 2.35 GHz, esto como el frecuencia del límite inferior, los resultados se tienen en la Tabla 4.3.

Parámetro	S_{44}
Magnitud	-30.63 dB
Frecuencia	2.4 GHz
Frecuencia mín/máx	$2.35 / 2.45$ GHz
Ancho de banda	100 MHz

Tabla 4.3: Ancho de banda, acoplador híbrido de 90° . Valores medidos

Concluyendo con este elemento, se puede destacar el comportamiento en los puertos de salida, pues los resultados obtenidos son aproximados a los esperados en función a sus características de diseño en magnitud y fase, pero no así los parámetros en los puertos P_1 y P_4 , lo que nos deja medianamente complacidos.

4.2. Cruzador

Se cuenta con la implementación de los dos diseños presentados en el capítulo anterior: cruzador de banda angosta y cruzador de banda ancha, la meta de esto es evaluar los posibles escenarios para el diseño de la matriz de Butler.

4.2.1. Cruzador de banda angosta

El rendimiento del cruzador de banda angosta en parámetros S se lo expone en la Figura 4.4 visto desde el puerto P_1 , la frecuencia de operación esta centrada en aproximadamente 2.33 GHz, que corresponde a un 3 % de desvío de la frecuencia central para la que fue diseñada.

Los puertos P_2 y P_4 presentan un aislamiento ideal, el puerto P_3 se encarga de drenar la potencia incidente del puerto P_1 con un valor aproximado -1 dB. Los valores a la frecuencia de operación 2.33 GHz se recopilan en la Tabla 4.4.

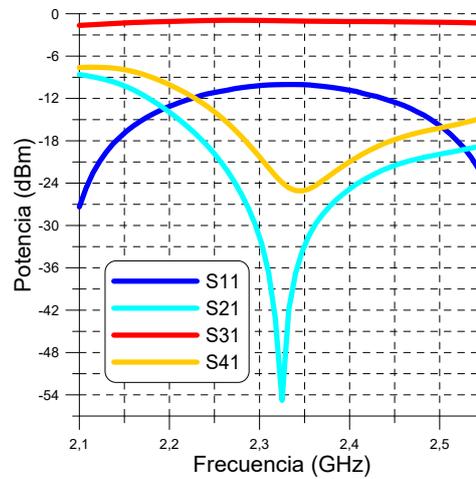


Figura 4.4: Parámetros S , cruzador de banda angosta. Valores medidos

Parámetros S	Magnitud dB
S_{11}	-10.02
S_{21}	-54.78
S_{31}	-0.99
S_{41}	-23.39

Tabla 4.4: Parámetros S , cruzador de banda angosta. Valores medidos

4.2.1.1. Ancho de Banda

De acuerdo al parámetro S_{21} tomado de la Figura 4.4, el ancho de banda corresponde a 163 MHz. La Tabla 4.5 agrupa los valores para determinar el ancho de banda.

Parámetro	S_{21}
Magnitud	-54.78 dB
Frecuencia	2.32 GHz
Frecuencia mín/máx	2.25 / 2.41 GHz
Ancho de banda	163 MHz

Tabla 4.5: Ancho de banda, cruzador de banda angosta. Valores medidos

4.2.2. Cruzador de banda ancha

En un cruzador de banda ancha, se espera que el puerto de salida tenga una respuesta de salida más amplia y un nivel de potencia menor debido a las pérdidas, en comparación a un cruzador normal, esto se ve reflejado en la Figura 4.5,

donde las mediciones son vistas desde el puerto P_1 .

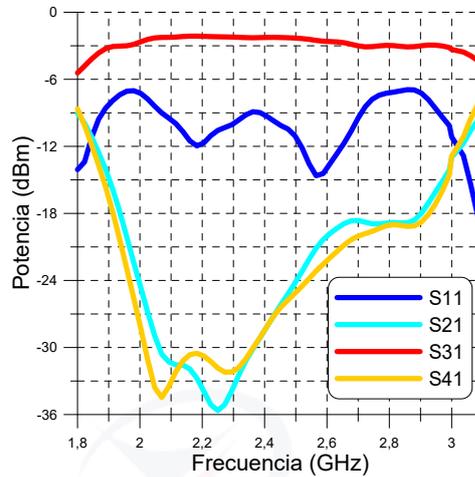


Figura 4.5: Parámetros S , cruzador de banda ancha. Valores medidos

La gráfica correspondiente a S_{31} (puerto de salida) tiene una media de -2.30 dB en el rango de frecuencia de $2\text{-}2.6 \text{ GHz}$, mayor que las pérdidas en el cruzador de banda angosta. Los parámetros S_{21} y S_{41} se encuentran con un buen aislamiento, con S_{21} la frecuencia central está alrededor de 2.25 GHz . En cuanto a S_{11} la potencia reflejada es de 9.31% , por debajo de lo deseable, los valores se muestran en la Tabla 4.6.

Parámetros S	Magnitud dB
S_{11}	-10.31
S_{21}	-35.64
S_{31}	-2.17
S_{41}	-31.25

Tabla 4.6: Parámetros S , cruzador de banda ancha. Valores medidos

4.2.2.1. Ancho de Banda

Tomando el parámetro S_{21} de la Figura 4.5, el ancho de banda calculado corresponde al valor de la Tabla 4.7.

El ancho de banda es 4.78 veces mayor frente al valor del cruzador de banda angosta. Las pérdidas de retorno de los dos cruzadores vistos desde el puerto P_1 son

Parámetro	S_{21}
Magnitud	-35.64 dB
Frecuencia	2.25 GHz
Frecuencia mín/máx	1.9 / 2.6 GHz
Ancho de banda	700 MHz

Tabla 4.7: Ancho de banda, cruzador de banda ancha. Valores medidos

cercanos, por lo que el uso de cualquiera de ellos dependerá de los requerimientos de la matriz.

4.3. Matriz de Butler

Se incluyen los cuatro diseños propuestos, para constatar un funcionamiento más aproximado a lo requerido, para posteriormente medir los patrones de radiación de la matriz con mejor rendimiento. El comportamiento correcto de la matriz se obtiene analizando sus parámetros S . En condiciones ideales la potencia debe ser repartida a los puertos de salida con un valor aproximado de -6 dB, tomando en cuenta las pérdidas generales de la implementación en físico, este valor puede aproximarse hasta -10 dB sin que el funcionamiento de la matriz se vea comprometido.

En la Figura 4.6 se muestra una matriz de forma resumida, esto con el objetivo de identificar la disposición de los puertos en el análisis de las siguientes secciones.

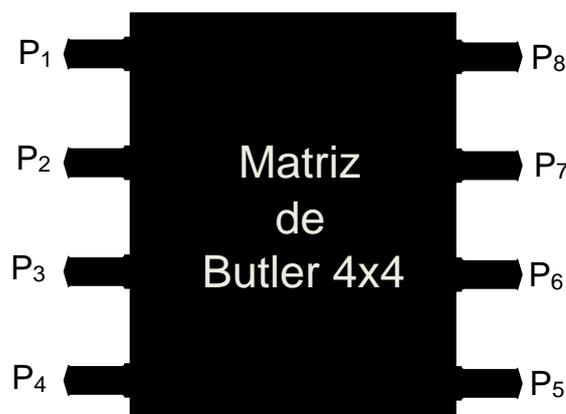


Figura 4.6: Gráfico resumido de una matriz de Butler, disposición de puertos. Elaboración propia

4.3.1. Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador

En base al comportamiento de los parámetros vistos desde los diferentes puertos de entrada (ver Figura 4.7), la frecuencia de operación se sitúa en 2.36 GHz , correspondiente a un desplazamiento de 1.6% de la frecuencia de diseño, la apreciación de la frecuencia central es acorde al parámetro S_{31} (ó también S_{13}).

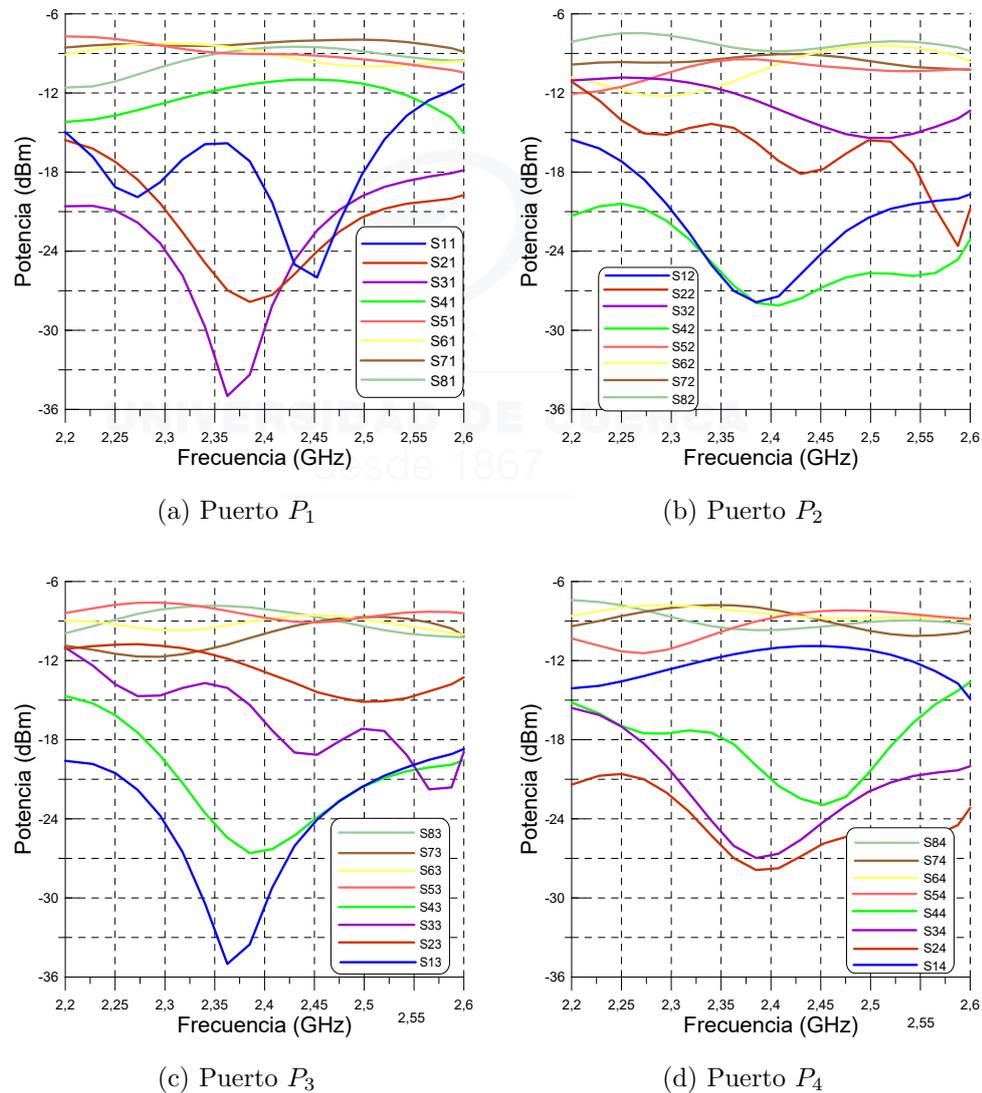


Figura 4.7: Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos

Las magnitudes del aislamiento y pérdidas de retorno se presentan en la Tabla 4.8, en esta tabla los subíndices dispuestos horizontalmente indican el primer subíndice del parámetro S y los dispuestos verticalmente indican el segundo subíndice



de S . Por ejemplo, el valor de tomar P_4 con P_3 representa el parámetro S_{43} . Los valores críticos se dan en los puertos no pertenecientes a un mismo acoplador, carecen de una conexión física para establecer el debido aislamiento.

	P_1	P_2	P_3	P_4
P_1	-15.81 dB	-26.95 dB	-34.98 dB	-11.62 dB
P_2	-27.00 dB	-14.64 dB	-12.00 dB	-26.60 dB
P_3	-35 dB	-11.84 dB	-14.07 dB	-25.43 dB
P_4	-11.52 dB	-26.97 dB	-26.04 dB	-18.33 dB

Tabla 4.8: Aislamiento y pérdidas de retorno de los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos

Así mismo, en la Tabla 4.9 constan las magnitudes y fases en las salidas vistos desde los puertos de entrada. Las magnitudes se hallan en una media de -9.04 dB.

	P_5 dB / °	P_6 dB / °	P_7 dB / °	P_8 dB / °
P_1	-8.49/ 172	-8.38/-97	-8.88/-45	-9.45/ 44
P_2	-11.11/-108	-9.13/-1	-8.56/-141	-8.23/-63
P_3	-9.23/-58	-9.32/-141	-10.78/-16	-7.85/-112
P_4	-9.50/ 49	-8.19/-50	-7.80/-97	-9.60/ 174

Tabla 4.9: Acoplamiento en los puertos de salida, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos

Los puertos P_1 y P_4 mantienen semejanza de sus ángulos en orden inverso, sus salidas se encuentran en orden secuencial pero carecen de un espaciamiento de 45° . También, los puertos P_2 y P_3 son equivalentes pero en orden inverso, mantienen el desfase cercano a 45° pero sin un orden secuencial. Gráficamente la disposición de los ángulos se observa en la Figura 4.8.

4.3.1.1. Ancho de Banda

El ancho de banda para la matriz, corresponde a evaluar la gráfica del parámetro S_{13} de la Figura 4.7. El ancho de banda corresponde al valor de la Tabla 4.10.

4.3.2. Matriz de Butler de banda ancha

La Figura 4.9 presenta la amplitud de los parámetros S de la red, para los puertos de salida se tiene valores de hasta -12 dB vistos desde los puertos de entrada. La frecuencia central es aproximadamente 2.36 GHz tomando como referencia el parámetro S_{21} . El porcentaje de desplazamiento corresponde a 1.6 %

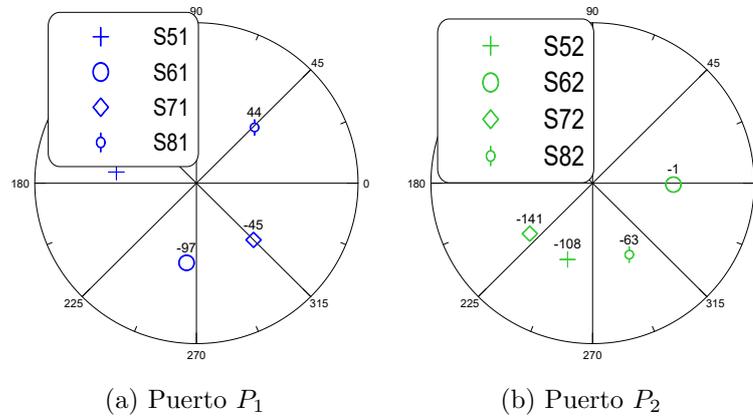


Figura 4.8: Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos

Parámetro	S_{13}
Magnitud	-35 dB
Frecuencia	2.36 GHz
Frecuencia mín/máx	$2.26 / 2.46 \text{ GHz}$
Ancho de banda	100 MHz

Tabla 4.10: Ancho de banda, matriz de banda angosta y un cruzador. Valores medidos

de la frecuencia de diseño.

Por otro lado, en la Tabla 4.11 se encuentra los valores de aislamiento y pérdidas de retorno, existen valores que están por debajo de -15 dB , estos corresponden a los parámetros S_{41} , S_{32} , S_{23} y S_{14} , esto indica que los puertos que sufren dichos valores críticos son los que no comparten un acoplador híbrido en común, debido a que no se da un adecuado aislamiento.

	P_1	P_2	P_3	P_4
P_1	-27.08 dB	-26.39 dB	-30.27 dB	-10.83 dB
P_2	-26.03 dB	-19.42 dB	-11.66 dB	-26.72 dB
P_3	-29.41 dB	-11.8 dB	-19.89 dB	-43.46 dB
P_4	-10.77 dB	-28.08 dB	-41.4 dB	-20.05 dB

Tabla 4.11: Aislamiento y pérdidas de retorno de los puertos de entrada, matriz de banda ancha. Valores medidos

En la Tabla 4.12 se tiene la magnitud y fase de los parámetros S en las salidas, vistos desde los puertos de entrada. Cuando la señal es ingresada por el puerto

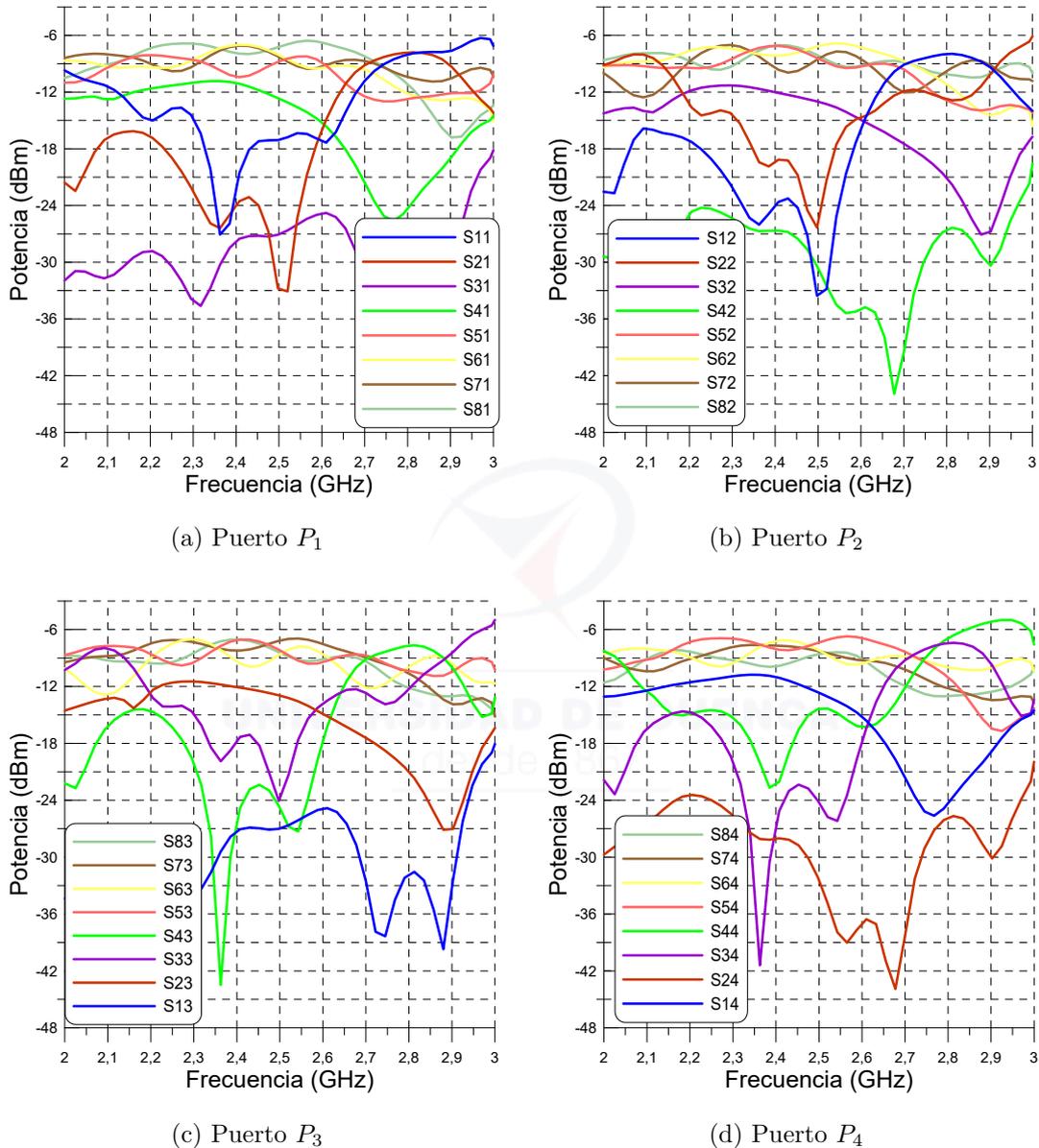


Figura 4.9: Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha. Valores medidos

P_1 los ángulos de fase en las salidas tienen valores iguales que cuando la señal es ingresada por el puerto P_4 , con la única diferencia que estos ángulos a las salidas están en orden invertido. Lo mismo ocurre entre los puertos P_2 y P_3 . El valor promedio en las salidas es de -7.95 dB .

La disposición de los ángulos en las salidas se observan en la Figura 4.10.

	P_5 dB / °	P_6 dB / °	P_7 dB / °	P_8 dB / °
P_1	-9.69/ 127	-7.35/-131	-7.59/-160	-7.44/-89
P_2	-7.33/-133	-7.99/-52	-8.24/91	-7.6/-154
P_3	-7.72/-160	-8.16/87	-8.04/-53	-7.24/-132
P_4	-7.6/-93	-7.8/-159	-7.6/-138	-9.82/ 134

Tabla 4.12: Acoplamiento en los puertos de salida, matriz de banda ancha. Valores medidos

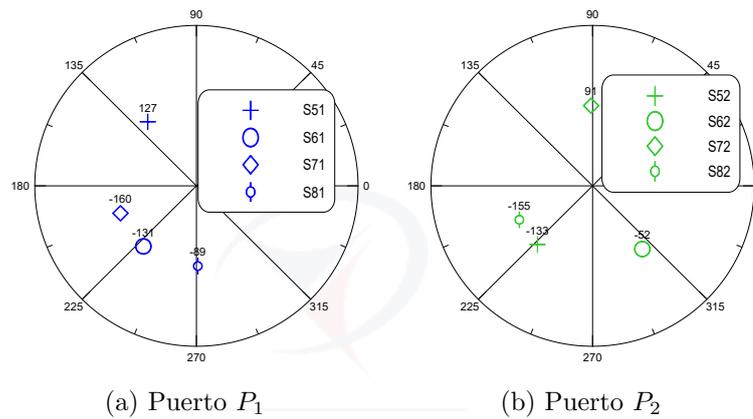


Figura 4.10: Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda ancha. Valores medidos

4.3.2.1. Ancho de Banda

Para calcular el ancho de banda se toma el parámetro S_{21} , la frecuencia inferior y superior se han tomado en la intersección con -20 dB. Los resultados se muestran en la Tabla 4.13.

Parámetro	S_{21}
Magnitud	-28 dB
Frecuencia	2.42 GHz
Frecuencia mín/máx	$2.29 / 2.57$ GHz
Ancho de banda	280 MHz

Tabla 4.13: Ancho de banda, matriz de banda ancha. Valores medidos

4.3.3. Matriz de Butler de banda angosta y dos cruzados

Como se conocía, existe el grado de compromiso entre las entradas y las salidas del circuito de microondas. En este caso se ha mejorado las respuestas de

los aislamientos y pérdidas de retorno. Esto se evidencia en la Figura 4.11, donde la frecuencia central es aproximadamente 2.4 GHz considerando el parámetro S_{12} .

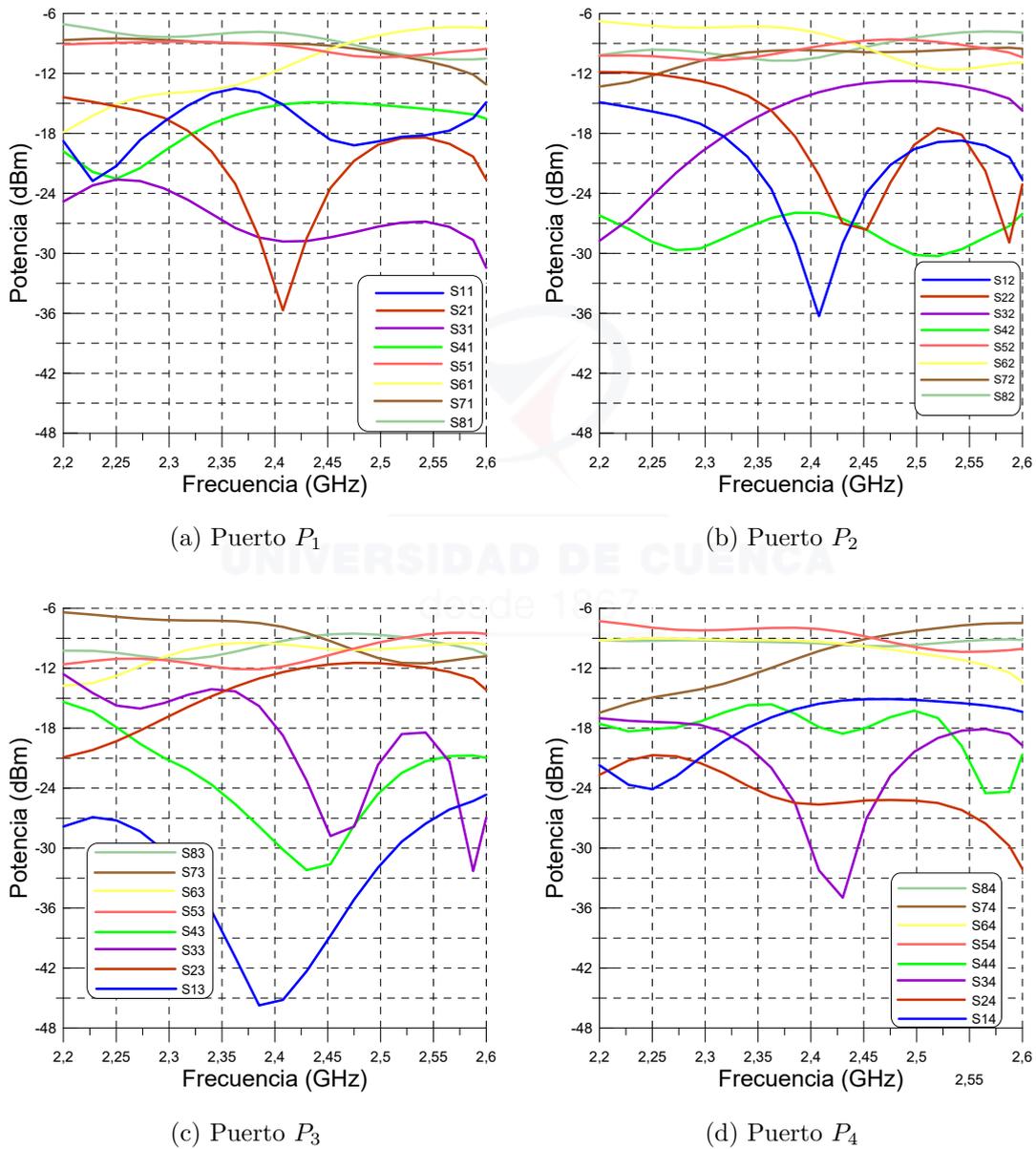


Figura 4.11: Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos

La Tabla 4.14 corresponde a los valores medidos para las entradas donde únicamente se tienen dos valores críticos que están por debajo de los -15 dB pertenecientes a los puertos P_1 y P_3 .

	P_1	P_2	P_3	P_4
P_1	-15.12 dB	-28.49 dB	-28.82 dB	-15.09 dB
P_2	-36.28 dB	-22.16 dB	-13.87 dB	-25.96 dB
P_3	-45.18 dB	-12.38 dB	-18.72 dB	-30.15 dB
P_4	-15.55 dB	-25.64 dB	-32.22 dB	-17.89 dB

Tabla 4.14: Aislamiento y pérdidas de retorno de los puertos de entrada, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos

En las salidas, el nivel de acoplamiento no se ajusta a un rango pequeño de potencia entre el mínimo y el máximo, se observa exclusivamente que los valores vistos desde el puerto P_2 existe un acoplamiento uniforme. La Tabla 4.15 indica los valores pertenecientes al acoplamiento perteneciente a la frecuencia de 2.4 GHz, la media de estos valores es de -9.42 dB.

	P_5 dB / °	P_6 dB / °	P_7 dB / °	P_8 dB / °
P_1	-9.20/-158	-11.48/-96	-9.01/-61	-7.93/-18
P_2	-9.27/-59	-7.97/ 163	-9.70/ 16	-10.40/-94
P_3	-11.81/-90	-9.61/ 15	-7.86/ 167	-9.26/-56
P_4	-8.07/-17	-9.35/-59	-10.28/-99	-9.50/ 157

Tabla 4.15: Acoplamiento en los puertos de salida, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos desde 1867

Las fases en las salidas encajan a lo a que se havenido afirmando: P_1 y P_4 son equivalentes en orden inverso como también P_2 y P_3 , la distribución de sus ángulos se muestra en la Figura 4.12.

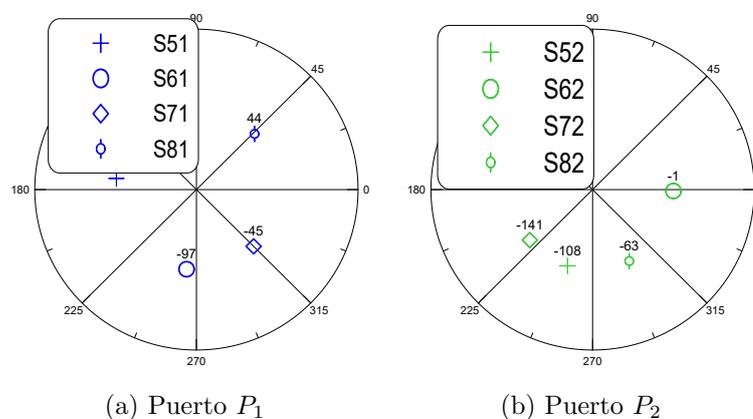


Figura 4.12: Desfasamiento en las salidas vistos desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos



4.3.3.1. Ancho de Banda

El ancho de banda calculado de acuerdo a S_{12} con frecuencia central en $2.4 GHz$ se encuentra en la Tabla 4.16, tomando como límite inferior el valor de frecuencia correspondiente a $-20 dB$.

Parámetro	S_{12}
Magnitud	$-36.28 dB$
Frecuencia	$2.4 GHz$
Frecuencia mín/máx	$2.34 / 2.46 GHz$
Ancho de banda	$120 MHz$

Tabla 4.16: Ancho de banda, matriz de banda angosta y dos cruzadores. Valores medidos

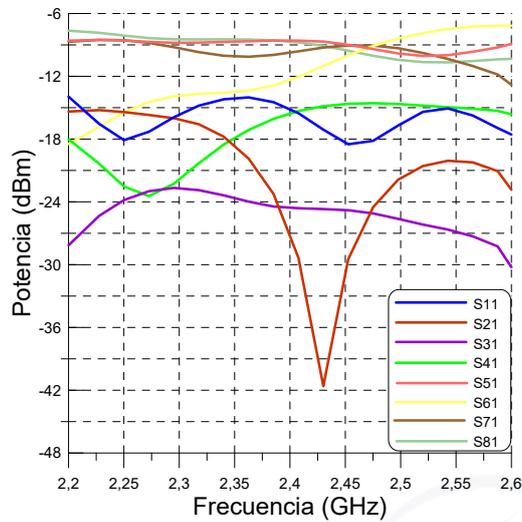
4.3.4. Matriz de Butler de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores

Matriz de Butler de banda angosta y dos cruzadores Para verificar el funcionamiento de la matriz nos referimos a la Figura 4.13 en donde se muestran la amplitud de los parámetros S en función de su frecuencia. El valor del parámetro S_{12} es el que tiene mayor aislamiento, mientras que la amplitud de los parámetros en los puertos de salida oscilan alrededor de $-9 dB$. La frecuencia central se encuentra a $2.43 GHz$ aproximadamente, el porcentaje que se ha desplazado la frecuencia de su frecuencia original es 0.83% .

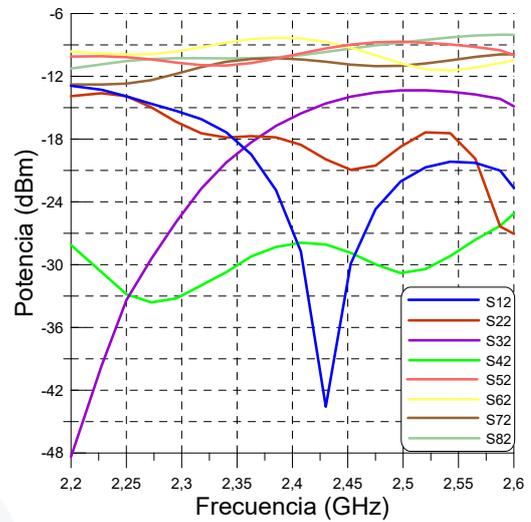
En la Tabla 4.17 están los valores de aislamiento y pérdidas de retorno, en esta matriz existe un solo valor que está por encima de $-15 dB$, esto indica que la matriz tiene un buen aislamiento.

	P_1	P_2	P_3	P_4
P_1	$-15.52 dB$	$-29.34 dB$	$-24.6 dB$	$-15.32 dB$
P_2	$-28.75 dB$	$-18.54 dB$	$-15.54 dB$	$-27.9 dB$
P_3	$-23.45 dB$	$-14.23 dB$	$-17.57 dB$	$-19 dB$
P_4	$-16.65 dB$	$-29.95 dB$	$-18.48 dB$	$-17.16 dB$

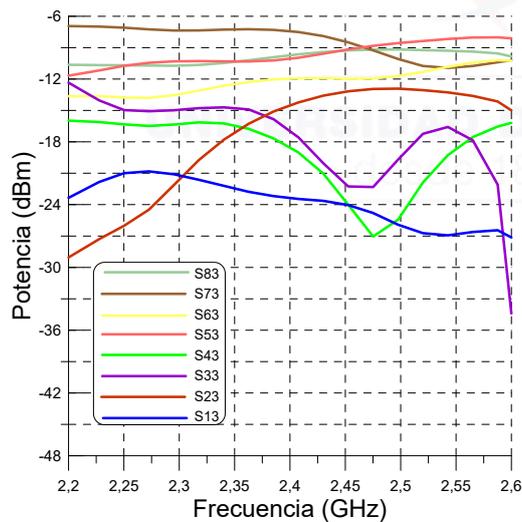
Tabla 4.17: Aislamiento y pérdidas de retorno de los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos



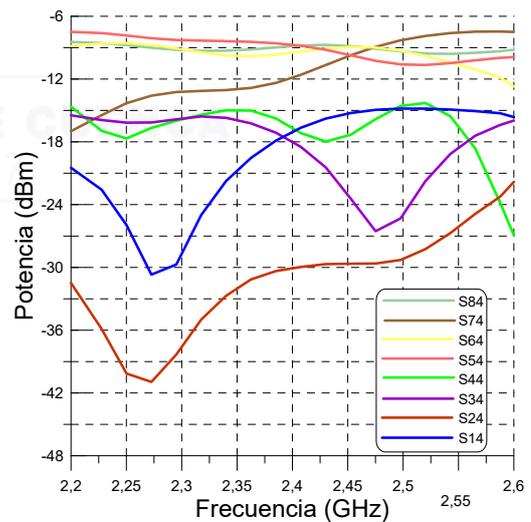
(a) Puerto P_1



(b) Puerto P_2



(c) Puerto P_3



(d) Puerto P_4

Figura 4.13: Parámetros S vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos

La magnitud y la fase de los parámetros S se muestran en la Tabla 4.18; de igual manera como se ha venido tratando. En esta tabla se aprecia que existe un desbalance en las amplitudes de los parámetros, esto es debido al uso de dos cruzadores, ya que estos elementos introducen mayores pérdidas que una simple línea de transmisión. También se observa que los ángulos de los parámetros S cuando se aplica una señal en P_1 es igual a los ángulos en las salidas (en sentido inverso) que cuando se aplica una señal en P_4 , aunque cabe señalar que en esta

matriz la semejanza de ángulos disminuyó en comparación a las anteriores. La disposición de los ángulos en las salidas se observan en la Figura 4.14.

	P_5 dB / °	P_6 dB / °	P_7 dB / °	P_8 dB / °
P_1	-8.58/-143	-12/-86	-9.61/-46	-8.75/-9
P_2	-9.81/-43	-8.38/-173	-10.3/ 24	-9.98/-89
P_3	-9.96/-79	-11.9/ 29	-7.5/-175	-9.6/-55
P_4	-8.8/-2	-9.38/-42	-11.5/-82	-8.79/-141

Tabla 4.18: Acoplamiento en los puertos de salida, matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos

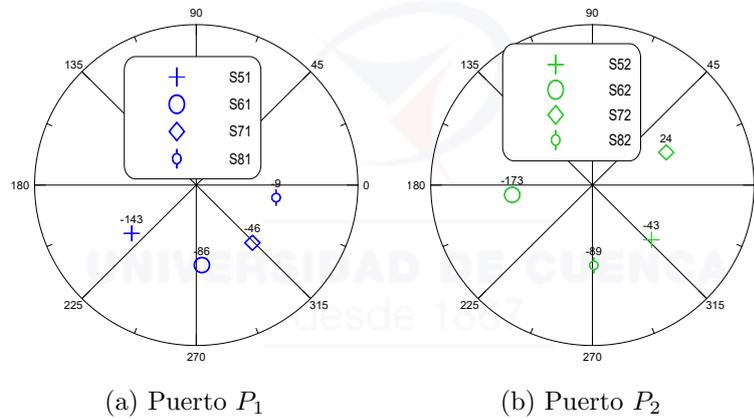


Figura 4.14: Desfasamiento en las salidas vistas desde los puertos de entrada P_1 y P_2 , matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos

4.3.4.1. Ancho de Banda

Para el cálculo del ancho de banda se toma el parámetro S_{12} como referencia, cuya frecuencia central 2.43 GHz . Los resultados son los mostrados en la Tabla 4.19

Parámetro	S_{12}
Magnitud	-42.5 dB
Frecuencia	2.43 GHz
Frecuencia mín/máx	2.375 / 2.486 GHz
Ancho de banda	111 MHz

Tabla 4.19: Ancho de banda, matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores. Valores medidos

4.4. Elemento radiante

El siguiente paso en el proceso de implementación es elaborar las antenas con el fin de comprobar el funcionamiento de la matriz de Butler. Cada una de las cuatro salidas deben estar conectadas a una antena, conformando un arreglo de antenas.

El parámetro S_{11} y el patrón de radiación en el plano horizontal de la antena se observa en la Figura 4.15.

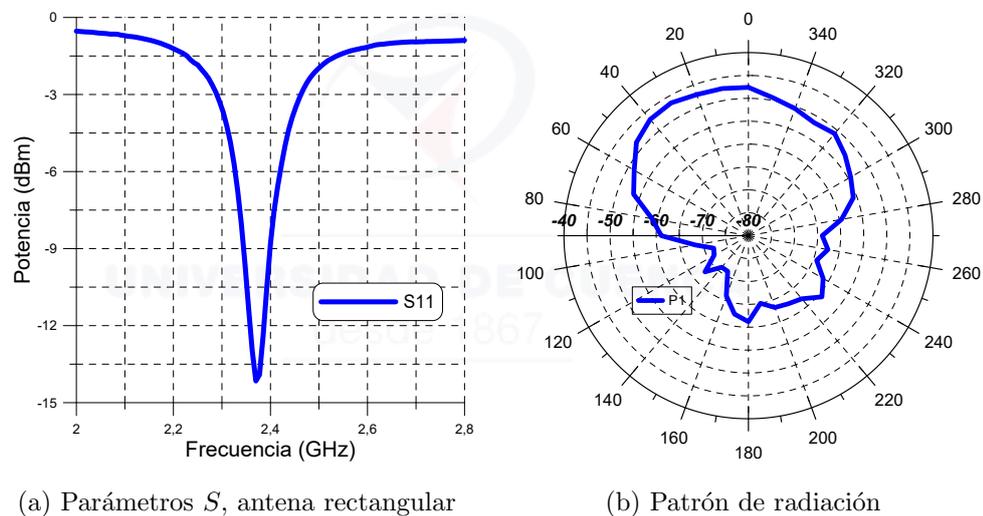


Figura 4.15: Antena rectangular. Valores medidos

Se ha implementado una antena para encontrar la frecuencia de operación, se replica este diseño para formar el arreglo de cuatro antenas. Los parámetros de la antena indicarán las pérdidas de retorno, estas pérdidas se interpretan como la cantidad de energía que se suministra de manera eficaz desde el punto de alimentación hasta el punto en donde la antena radía. La antena tiene una sola entrada, por lo que tendrá un solo parámetro con valor $S_{11} = -14.15 \text{ dB}$, esto significa que existe una eficiencia de 0.9617.

4.4.1. Ancho de banda fraccional y directividad

Con la ecuación 2.20 se encuentra el ancho de banda fraccional, dicho valor es 11.20%. La Tabla 4.20 muestra los resultados obtenidos para el ancho de banda. El patrón de radiación es medido en el plano vertical.

Parámetro	S_{11}
Magnitud	-14.15 dB
Frecuencia	2.37 GHz
Frecuencia mín/máx	2.23 / 2.5 GHz
Ancho de banda	265.4 MHz
Directividad	6.66 dBi
Ganancia	6.27 dBi

Tabla 4.20: Ancho de banda, elemento radiante. Valores medidos

4.5. Patrones de radiación

Comprobado y analizado cada una de las matrices bajo los parámetros S , resulta beneficioso incluir el comportamiento de los patrones de radiación, mediante la conexión de un elemento radiante en las salidas, inyectando potencia desde los diferentes puertos de entrada. El elemento radiante esta conformado por un arreglo de 4 antenas en disposición lineal (ver Figura 4.16), en realidad no se hace un enfoque como un arreglo de antenas, considerando que en los puertos de salida de cada una de las matrices no tienen sus fases progresivas, como tampoco amplitudes uniformes [1].

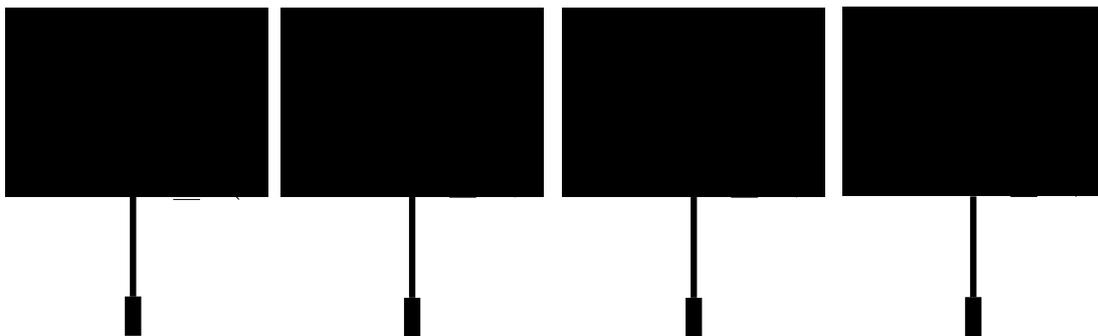


Figura 4.16: Arreglo de elementos radiantes (antenas). Elaboración propia

La señal ingresada en cada una de las matrices tiene como frecuencia 2.37 GHz, que es la frecuencia de trabajo del arreglo de antenas y los cables de conexión desde los puertos de salida hacia el arreglo tienen pérdidas de 1.20 dB. Los resultados de los patrones de radiación sujeto a estas condiciones son medidos mediante NI PXIe-1075, la metodología realizada es generar un señal mediante el generador de funciones e inyectar por uno de los puertos de entrada, lo que permite radiar por el arreglo de antenas. En la recepción, se mide el potencia correspondiente

al ángulo desplazado. Los esquemas realizados en Labview para la generación y recepción están incluidos en el anexo A.

4.5.1. Matriz de Butler de banda angosta y un cruzador

Recordando que esta matriz funciona alrededor de 2.36 GHz, el patrón de radiación conformado por cada uno de los puertos de entrada están en la Figura 4.17. Es posible distinguir cuatro patrones de radiación; en los puertos P_2 y P_3 el patrón de radiación decae en comparación a P_1 y P_4 , esta situación es justificada, púes los niveles de potencia en los puertos de salida no son uniformes, ver Tabla 4.9. Añadir que los patrones de radiación de la matriz se encuentran en orden secuencial: P_1, P_2, P_3, P_4 , que es justo lo que se busca. La Tabla 4.21 indica los valores de radiación máximo y la dirección del mismo.

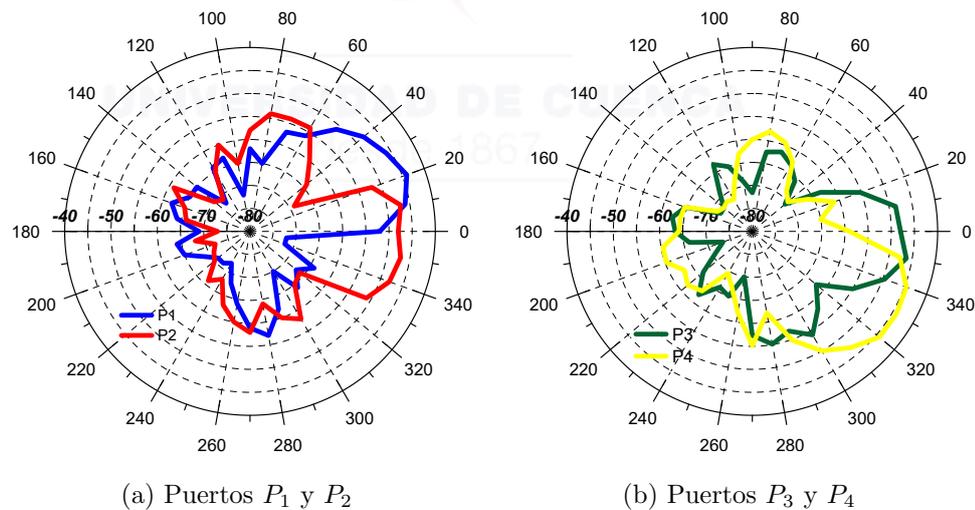


Figura 4.17: Patrones de radiación vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador

	Potencia dBm	Ángulo°
P_1	-44	20
P_2	-47	10
P_3	-46.25	-10
P_4	-44.1	-30

Tabla 4.21: Dirección del máximo de potencia generados desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y un cruzador

4.5.2. Matriz de Butler de banda ancha

Los patrones de radiación originados al alimentar cada uno de los puertos de entrada se encuentra en la Figura 4.18. Hay que tomar en cuenta que esta matriz trabaja a 2.42 GHz , sin embargo, podemos hacer una apreciación de la conformación del haz generado por cada puerto de entrada. El orden de los patrones de radiación se encuentran asignados como: P_2, P_1, P_4, P_3 . La potencia máxima de radiación y dirección se hallan en la Tabla 4.22.

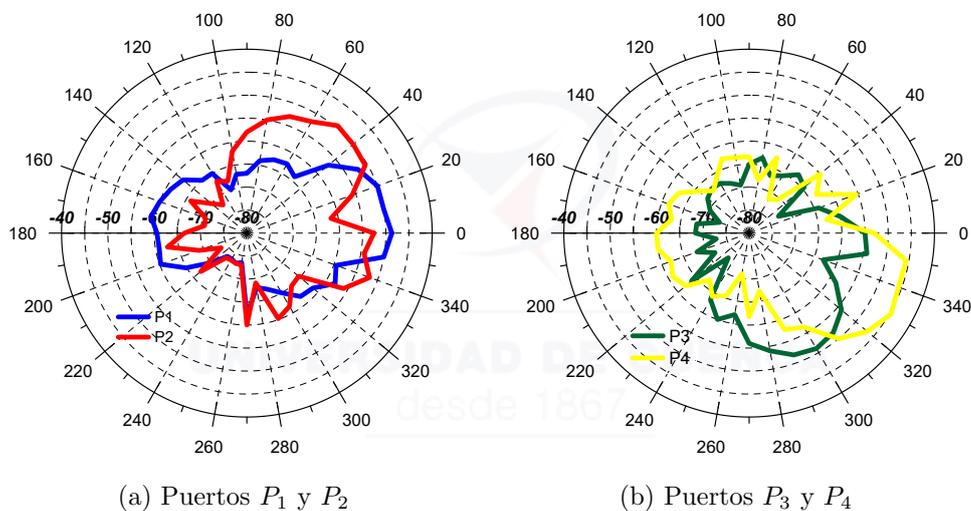


Figura 4.18: Patrones de radiación vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha

	Potencia dBm	Ángulo $^{\circ}$
P_1	-48.7	0
P_2	-49.5	50
P_3	-51	-60
P_4	-44.7	-30

Tabla 4.22: Dirección del máximo de potencia generados desde los puertos de entrada, matriz de banda ancha

4.5.3. Matriz de Butler de banda angosta y dos cruzados

El conjunto de patrones de radiación generado para la matriz (frecuencia central de operación 2.4 GHz) se encuentra ilustrado en la Figura 4.19; como es

de esperarse los patrones de radiación no se encuentran mayormente definidos, por tal motivo es válido hacer referencia a la Figura 4.11, dondé, a la frecuencia de 2.37 GHz la variación de potencia en los puertos de salida son altas en comparación a los casos anteriores y que incluso este comportamiento generan lóbulos secundarios, los haces de potencia conformado por las diferentes entradas guardan el orden: P_3, P_1, P_4, P_2 . La potencia máxima de radiación y dirección se hallan en la Tabla 4.23.

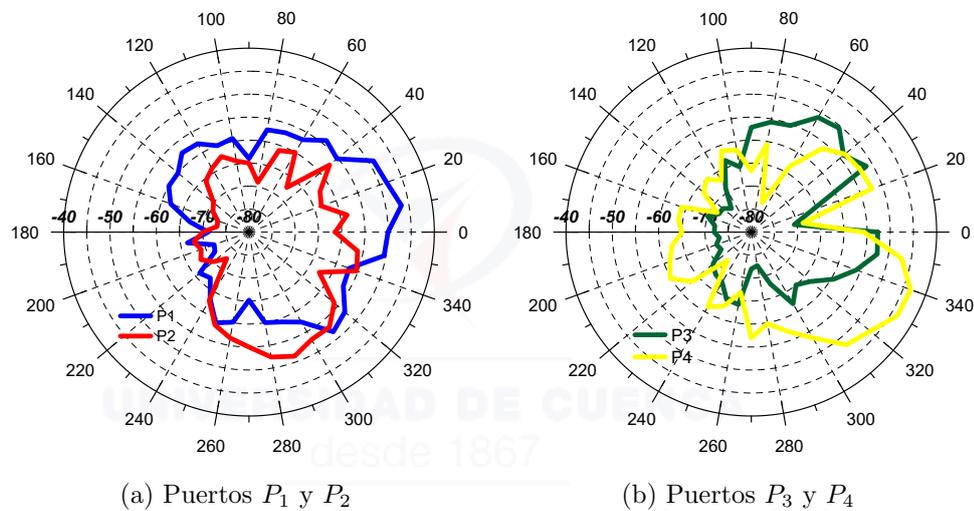


Figura 4.19: Patrones de radiación vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y dos cruzadores

	Potencia dBm	Ángulo°
P_1	-46.6	10
P_2	-51.27	-70
P_3	-50.5	50
P_4	-43.4	-20

Tabla 4.23: Dirección del máximo de potencia generados desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta y dos cruzadores

4.5.4. Matriz de Butler de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores

Para la siguiente matriz la frecuencia de operación corresponde a 2.43 GHz y al igual que la matriz anterior las fluctuaciones de potencia en los puertos son altas; siendo necesario verificar el comportamiento de las potencias en la salidas

vistos desde los puertos de entrada de la Tabla 4.18; en función de esos valores se produce que los patrones de radiación no esten bien definidos (ver Figura 4.20). La disposición de los haces de radiación conservan el mismo orden de la matriz de banda angosta y dos cruzadores, esto es: P_3 , P_1 , P_4 , P_2 . La potencia máxima de radiación y dirección se hallan en la Tabla 4.24.

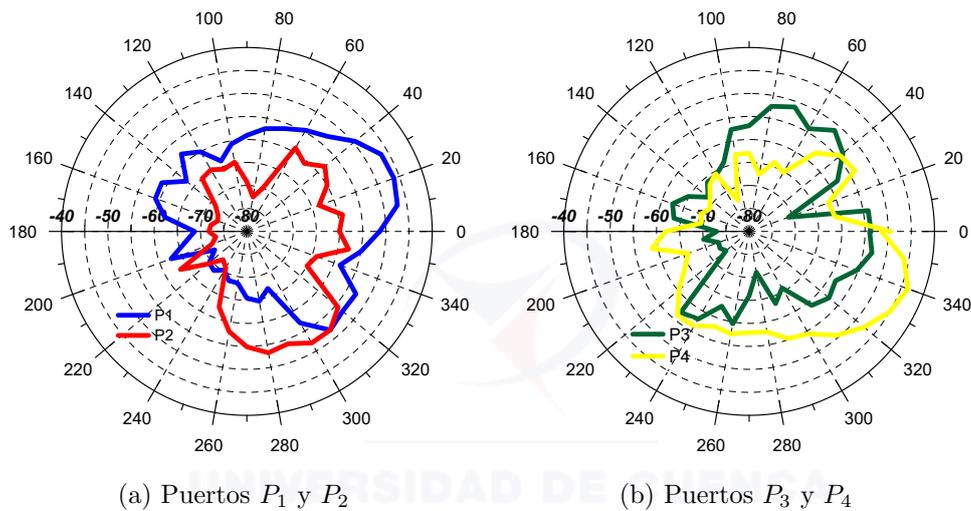


Figura 4.20: Patrones de radiación vistos desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acopladores modificados

	Potencia dBm	Ángulo ^o
P_1	-46.6	20
P_2	-51.99	-60
P_3	-51.2	70
P_4	-43.5	-20

Tabla 4.24: Dirección del máximo de potencia generados desde los puertos de entrada, matriz de banda angosta con acopladores modificados

4.6. Resultados comparativos

Finalmente, la Tabla 4.25 (por conveniencia se han enumerado las matrices en el orden que se implementaron) comparamos los resultados obtenidos de las distintas matrices, en función de la frecuencia de trabajo, ancho de banda, parámetros aislados, parámetros acoplados y patrones de radiación en orden secuencial. Los valores de los puertos en las entradas corresponden a los valores de mayor nivel y

para los puertos de salida, los valores mínimos; con estos datos conocemos la diferencia de potencia entre los puertos de entrada y salida. Recordar que los valores de los parámetros S en las entradas (puertos bloqueados) en las guías referencias son del almenos -15 dB .

	f_c [GHz]	BW [MGz]	$P_{entradas}$ [dB]	$P_{salidas}$ [dB]	H. secuenciales
matriz 1	2.36	100	$S_{14} = -11,52$ $S_{41} = -11,62$	$S_{52} = -11,11$ $S_{73} = -10,78$	x
matriz 2	2.42	280	$S_{14} = -10,77$ $S_{41} = -10,83$	$S_{51} = -9,69$ $S_{84} = -9,82$	–
matriz 3	2.4	120	$S_{23} = -12,38$ $S_{32} = -13,80$	$S_{53} = -11,81$ $S_{61} = -11,48$	–
matriz 4	2.43	111	$S_{23} = -14,23$ $S_{32} = -15,54$	$S_{61} = -12,00$ $S_{63} = -11,90$	–

Tabla 4.25: Comparativa de valores obtenidos de las distintas matrices. Valores medidos

La matriz con mejor rendimiento bajo el escenario de la magnitud de los parámetros S es sin duda la matriz de banda ancha. El acoplamiento de las señales mantiene una diferencia de potencia pequeña frente al resto de la matrices. Sin embargo, la conformación de haces de radiación no son progresivos como se espera. No obstante, la matriz de banda angosta y un cruzador conforma diferentes haces de radiación bien definidos y progresivos, pero carece de un buen aislamiento.

Recalcar que las dos matrices restantes, mejoran el aislamiento y a la vez empobrecen el acoplamiento; sus haces de radiación no se encuentran bien definidos.

Capítulo 5

Conclusiones, recomendaciones y trabajo futuro

5.1. Conclusiones

Finalizado el trabajo y acorde a los objetivos planteados se tienen las siguientes conclusiones:

- Uso de la tecnología de microcinta sobre FR-4 para la implementación de los elementos que conforman la matriz de Butler, como también la matriz; se manufacturo en nuestro medio local.
- Elaboración de varios modelos de acopladores y cruzadores bajo el software ADS, sus funcionamientos son próximos a los esperados, el comportamiento de sus parámetros S corresponden a lo que se indica en la teoría, así mismo para las matrices.
- Varios de los accesorios han sido importados, en el medio local son escasos y encarecidos. Algunos elementos adquiridos no tienen el funcionamiento ideal conforme a lo que se detalla en las hojas de especificaciones, por tal motivo el proyecto fue propenso a acarrear errores hasta la finalización del mismo.
- Las pruebas preliminares tomadas por el PXI y medidor de potencia exhiben la misma tendencia que al realizar las mediciones en el analizador de redes. Las medidas realizadas contribuyeron a la caracterización del sustrato.
- Los acopladores evaluados para la caracterización, dependiendo del valor del sustrato, la diferencia de potencia entre los puertos de salida y puertos



de entrada corresponden a un rango de entre -4 y -7.5 dB . Para el valor de -7.5 dB , el valor de permitividad corresponde para un sustrato de 4.3.

- A medida que aumenta el tamaño del circuito de microonda, la atenuación incrementa debido a un mayor trayecto de recorrido por parte de la señal.
- La caracterización de sustrato es fundamental para encontrar un valor que satisfaga los requerimientos del circuito de microonda. El sustrato FR-4 es un material inestable para frecuencias de microondas, depende exclusivamente de la permitividad y tangente de pérdidas.
- Para lograr haces de radiación más directivos; las fases en las salidas vistos desde los diferentes puertos de entrada deben ser progresivos y de amplitud uniforme.

5.2. Recomendaciones

Las recomendaciones que se sugieren en base al proyecto realizado, son las siguientes:

- En lo posible, tratar de trabajar con otro sustrato que tenga mayor estabilidad y que sus parámetros estén debidamente indicados para frecuencias de microondas en su hoja de especificaciones.
- Para cada elemento adquirido, es una buena práctica verificar sus características de funcionamiento y las pérdidas que pueden ocasionar en el circuito.
- Investigar empresas que manufacturen circuitos impresos en el medio local, para conocer precios de manufactura, de elementos y las dimensiones mínimas. En base a lo mencionado proceder al diseño del circuito de microonda.

5.3. Trabajo futuro

El trabajo futuro con los conocimientos y experiencia adquirida es la realización de una matriz con más puertos del orden $N \times N$ y a su vez el control de la conmutación de los puertos mediante los algoritmos de la dirección de señal de arribo (**DoA**), que dará como resultado un prototipo de antena inteligente de haz conmutado.

Anexo A

Diagramas implementados en Labview



UNIVERSIDAD DE CUENCA
desde 1867

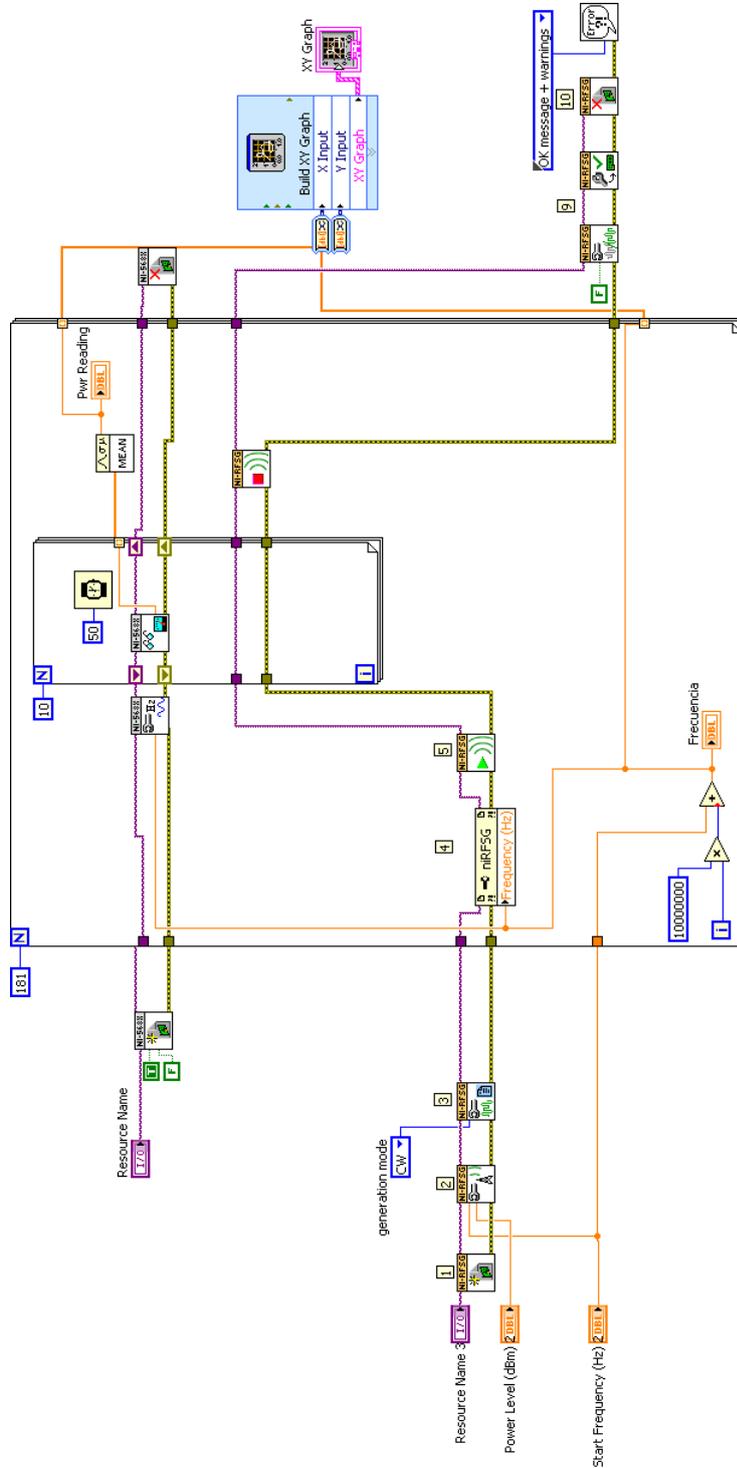


Figura A.1: Diagrama del software en PXI para caracterización del sustrato

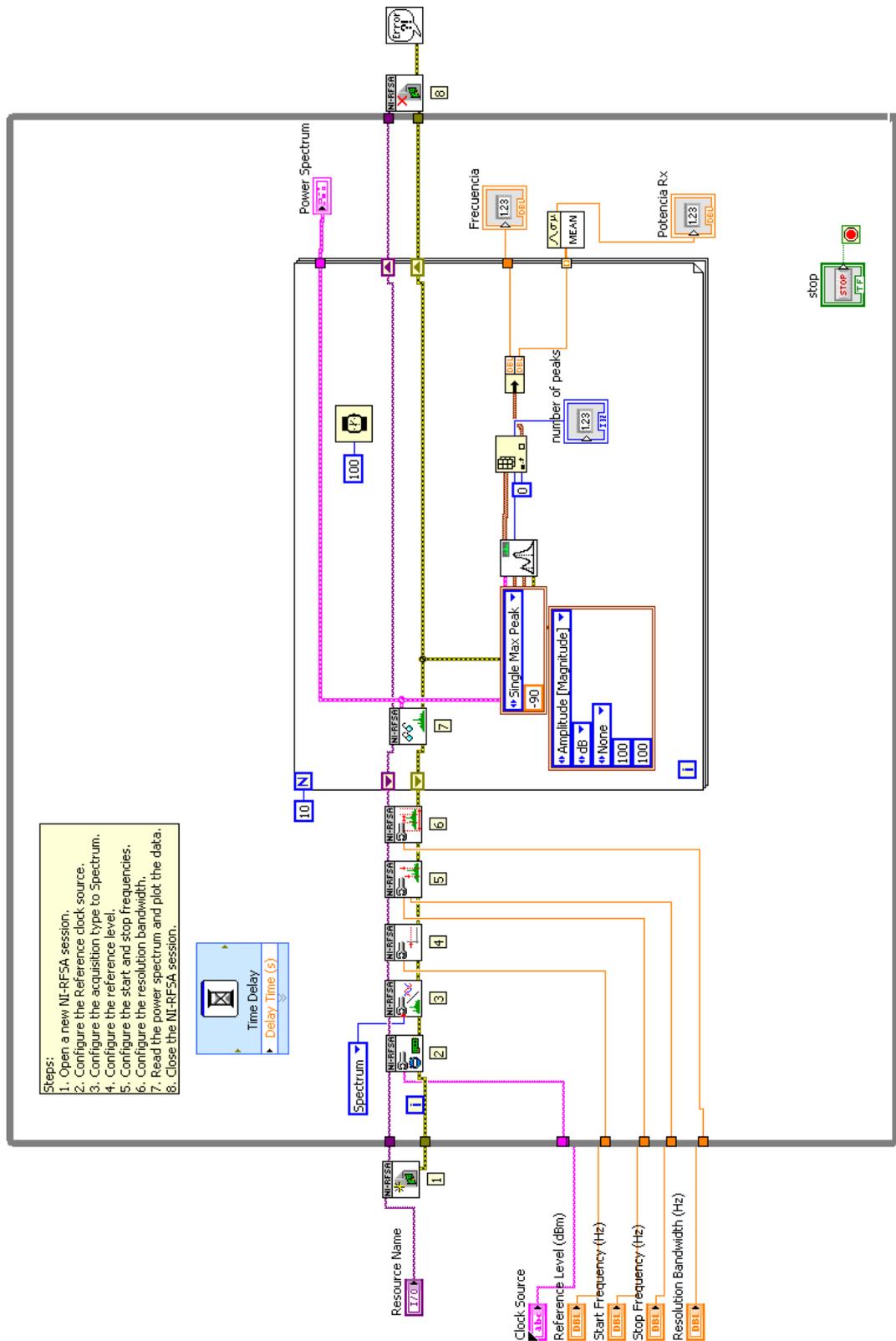


Figura A.2: Diagrama del software en PXI para medición del patrón de radiación

Anexo B

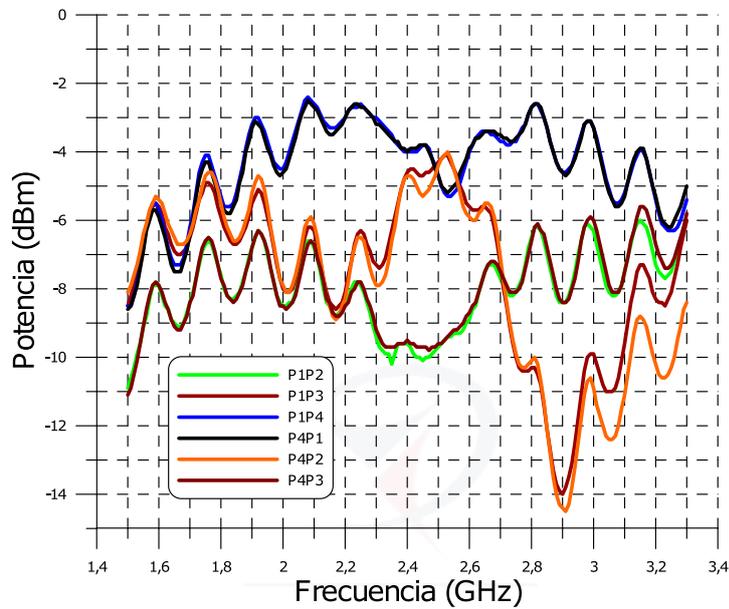
Resultados de la caracterización de los diferentes ensayos



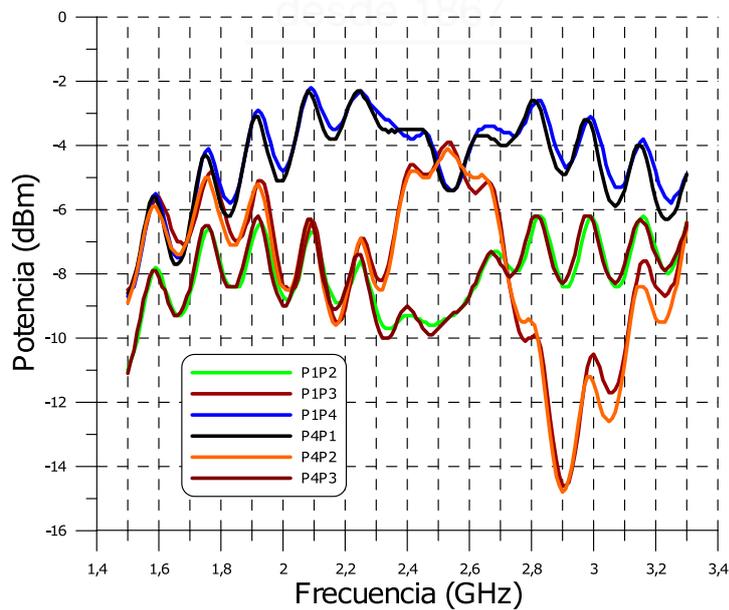
UNIVERSIDAD DE CUENCA
desde 1867



ANEXO B. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN DE LOS DIFERENTES ENSAYOS

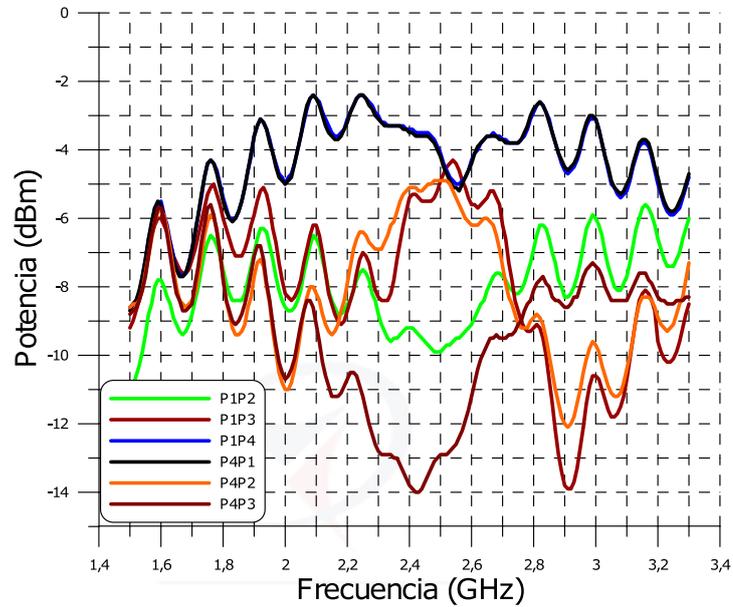


(a) Permitividad 4.1

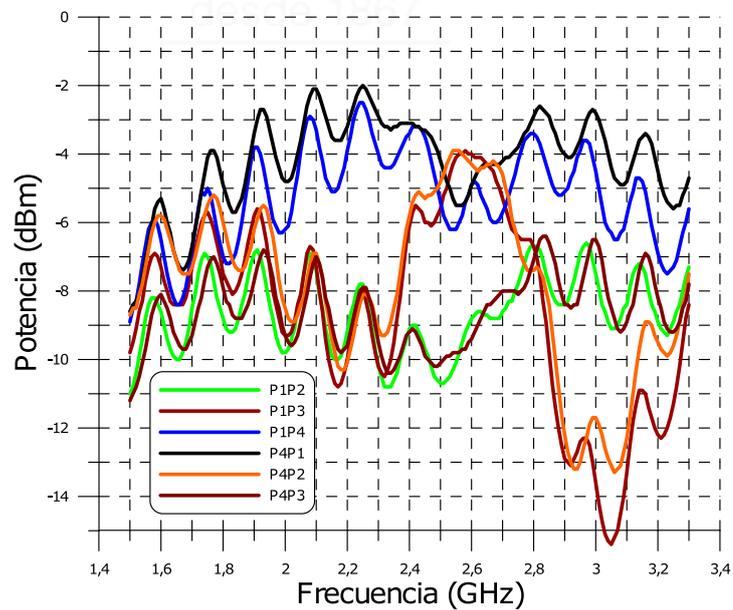


(b) Permitividad 4.2

Figura B.1: Mediciones de potencia en acopladores, para permitividad de 4.1 y 4.2



(a) Permitividad 4.3



(b) Permitividad 4.4

Figura B.2: Mediciones de potencia en acopladores, para permitividad de 4.3 y 4.4

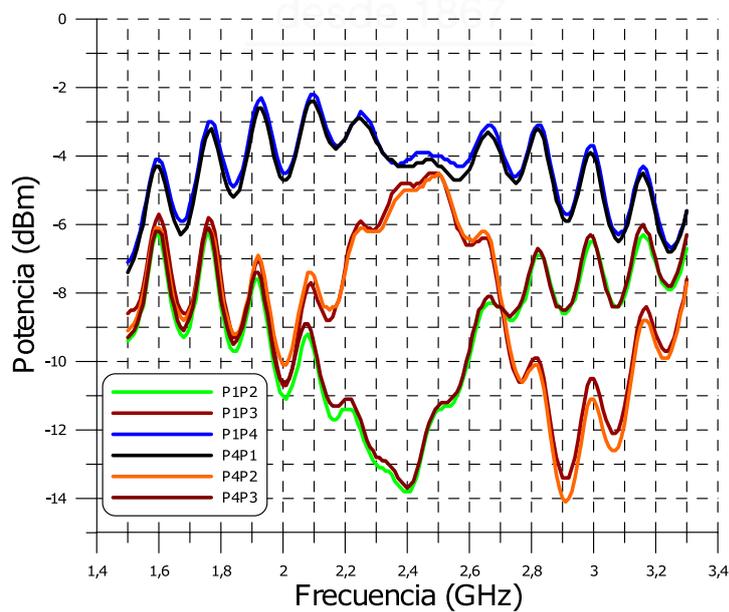
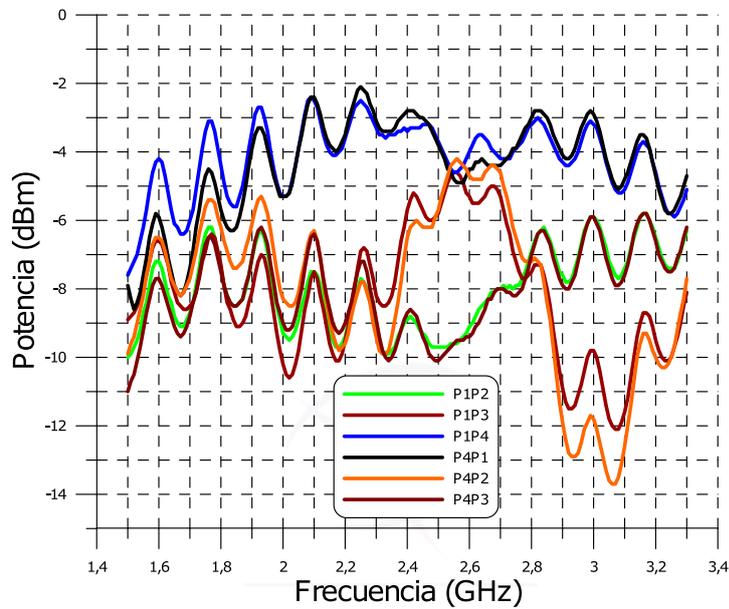
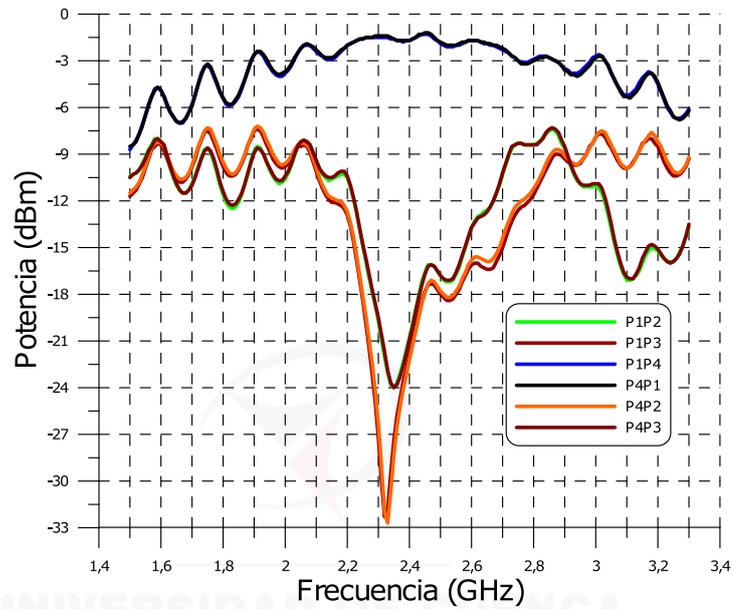
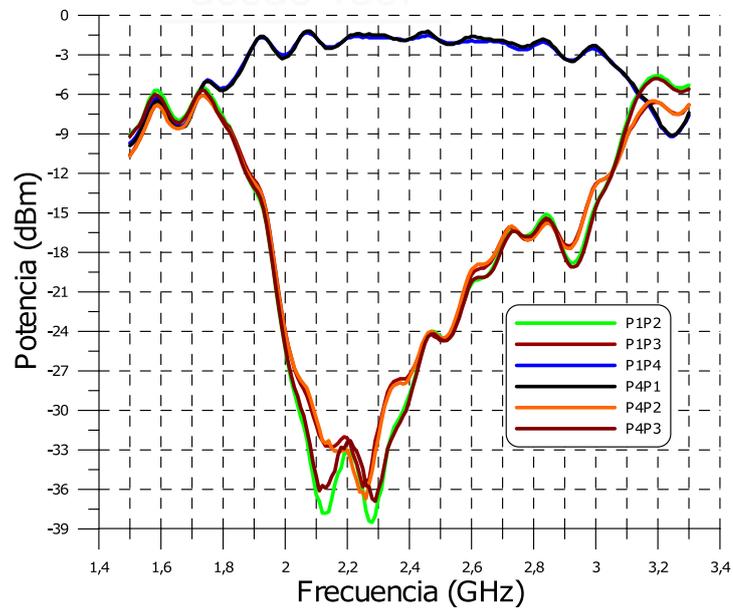


Figura B.3: Mediciones de potencia en acopladores, para permitividad de 4.5 y 4.7



(a) Cruzador de banda angosta

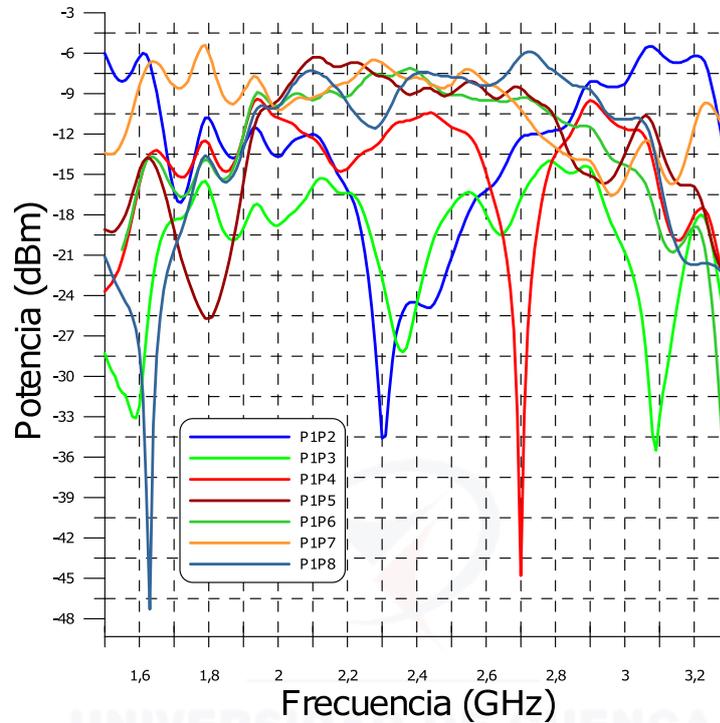


(b) Cruzador de banda ancha

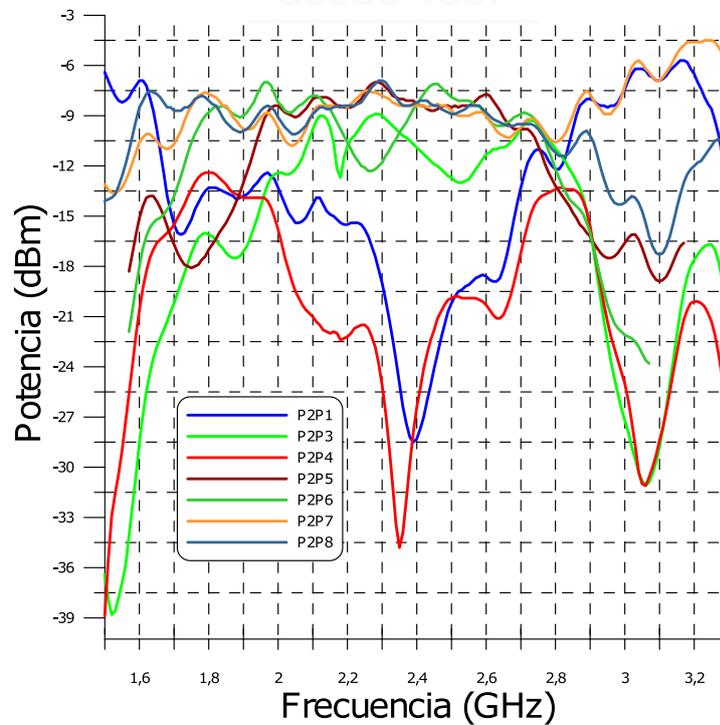
Figura B.4: Mediciones de potencia en cruzadores con permitividad 4.3



ANEXO B. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN DE LOS DIFERENTES ENSAYOS

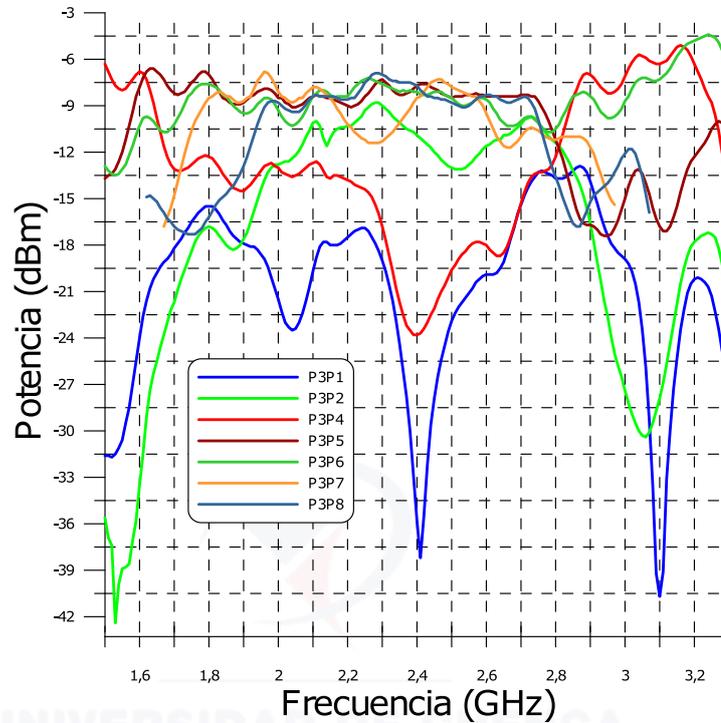


(a) Señal en P_1

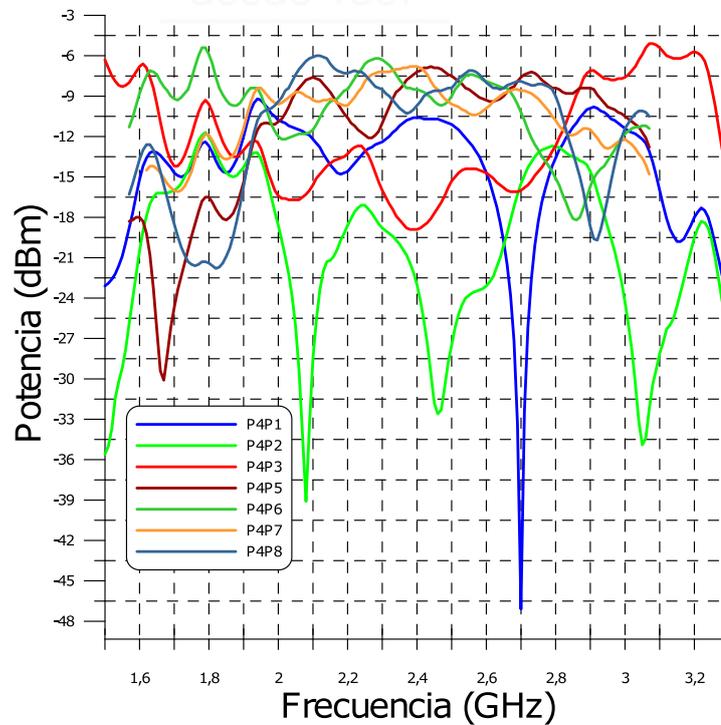


(b) Señal en P_2

Figura B.5: Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con un cruzador



(a) Señal en P_3

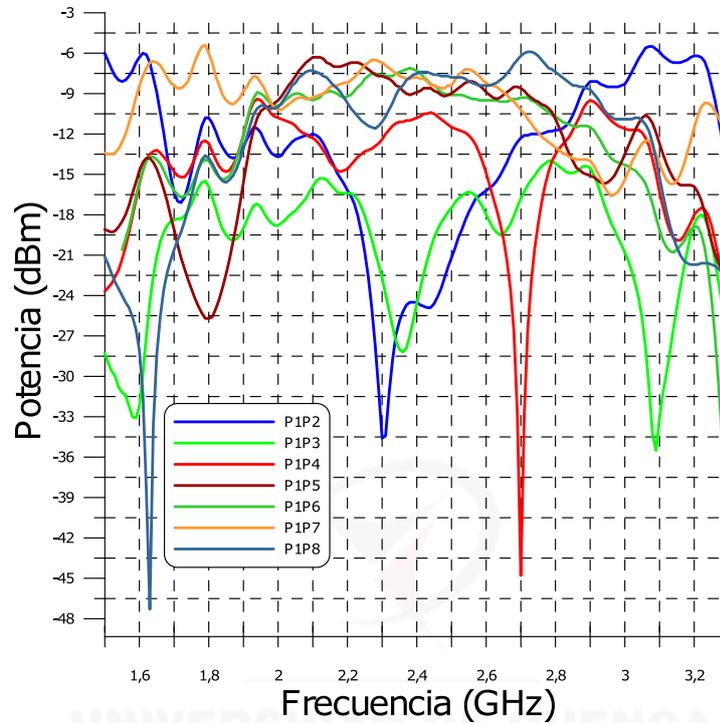


(b) Señal en P_4

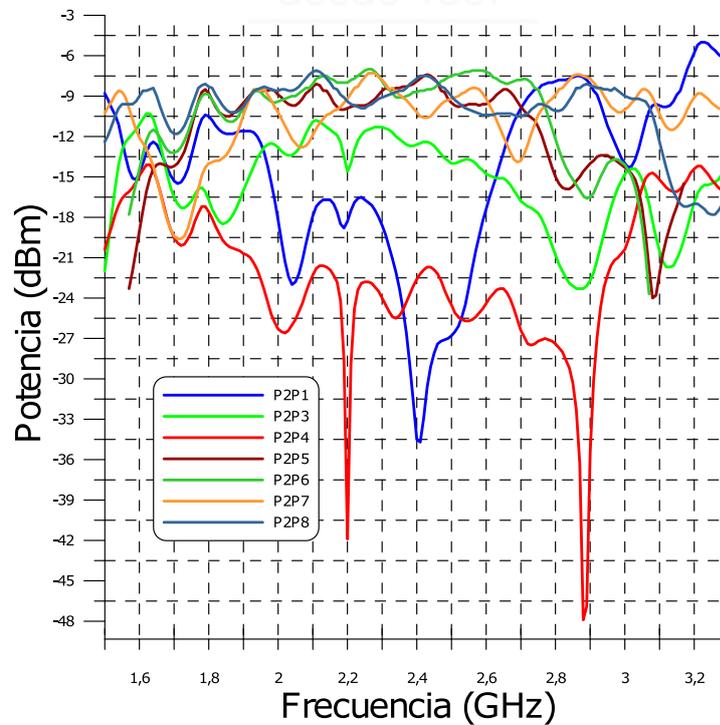
Figura B.6: Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con un cruzador



ANEXO B. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN DE LOS DIFERENTES ENSAYOS

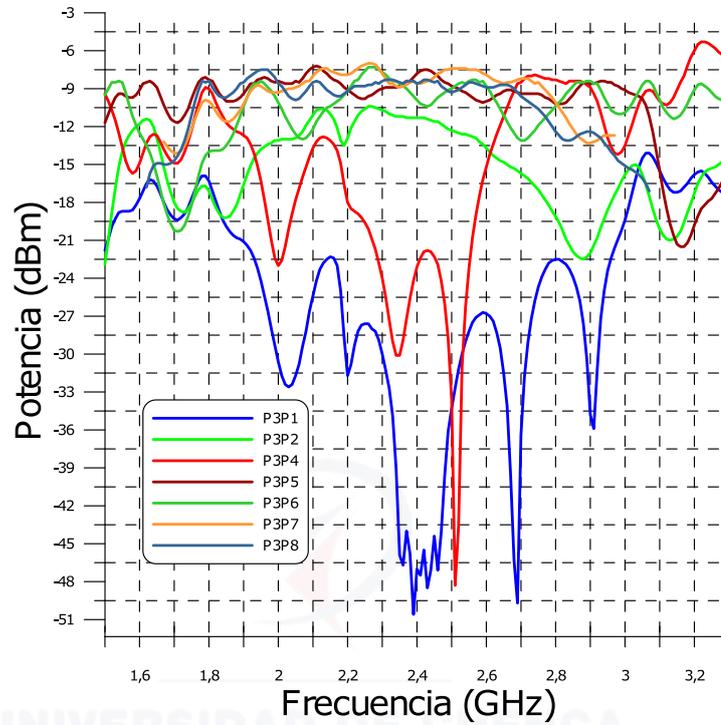


(a) Señal en P_1

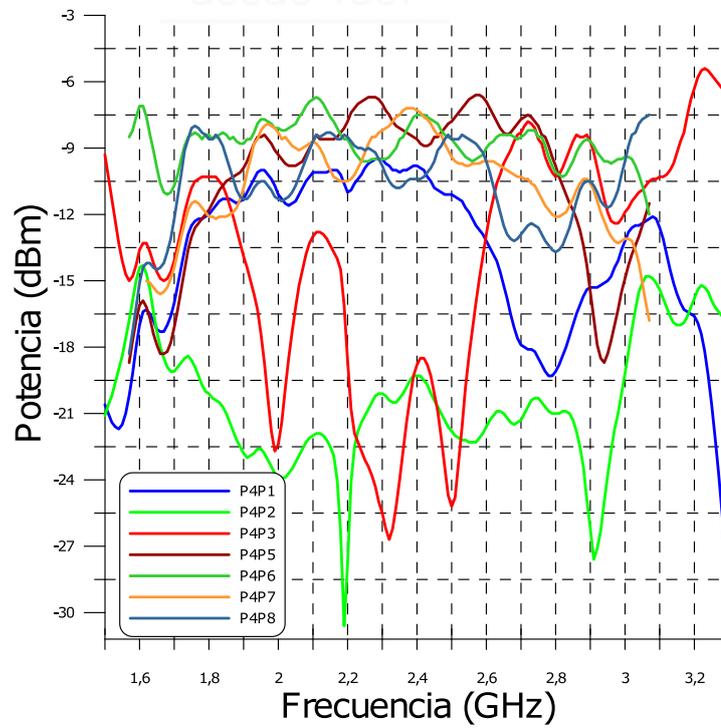


(b) Señal en P_2

Figura B.7: Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con un cruzador



(a) Señal en P_3



(b) Señal en P_4

Figura B.8: Mediciones de potencia en matriz de banda ancha



ANEXO B. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN DE LOS DIFERENTES ENSAYOS

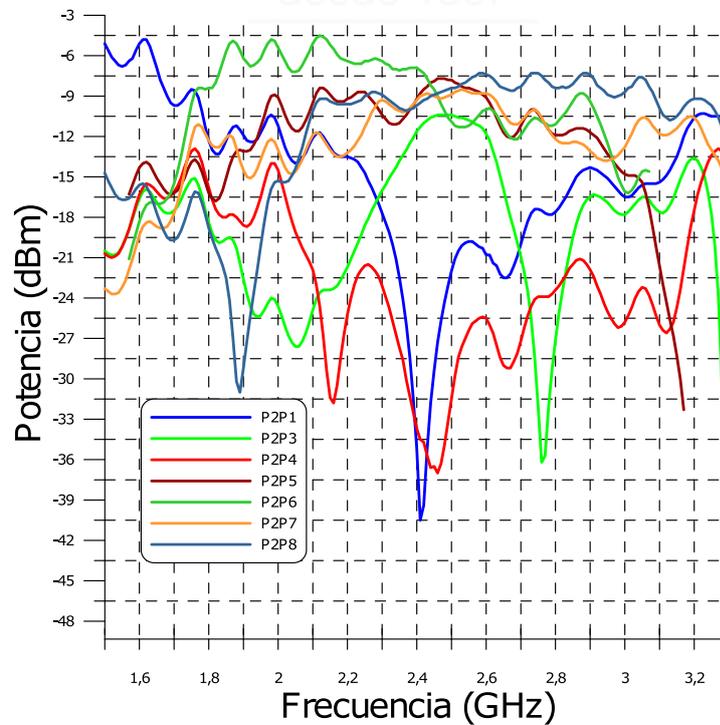
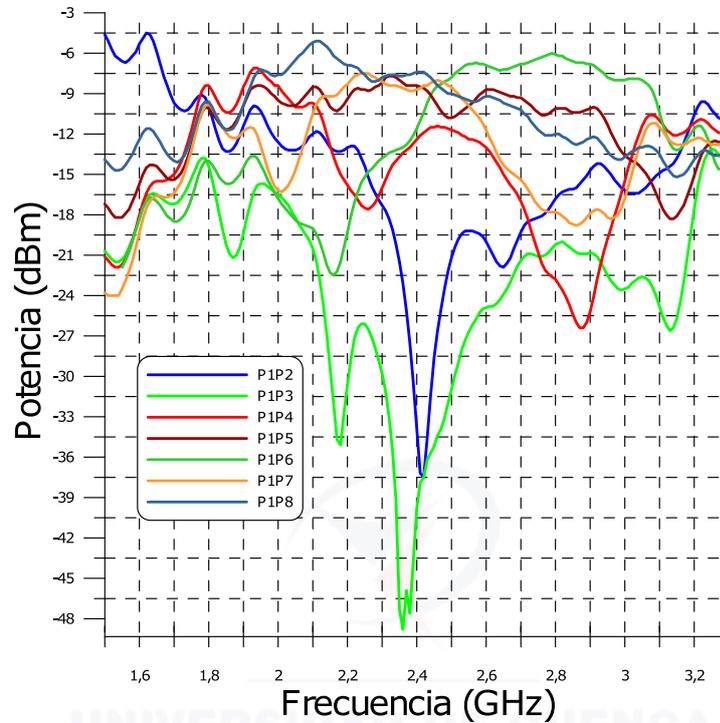
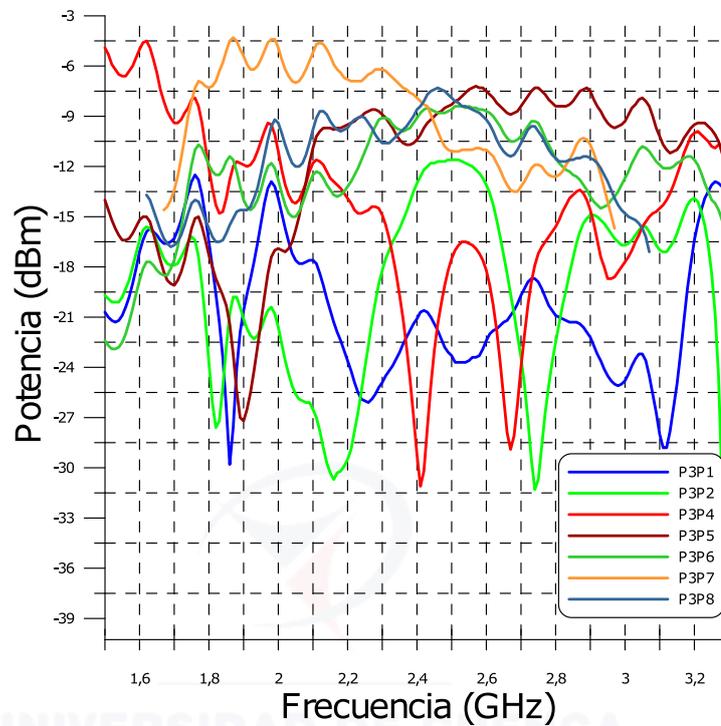


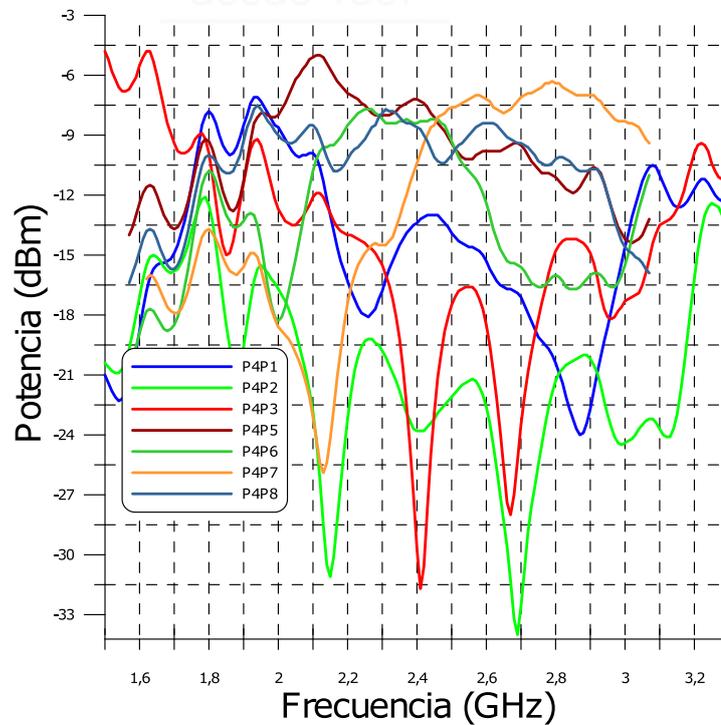
Figura B.9: Mediciones de potencia en matriz de banda angosta y dos cruzadores



ANEXO B. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN DE LOS DIFERENTES ENSAYOS

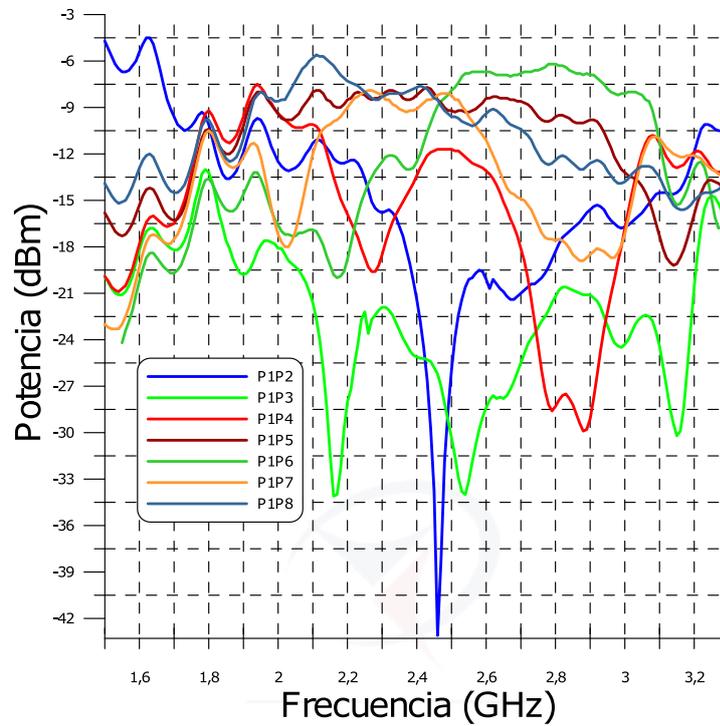


(a) Señal en P_3

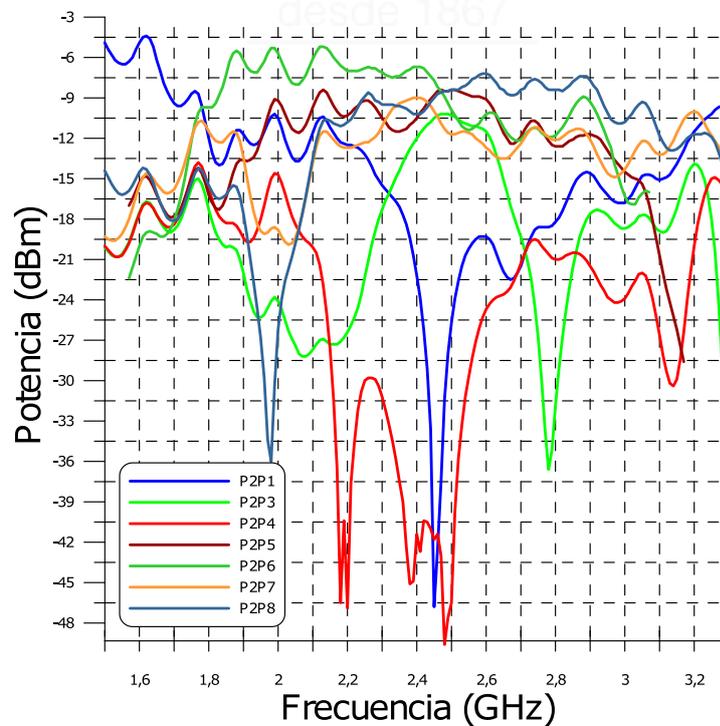


(b) Señal en P_4

Figura B.10: Mediciones de potencia en matriz de banda angosta y dos cruzadores

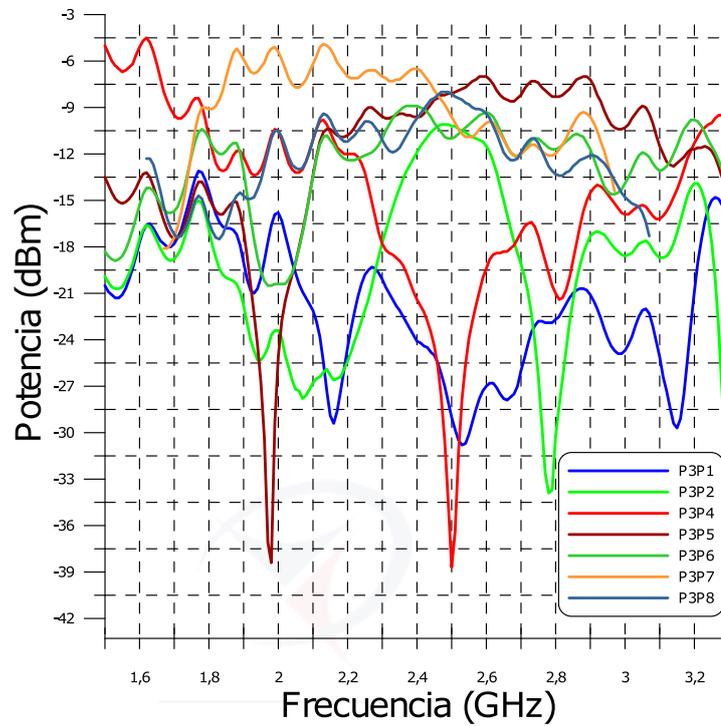


(a) Señal en P_1

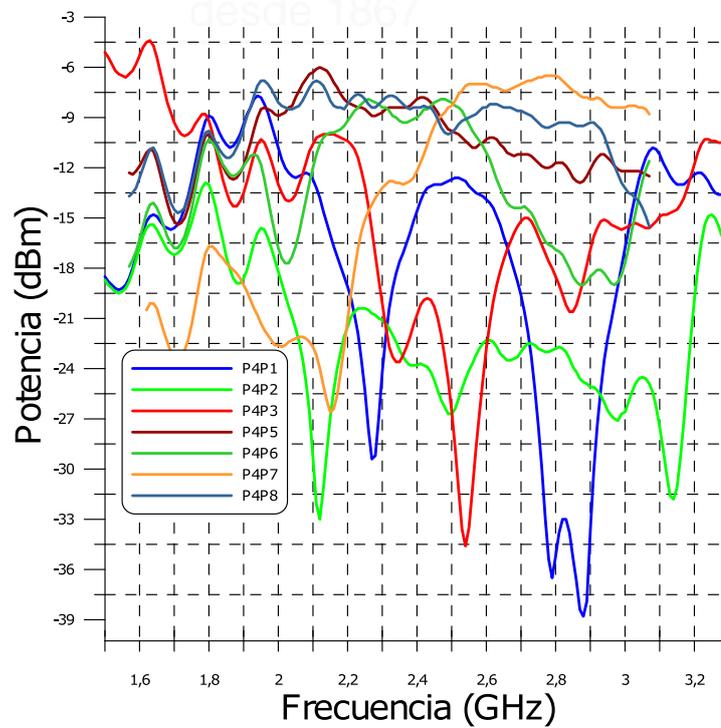


(b) Señal en P_2

Figura B.11: Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores



(a) Señal en P_3

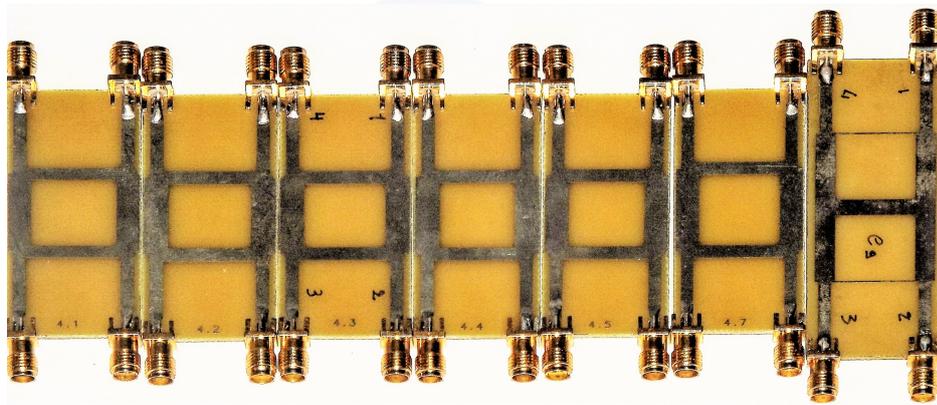


(b) Señal en P_4

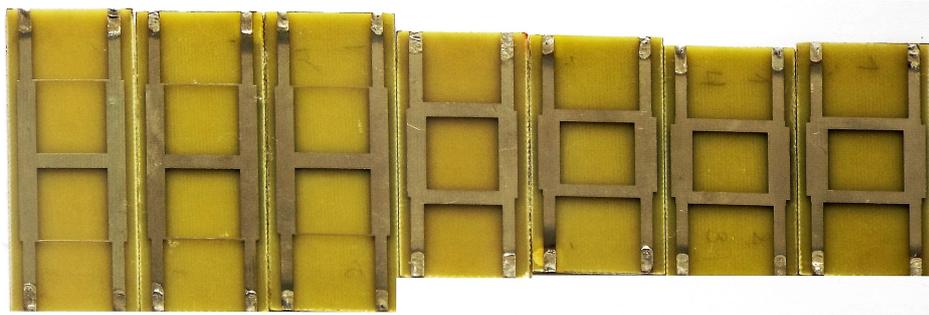
Figura B.12: Mediciones de potencia en matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores

Anexo C

Implementación de elementos y matrices

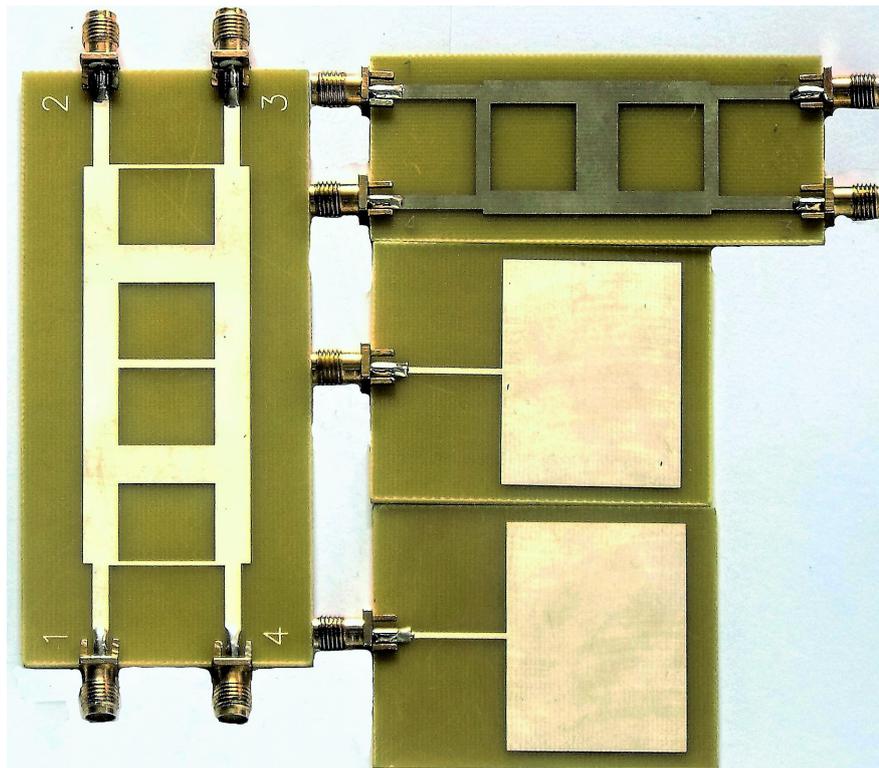


(a)



(b)

Figura C.1: Acopladores caracterizados. Elaboración propia

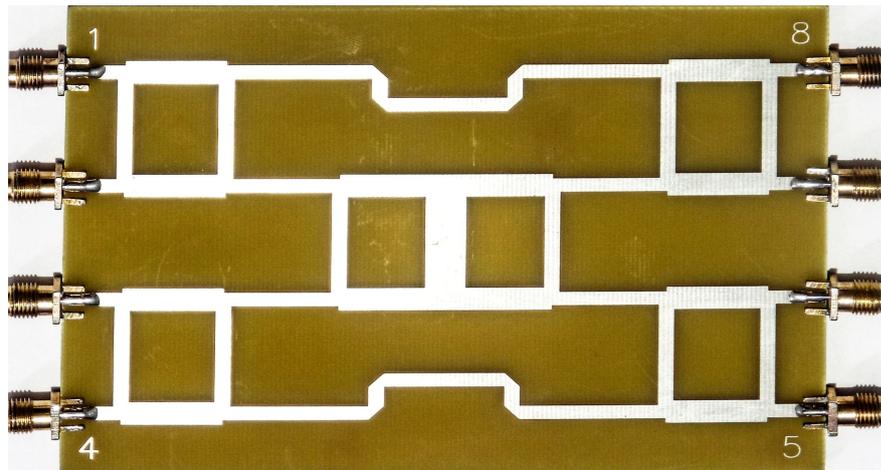


(a)

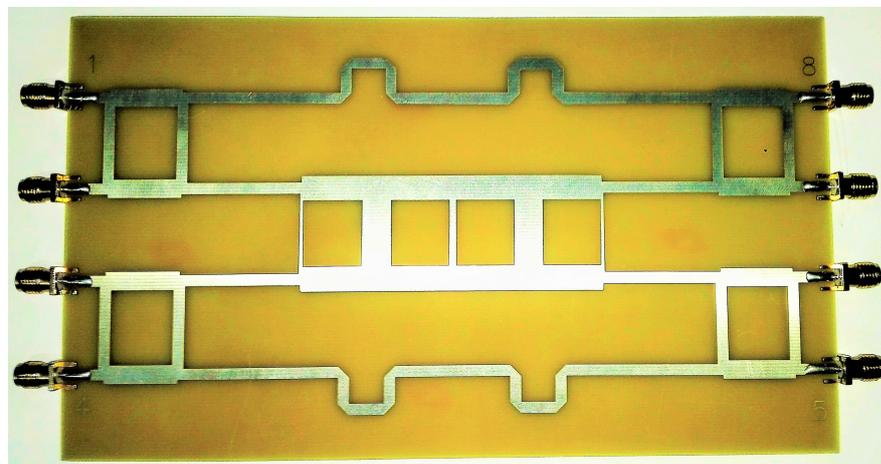


(b)

Figura C.2: Cruzador de banda ancha, banda angosta, antenas y arreglo de antenas. Elaboración propia

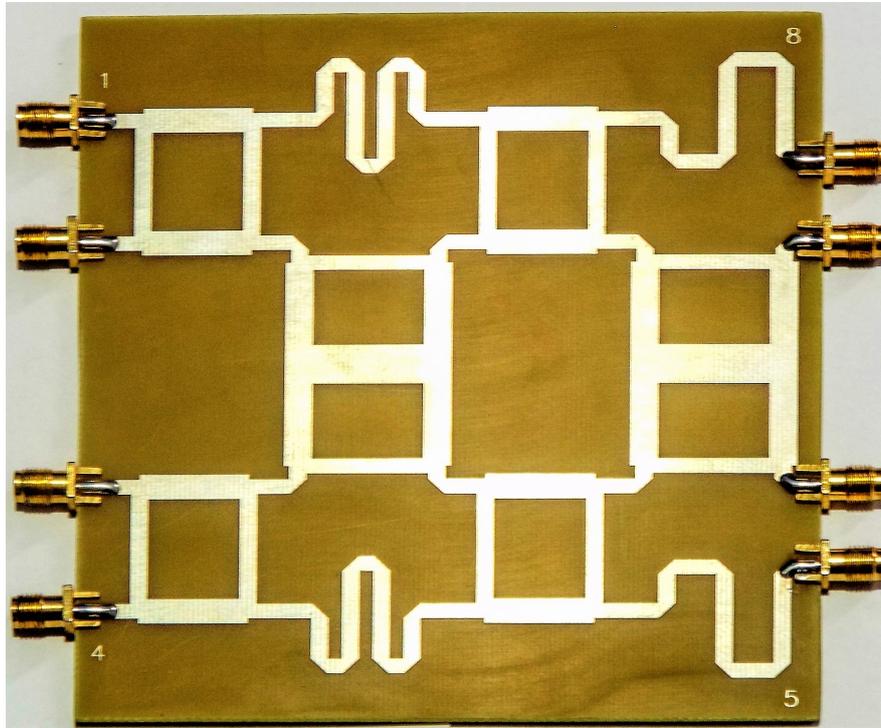


(a) Matriz de banda angosta y un cruzador

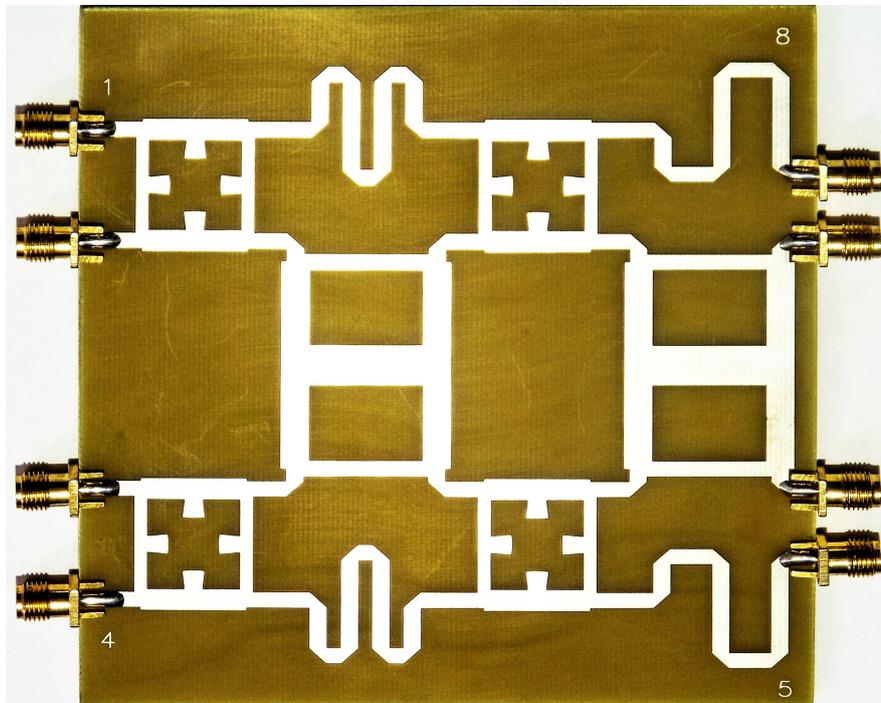


(b) Matriz de banda ancha

Figura C.3: Matrices de Butler implementadas I. Elaboración propia



(a) Matriz de banda angosta y dos cruzadores

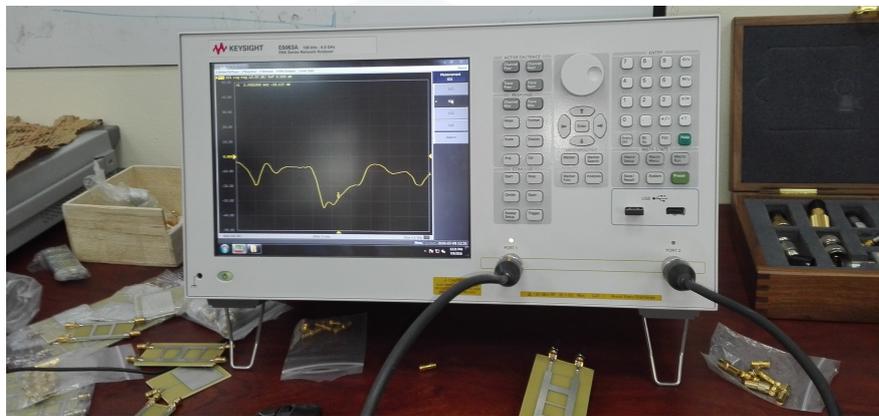


(b) Matriz de banda angosta con acoplador híbrido modificado y dos cruzadores

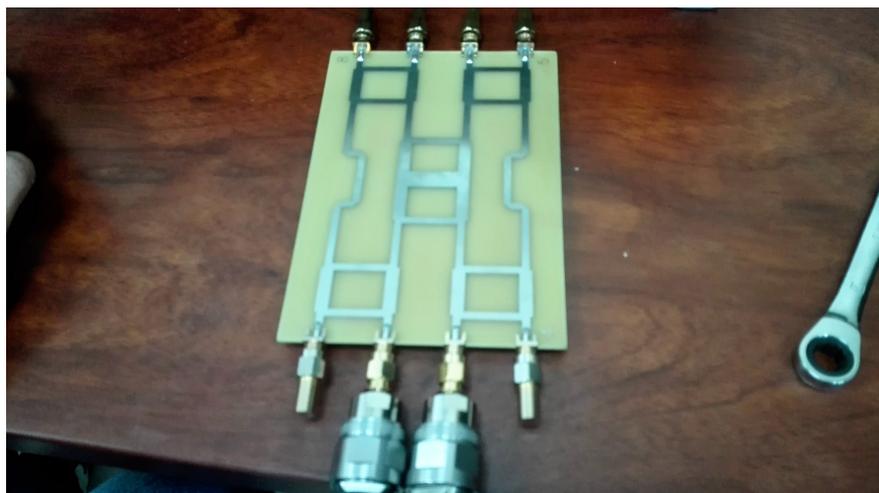
Figura C.4: Matrices de Butler implementadas II. Elaboración propia

Anexo D

Mediciones



(a) VNA KEYSIGHT E5063A



(b) Elemento medido

Figura D.1: Mediciones, laboratorio de telecomunicaciones **UTPL**



(a) Mediciones de potencia, NI-568x



(b) Maqueta para medición del patrón de radiación con NI-PXIe-1075

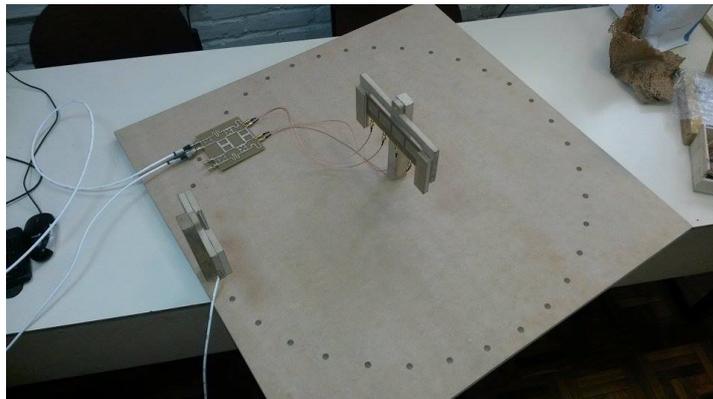


Figura D.2: Mediciones, laboratorio de telecomunicaciones UCUENCA

Bibliografía

- [1] C. Balanis. *ANTENNA DESIGN. Analysis and Design*. John Wiley Sons, Inc., 2005.
- [2] D. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [3] H. Nord. *Implementation of a 8X8-Butler matrix in Microstrip*. PhD thesis, Royal Institute of Technology Stockholm, Wien Technical University, 1997.
- [4] F. Di Paolo. *Network and Devices Using Planar Transmission Lines*. CRC Press LLC, 2000.
- [5] Y. Huang and K. Boyle. *ANTENNA THEORY. From theory to practice*. John Wiley Sons, Inc., 2008.
- [6] F. Lapo. Diseño, simulación e implementación de elementos pasivos de microondas a través de microcinta. *Escuela de Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad Técnica Particular de Loja*, 2016.
- [7] T. Mazri, F. Riouch, and N. El Idrissi. *Application of Butler Matrix to a Tree Structure of Microstrip Antenna Array*. *IJCSI*, 2011.
- [8] O. Jiménez, M. Franco, and J. Sierra. *Introducción a la Tecnología de Antenas Inteligentes*. *Telefónica Móviles España*, 2001.
- [9] M. Bataller, A. Nogueira, C. Fajardo, and D. Reyes. *Antenas de Múltiple Haz Conmutado*. *Ingeniería*, 2003.
- [10] J. Fondevilla. *Síntesis de diagramas de radiación a partir de agrupaciones de antenas con o sin modulación en el tiempo utilizando técnicas estocásticas o cuasi-analíticas*. Universidad de Santiago de Compostela, Departamento de Física Aplicada, Facultad de Física, 2008.



- [11] M. Seco. Diseño de acopladores direccionales de microondas para microondas para matrices de butler. *Dpto. de Ingeniería Informática, Universidad Autónoma de Madrid*, 2009.
- [12] G. González. *MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS. Analysis and Design*. Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [13] J. Miranda, J. Sebastián, M. Sierra, and J. Margineda. *INGENIERÍA DE MICROONDAS, Técnicas Experimentales*. Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [14] R. Ludwig. *RF Circuit Design Theory and Applications*. Pearson Education India, 2000.
- [15] Y. Wang, A. Abbosh, and B. Henin. Wideband microwave crossover using double vertical microstrip-cpw interconnect. *Progress In Electromagnetics Research C*, 32:109–122, 2012.
- [16] S. Wight and W. Chudobiak. The microstrip and stripline crossover structure. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, page 270, 1976.
- [17] B. Schiffman. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 232–237, 1958.
- [18] B. Barcala. *ACOPLADOR BRANCH LINE*. Universidad de Alcalá, 2008.
- [19] D. Martínez. Simulación, implementación y puesta a punto de una antena yagi de 4 elementos a 1,2 ghz: El método de los momentos (mom). *Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, Universidad Industrial de Santander*, 2007.
- [20] *Welcome to Antenna-Theory.com!*, 2012 (visita: Septiembre 20, 2016). <http://www.antenna-theory.com>.
- [21] E. Sayre, M. Baxter, and Y Chen. Limits of fr-4 in high-speed designs. *Successful Design of OC-48/2.5Gbps Interconnects*.