



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
ESCUELA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, TELECOMUNICACIONES
Y REDES

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA PLANA CON
CONTROL DE FASE UTILIZANDO LA MATRIZ DE BUTLER PARA
APLICACIONES RADAR DE CORTO ALCANCE”**

Trabajo de titulación presentado para optar al grado académico de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA, TELECOMUNICACIONES Y REDES

AUTORES: KATHERYNE ELIZABETH GAVILANEZ LOPEZ

DANIEL GUSTAVO RIPALDA CARRANZA

TUTOR: ING. HUGO OSWALDO MORENO AVILES Ph.D

Riobamba-Ecuador

2017

@2017, Katheryne Elizabeth Gavilánez López, Daniel Gustavo Ripalda Carranza.

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de los Autores.

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
ESCUELA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, TELECOMUNICACIONES Y
REDES

El Tribunal del Trabajo de Titulación certifica: “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA PLANA CON CONTROL DE FASE UTILIZANDO LA MATRIZ DE BUTLER PARA APLICACIONES RADAR DE CORTO ALCANCE”, de responsabilidad de Daniel Gustavo Ripalda Carranza y Katheryne Elizabeth Gavilánez López, ha sido minuciosamente revisado por los miembros del Tribunal del Trabajo de Titulación, quedando autorizada su presentación.

NOMBRE	FIRMA	FECHA
Ing. Washington Luna		
DECANO FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA	_____	_____
Ing. Franklin Moreno		
DIRECTOR DE ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN TELECOMUNICACIONES Y REDES	_____	_____
Ing. Hugo Moreno Ph. D		
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN	_____	_____
Ing. Mónica Zabala M. Sc.		
MIEMBRO DEL TRIBUNAL	_____	_____

Nosotros, Katheryne Elizabeth Gavilánez López y Daniel Gustavo Ripalda Carranza, declaramos ser los autores del presente trabajo de titulación: “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA PLANA CON CONTROL DE FASE UTILIZANDO LA MATRIZ DE BUTLER PARA APLICACIONES RADAR DE CORTO ALCANCE”, que fue elaborado en su totalidad por nosotros, bajo la dirección del Ingeniero Hugo Moreno Avilés Ph.D, haciéndonos totalmente responsables de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en este Trabajo de Titulación y el patrimonio de la misma pertenece a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO.

KATHERYNE ELIZABETH GAVILANEZ LOPEZ

DANIEL GUSTAVO RIPALDA CARRANZA

DEDICATORIA

Con profundo amor, cariño y gratitud, a mi familia, mi pilar y fortaleza. Mi papi y mi mami, lo que soy lo soy por ustedes gracias por todo su amor. Cinthya y Andrés, mis hermanos queridos. Marianita, mi apoyo incondicional siempre que necesité palabras de aliento. A Gracianito, Luchito y Lastañita. Mis tías Isabel, Verito, Zoilita, Mercedes; tíos Pepito y Edison, por todo su apoyo brindado, por enseñarme a confiar en mí y hacer este sueño realidad.

Katheryne

A mis padres quienes son mi mayor fortaleza y me impulsan día a día a convertirme en un hombre de bien y en un profesional honesto y humilde, gracias a ustedes he llegado a cumplir esta meta tan importante y por ustedes seguiré esforzándome por cumplir muchas otras. De igual forma con mucho cariño dedico este trabajo a mis hermanos, Carlos y Diana, los quiero mucho y finalmente a mi bella esposa Katherine y a nuestro hermoso bebé, Mathias.

Daniel

AGRADECIMIENTO

A Dios y mi Madre María, por toda su bondad y ternura, sin sus bendiciones no hubiese sido posible llegar tan lejos, gracias mamita por nunca soltar mi mano.

A mis padres Anita y Milton, por su esfuerzo y apoyo, siendo siempre mi impulso y mi mayor orgullo, gracias por ese sacrificio de amor infinito.

A mi familia, que de una u otra forma estuvieron siempre alentándome y de manera muy especial a Isabelita, gracias por ser más que una tía, mi hermana mayor, por todo el apoyo y palabras de aliento en el momento preciso, demostrándome que la distancia no es impedimento para estar cerca de las personas queridas.

Un agradecimiento especial al Doctor Huguito Moreno, la Ingeniera Mónica Zabala y la Ingeniera Andreita Asqui, por la paciencia, confianza y el apoyo brindado para el desarrollo del presente trabajo de titulación.

Y como no a mis amigos, mis hermanos Danny, Felipe, Belén, Sukita, Gaby, Marllory y Carlita, gracias por su amistad tan sincera y todos los momentos compartidos en las buenas y malas de la etapa más bonita de vida, los llevaré siempre en mi corazón.

Katheryne

A Dios por guiarme y darme las fuerzas necesarias para cumplir esta meta tan importante en mi vida, de igual manera agradezco el apoyo y la preocupación de mis familiares que desde el inicio de esta etapa universitaria estuvieron al pendiente de mí, un agradecimiento muy especial a mi tío Edgar. También quiero expresar mi gratitud a mi compañera y amiga Kathy, por todo el tiempo y paciencia invertidos para desarrollar este trabajo. Un sincero agradecimiento a todos mis amigos Felipe, Jonathan, Roberto, David, Gustavo, Henry, Dianita, Marllo, Mayra, Jomy, Belén, Carlita por todos esos momentos compartidos en estos años. Al Doctor Hugo Moreno nuestro tutor de tesis por sus conocimientos, su guía y tiempo.

Daniel

TABLA DE CONTENIDO

PORTADA.....	i
DERECHO DE AUTOR.....	ii
CERTIFICACIÓN.....	iii
DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD.....	iv
DEDICATORIA	v
AGRADECIMIENTO	vi
TABLA DE CONTENIDO.....	vii
ÍNDICE DE TABLAS	x
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xi
ÍNDICE DE GRAFICOS	xiii
ÍNDICE DE ECUACIONES.....	xiv
RESUMEN.....	xvi
ABSTRACT.....	xvii
INTRODUCCIÓN	1
ANTECEDENTES.....	2
SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA	3
JUSTIFICACIÓN TEÓRICA	4
JUSTIFICACIÓN APLICATIVA	4
OBJETIVOS	5
OBJETIVO GENERAL.....	5
OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	5
CAPITULO I	
1. MARCO TEÓRICO.....	6
1.1 Antenas Planares Microstrip	6
1.1.1 Historia general de las Antenas.....	6
1.1.2 Definición.....	8

1.1.3	Antenas Microstrip.....	9
1.1.3.1	Características	10
1.1.3.2	Métodos de Alimentación	11
1.1.4	Parámetros.....	12
1.1.4.1	Impedancia	12
1.1.4.2	Diagrama de radiación	14
1.1.4.3	Densidad de potencia Radiada	16
1.1.4.4	Intensidad de radiación.....	16
1.1.4.5	Directividad.....	17
1.1.4.6	Ganancia.....	17
1.1.4.7	Ancho de Banda	17
1.2	Sistemas Radar	18
1.2.1	Historia	18
1.2.2	Estructura y Funcionamiento de los Sistemas Radares	19
1.2.3	Frecuencia de Operación	21
1.2.4	Tipos	22
1.3	Matriz de Butler	23
1.3.1	Estructura	23
CAPÍTULO II		
2.	MARCO METODOLÓGICO.....	28
2.1	Introducción	28
2.2	Matriz de Butler	29
2.2.1	Cálculo de la dimensión de las líneas de transmisión.	29
2.2.2	Diseño y simulación del acoplador hibrido de cuadratura	30
2.2.3	Diseño y simulación del conmutador de fase o crossover.....	32
2.2.4	Diseño y simulación del Crossover o Cruzador	33
2.2.5	Simulación de la matriz acoplada con todos sus componentes	34
2.3	Diseño y simulación del arreglo de antenas	35
2.3.1	Cálculo de las dimensiones de las antenas parche.....	35

2.3.2	Acoplamiento de la línea de alimentación al parche microstrip.....	36
2.3.3	Simulación del arreglo de antenas parche microstrip.....	39
2.4	Implementación de la matriz de Butler y el arreglo de antenas	39
2.5	Análisis de funcionamiento del prototipo implementado utilizando los módulos USRP-B210 y el analizador de espectro.....	41
CAPÍTULO III		
3.	ANÁLISIS Y RESULTADOS	42
3.1.1	Resultados obtenidos mediante la simulación de la matriz de Butler	42
3.1.2	Resultados de la simulación de la antena parche microstrip	46
3.1.3	Resultados de la simulación de la antena y la matriz de Butler	47
3.1.4	Funcionamiento del prototipo implementado utilizando los módulos USRP-B210 y el analizador de espectro.	48
CONCLUSIONES		54
RECOMENDACIONES		56
BIBLIOGRAFIA		57
ANEXOS		60

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1: Bandas de frecuencia de radar.	21
Tabla 1-2: Parámetros necesarios para el diseño de las antenas parche.....	35
Tabla 1-3: Ángulos Theta y Phi del diagrama de radiación según la simulación.	47
Tabla 2-3: Valores de Potencia con la excitación del puerto 1.	48
Tabla 3-3: Valores de Potencia con el puerto 2 excitado.	49
Tabla 4-3: Valores de Potencia con el puerto 1 y 2 excitados.	49
Tabla 5-3: Valores de Potencia con el puerto 3 excitado.	50
Tabla 6-3: Valores de Potencia con el puerto 1 y 3 excitados.	50
Tabla 7-3: Valores de Potencia con el puerto 2 y 3 excitados.	51
Tabla 8-3: Valores de Potencia con el puerto 4 excitado.	51
Tabla 9-3: Valores de Potencia con el puerto 1 y 4 excitados.	52
Tabla 10-3: Valores de Potencia con el puerto 2 y 4 excitados.	52
Tabla 11-3: Valores de Potencia con el puerto 3 y 4 excitado.	53

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1: Esquema de funcionamiento entre antena transmisora y antena receptora.	8
Figura 2-1: Esquema estructural de una antena microstrip.	9
Figura 3-1: Dimensionamiento de una antena microstrip.	10
Figura 4-1: Tipos de alimentación de una antena microstrip.	12
Figura 5-1: Diagrama de radiación tridimensional	14
Figura 6-1: Patrón de radiación en coordenadas polares y rectangulares.	15
Figura 7-1: Zonas de irradiación de una antena.	15
Figura 8-1: Medición del ancho de banda de una antena.	18
Figura 9-1: Esquema de un sistema radar.	20
Figura 10-1: Forma de una señal transmitida por un radar de impulsos	22
Figura 11-1: Diagrama básico de la matriz de Butler de 4x4.....	24
Figura 12-1: Acoplador Híbrido de cuadratura <i>branch-line</i>	25
Figura 13-1: Acoplador Híbrido de cuadratura <i>branch-line</i> multisección.	25
Figura 14-1: Esquema Conmutador Fase	26
Figura 15-1: Estructura de un Crossover	27
Figura 1-2: Estructura de la Matriz de Butler	29
Figura 2-2: Cálculo de las dimensiones para la línea de transmisión de 50 Ω	30
Figura 3-2: Acoplador híbrido <i>branch-line</i> de dos secciones.....	31
Figura 4-2: Acoplador híbrido <i>branch-line</i> de dos secciones.....	32
Figura 5-2: Crossover tipo schiffman.	32
Figura 6-2: Conmutador de fase modificado y sintetizado.	33
Figura 7-2: Acopladores híbridos acoplados en serie formando un crossover.	33
Figura 8-2: Crossover modificado.	34
Figura 9-2: Diseño de la matriz de Butler con sus componentes.	34
Figura 10-2: Dimensiones del Parche cuadrado Microstrip.....	36
Figura 11-2: Análisis a 3 GHz para la impedancia en el borde del parche.	36
Figura 12-2: Impedancia en el borde del parche cuadrado.	37

Figura 13-2: Dimensiones para el transformador $\lambda/4$	37
Figura 14-2: Transformador $\lambda/4$ acoplado al borde del parche.....	38
Figura 15-2: Arreglo de antenas microstrip.	38
Figura 16-2: Selección de la frecuencia y número de muestras para la simulación.....	39
Figura 17-2: Implementación del Arreglo de antenas parche microstrip.....	40
Figura 18-2: Implementación de la Matriz de Butler implementado	40
Figura 19-2: Esquema utilizado para el sistema de transmisión.	41

ÍNDICE DE GRAFICOS

Gráfico 1-3: Valores de acoplo y aislamiento para el acoplador de cuadratura.....	42
Gráfico 2-3: Desfase para el acoplador hibrido de cuadratura.....	43
Gráfico 3-3: Acoplo y aislamiento para el conmutador de fase.....	43
Gráfico 4-3: Desfase para el conmutador de fase.	44
Gráfico 5-3: Acoplo y Aislamiento para el cruzador.....	44
Gráfico 6-3: Acoplo para la matriz de Butler.....	45
Gráfico 7-3: Aislamiento para la matriz de Butler.....	45
Gráfico 8-3: Desfase en las salidas de la matriz de Butler.....	46
Gráfico 9-3: Ángulos de las salidas a 3 GHz para la matriz de butler.	46
Gráfico 10-3: Sistema transmisor usando el GNU Radio.	47

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1-1	11
Ecuación 2-1	11
Ecuación 3-1	11
Ecuación 4-1	11
Ecuación 5-1	13
Ecuación 6-1	13
Ecuación 7-1	13
Ecuación 8-1	13
Ecuación 9-1	13
Ecuación 10-1	16
Ecuación 11-1	16
Ecuación 12-1	16
Ecuación 13-1	166
Ecuación 14-1	17
Ecuación 15-1	17
Ecuación 16-1	17
Ecuación 17-1	177
Ecuación 18-1	18
Ecuación 19-1	200
Ecuación 20-1	20
Ecuación 21-1	200
Ecuación 22-1	244
Ecuación 23-1	25
Ecuación 24-1	255
Ecuación 25-1	26
Ecuación 26-1	26

INDICE DE ANEXOS

ANEXO A. DATASHEET DE LA USRP B210

ANEXO B. CAPTURA DE PANTALLA DEL GNU-RADIO CON EL TRANSMISOR

ANEXO C. FOTOGRAFÍAS DE LAS PRUEBAS REALIZADAS CON EQUIPOS

ANEXO D. GRÁFICOS DE LOS RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

ANEXO E. IMÁGENES DE LOS RESULTADOS DE LA IMPLEMENTACIÓN

RESUMEN

Aplicando la tecnología microstrip y la técnica de múltiple entrada múltiple salida (MIMO) para sistemas *beamforming*, se desarrolló el diseño e implementación de una antena plana con control de fase utilizando la matriz de Butler para aplicaciones radar de corto alcance. Se realizó el diseño de la matriz de Butler de 4x4, con la configuración y estructuración de sus elementos (híbrido, conmutador de fase y cruzador) a fin de obtener el funcionamiento adecuado para la aplicación requerida; además, se incorporó un arreglo de cuatro antenas parche microstrip, resonantes en la frecuencia de 3 GHz correspondiente a la banda S para sistemas radar, que se acopló con la matriz de Butler para controlar la fase dependiendo de los puertos excitados. En la construcción se utilizó cuatro conmutadores híbridos *branch-line* de dos secciones modificados que permiten un desfase de la señal en 90°, dos conmutadores de fase de 45° y un cruzador que admite el cruce de dos señales, mantiene un alto aislamiento y no afecta las propiedades electromagnéticas de las señales. Se logró obtener un control de fase cambiando la configuración de los puertos, demostrándolo con los resultados en la simulación y las pruebas de laboratorio. Una vez determinados los ángulos de radiación para las distintas configuraciones, se concluye que, es aplicable a sistemas radares de corto alcance, pues se puede direccionar el lóbulo de radiación en diferentes zonas, con la excitación de los puertos de entrada, sin la necesidad de estructuras mecánicas que realicen el direccionamiento de la antena. En el caso de requerir un control más preciso con mayor número de lóbulos de radiación, se recomienda utilizar una matriz de Butler con mayor número de puertos.

Palabras Claves: <TECNOLOGIA Y CIENCIAS DE LA INGENIERIA>, <TELECOMUNICACIONES>, <MICROSTRIP (TECNOLOGÍA)>, <MATRIZ DE BUTLER>, <FORMACIÓN DE HAZ (BEAMFORMING)>, <ANTENAS PARCHES>, <MIMO (TECNOLOGÍA)>.

ABSTRACT

Applying the microstrip technology and the multiple input, multiple output (MIMO) technique for beamforming systems, the design and implementation of a phase-controlled flat antenna using the Butler matrix for short-range radar application was developed. The 4x4 Butler matrix was designed, with the configuration and structuring of its elements (hybrid, phase switch and cruiser) in order to obtain the proper operation for the required application; In addition, an array of four microstrip patch antennas, resonant at the 3 GHz frequency corresponding to the S band for radar systems, it was coupled with the Butler matrix to control the phase depending on the excited ports. In the construction, four branch-line hybrid switches of two modified sections were used which allow a 90 ° phase offset, two 45 ° phase switches and a cruiser that supports the crossing of two signals, it maintains a high isolation and does not affect the electromagnetic properties of the signals. It was possible to obtain a phase control by changing the configuration of the ports, demonstrating it with the results in the simulation and the laboratory tests. Once the radiation angles are determined for the different configurations, it is concluded that, it is applicable to radar systems of short reach, because the radiation lobe can be directed in different zones with the excitation of the ports of entry without the necessity of mechanical structures that perform antenna routing. In the case of requiring a more precise control with greater number of radiation lobes, it is recommended to use a Butler matrix with more ports.

Key words: <TECHNOLOGY AND SCIENCES OF ENGINEERING>, <TELECOMMUNICATIONS>, <MICROSTRIP (TECHNOLOGY)>, <BUTLER MATRIX>, <BEAMFORMING FORMATION>, < PATCH ANTENNAS >, <MIMO (TECHNOLOGY)>.

INTRODUCCIÓN

Una de las tecnologías con alto desarrollo e investigación en la última década es la fabricación de antenas con tecnología microstrip y a su vez los sistemas de *beamforming* o control de fase mediante la utilización de componentes MIMO (Múltiple entrada Múltiple salida) para alimentar arreglos de antenas de barrido. Como un aporte a la investigación en este campo, se propone realizar el diseño y la implementación de una antena plana con control de fase utilizando la matriz de Butler aplicada en el campo radar de corto alcance.

En cuanto a sistemas radar, el mecanismo más usado para radiar en los diferentes ángulos requeridos, es con movimientos mecánicos de la antena transmisora, es por esto, que se propone controlar la fase o ángulos del patrón de radiación mediante la utilización de la matriz de Butler de 4x4. Este dispositivo es circuito de microonda conformado por acopladores y desfasadores que permiten controlar el haz según la excitación de los puertos de entrada.

A través de la investigación, se determina los parámetros y características de funcionamiento y operación de los dispositivos diseñados (matriz de Butler y arreglo de antenas microstrip), con aplicación al campo radar, utilizando la frecuencia a 3 GHz en la banda S. Una vez realizado el diseño y adaptación, se obtiene resultados previos mediante la simulación, que serán comparados luego de la implementación con los arrojados en las pruebas de laboratorio con los equipos correspondientes.

Para realizar el diseño y la simulación, se utiliza el programa AutoCAD y Ansoft Designer SV (versión estudiante en los dos casos) respectivamente. Una vez analizados los resultados de la simulación, se procede a la implementación y con este prototipo a la realización de pruebas de laboratorio para determinar el comportamiento en comparación a los resultados arrojados de la simulación

Como propósito, se pretende determinar si el funcionamiento de esta tecnología aplicada a radares, brinda los mismos resultados o mejores que con la utilización de sistemas mecánicos que muevan la antena. Aportando con la investigación y desarrollo de las aplicaciones de antenas parche microstrip y utilización de sistemas *beamforming*, como lo es en este caso la matriz de Butler.

ANTECEDENTES

Los experimentos realizados por Michael Faraday sobre la inducción de campos magnéticos y producción de corriente eléctrica en 1831, dan lugar a que James Clerk Maxwell estableciera interdependencia entre la electricidad y el magnetismo, surgiendo las ecuaciones de Maxwell, principio fundamental del electromagnetismo (1873), por los años de 1887 Heinrich R. Hertz con su experimento dio validez a la teoría de Maxwell. A partir de estos principios se dio lugar al estudio de elementos radiantes con la utilización de circuitos que más adelante se conocerían como antenas.

En el año de 1930, por accidente se detecta un avión en vuelo, siendo el inicio de la aplicación de circuitos radiantes con fines de detección de objetos, en la actualidad conocidos como sistemas radares, continuando con el estudio se descubrió el Magnetron en 1940 en Gran Bretaña por Boot y Randall, siendo unos de los primeros pasos para el perfeccionamiento del “RADAR”, del acrónimo Radio Direction And Ranging. (Balanis, 2005, p.20; Barrera y García, 2012, pp.1-8)

Durante la segunda guerra mundial se dio un esfuerzo considerable en el desarrollo de tecnologías de comunicación y sistemas radares, dando lugar a las antenas microondas con un rápido despliegue para aplicaciones radares, años después aparece el primer radiotelescopio que trabajaba en la banda de 200 a 300 MHz. Con el avance en la tecnología de los computadores, se dio paso al progreso de la teoría de antenas que se conoce en la actualidad, puesto que eran consideradas como parte secundaria en un sistema, y ahora son parte fundamental. A partir de los años de 1950 se evidencia la utilización de circuitos impresos planares basados en líneas de transmisión, empezando a tomar notoriedad en los años de 1970 con el nombre de antenas microstrip, siendo publicada una primera edición sobre este tipo de antenas en la revista IEEE Transaction en 1979.

La innovación en la miniaturización de las antenas y el esmero por lograr un control de fase con la utilización de arreglos de barrido para el control de la fase del diagrama de radiación, han sido de gran importancia en el avance tecnológico en cuanto a antenas aplicadas a sistemas radares, utilizados principalmente en la actualidad en la detección de objetos ya sea en el campo de aviación, aeronáutica, satelital, velocidad máxima en carreteras, meteorología, entre otras, trabajando en rangos de frecuencias de microondas, permitiendo tener una óptima radiación y bajas pérdidas de reflexión. (Time Rime, <http://timerime.com/es/periodos/3275330/Comunicaciones+radioelectricas/>)

Con el avance tecnológico y la necesidad de impulsar la investigación con respecto al tema propuesto, la Facultad de Informática y Electrónica, cuenta con el sistema de Radio Definido por Software (SDR) denominado USRP (Sistema Periférico Universal de Radio); que es utilizado básicamente para transmisión y recepción de señales de radio y su respectivo proceso mediante la utilización de software. Además, se cuenta con el analizador de espectro requerido para la recepción de las señales de radio, contando con los recursos necesarios para la ejecución de trabajo de titulación presentado.

FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

En aplicaciones radar se cuenta con dos mecanismos para la detección de objetos en un rango determinado, el primer método es realizando un barrido de la zona radiando energía con la antena en movilización mecánica; el segundo, utilizando el método de *beamforming* o formación de fase, es decir, controlando la fase del diagrama de radiación sin la necesidad del movimiento mecánico de la antena. En el presente trabajo se plantea determinar si utilizando un control de fase mediante la implementación de la matriz de Butler, se obtiene mejores resultados que con la utilización del mecanismo tradicional de barrido para la detección de objetos.

SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA

¿Será posible obtener resultados similares del funcionamiento de un arreglo de antenas planar con frecuencia de operación en la banda S mediante la simulación en software libre y la implementación del prototipo?

¿Con la utilización del método *beamforming* a través de la matriz de Butler, se obtendrá mejores resultados que con la utilización del método tradicional?

¿Se obtendrá resultados similares en la simulación e implementación de la antena acoplada a la matriz de Butler?

¿La implementación del arreglo de antenas parche microstrip y la matriz de Butler permitirán obtener las características deseadas en cuanto al control de fase requerido para el uso en sistemas radar?

JUSTIFICACIÓN TEÓRICA

Se propone realizar un diseño funcional de antena aplicada a sistemas radar, aplicando la teoría y técnicas de diseño de antenas con tecnología microstrip, con el objetivo de crear un prototipo con los lineamientos y características necesarias para establecer el control de fase. Se realizará simulaciones para obtener resultados previos y posteriormente se verificará con equipos de medición, estableciendo parámetros de operación y la funcionalidad del proyecto.

El diseño se perfila en la aplicación de teorías como la propagación en líneas de transmisión microstrip, propiedades del parche en antenas de la misma tecnología (dimensionamiento para las frecuencias de operación) optimizando el ancho de banda y niveles de resonancia que permita operar en sistemas radares con bajos niveles de atenuación y pérdidas.

Para emitir radiación con un haz determinado, se utiliza sistemas *beamforming*, en este caso se pretende utilizar tecnología MIMO (múltiple entrada múltiple salida) como lo es la matriz de Butler, controlando el lóbulo de irradiación sin la necesidad de un dispositivo mecánico que mueva la antena para la detección de objetos en el rango requerido.

Del prototipo de antena microstrip con control de fase utilizando la matriz de Butler, se espera resultados similares al método convencional, es decir, un patrón de radiación en los ángulos θ y ϕ con las mismas características que si se radiara con una antena que se mueve mecánicamente.

JUSTIFICACIÓN APLICATIVA

El propósito de construir este tipo de antena es utilizar materiales de fácil adquisición en el medio con costos reducidos. Este proyecto permite una aplicación práctica de los conocimientos sobre teoría de antenas, tipos y características de sustratos, métodos de diseño y alimentación, manejo de software para la simulación, etc., que facilitan el desarrollo del proyecto.

En el diseño se utilizará agrupaciones de antenas para obtener alta directividad, un ancho de banda aceptable y sobre todo un control del haz de radiación, variándolo electrónicamente para modificar la amplitud y la fase según la alimentación de los puertos de una matriz de Butler, puesto que esta divide la potencia de entrada a los parches del arreglo de antenas microstrip generando desfases en su haz.

Puesto a que la Facultad de Informática y Electrónica, ha adquirido sistemas de Radio Definido por Software (SDR) denominados USRP (Sistema Periférico Universal de Radio) y cuenta con el analizador de espectro, se propone implementar el prototipo descrito para comprobar el funcionamiento, utilizando la tarjeta USRP como procesador de la señal de transmisión y comprobando el comportamiento del patrón de radiación con el analizador de espectro.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar una antena plana con control de fase utilizando la matriz de Butler para aplicaciones radar de corto alcance.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Investigar el funcionamiento y operación de sistemas radares y la matriz de Butler para determinar los parámetros y características del diseño.
- Diseñar un arreglo de antenas planares para la banda de frecuencia S utilizando software libre.
- Diseñar un control de fase de radiación utilizando la matriz de Butler para adaptarlo al arreglo de antenas diseñado.
- Simular y optimizar la antena y su control de fase en software CAD de aproximación numérica.
- Implementar la antena y realizar pruebas en sistema radar para verificar la capacidad receptiva en la banda de frecuencia S.
- Verificar el funcionamiento de la antena al recibir las frecuencias de operación bajo un análisis del espectro en entornos de laboratorio.

CAPITULO I

1. MARCO TEÓRICO

1.1 Antenas Planares Microstrip

1.1.1 *Historia general de las Antenas*

Los experimentos y descubrimientos de Charles Agustin de Coulomb, Alessandro Volta, André Marie Ampere y Georg Simon Ohm relacionados con la corriente, tensión y resistencia, permitieron que Michael Faraday en 1831, demostrara que un campo magnético variable podía producir una corriente eléctrica, dando lugar a que James Clerk Maxwell en 1873, estableciera interdependencia entre la electricidad y el magnetismo, desarrollando así Ecuaciones de Maxwell, principio fundamental del electromagnetismo. (Universidad Politécnica De Valencia, 2017, p.01, http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf)

Entre sus estudios, Maxwell demostró también que la luz era electromagnética y que ésta viajaba a la misma velocidad que las ondas electromagnéticas. Pero no fue hasta 1886, que se dio validez a las ecuaciones de Maxwell con los experimentos y el primer sistema inalámbrico del profesor Heinrich Rudolph Hertz, en su experimento produjo una longitud de onda de 4 m con un dipolo transmisor de $\lambda/2$ detectado como una chispa en el espacio. (Balanis, 2005, p.20)

Entre los años de 1894 y 1900 se dieron avances en cuanto a dipolos bicónicos, cargas inductivas, circuitos resonantes, primeros descubrimientos de los arreglos de antenas, antenas de microonda como reflectores parabólicos, lentes, bocinas y guías de onda, desarrollados por Oliver J. Lodge, Sydney George Brown y James Erskine Murray. (Universidad Politécnica De Valencia, 2017, p.02, http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf)

En 1901, se envía señales a grandes distancias. Guglielmo Marconi realizó la primera transmisión transoceánica entre Cornualles en Gran Bretaña y Terranova en Canadá. Como antena transmisora se utilizó un monopolo de 50 hilos en forma de abanico sostenidos por dos postes de madera de 48 m y separados 60 m. A una frecuencia de 820 kHz, una longitud de onda igual a 366 m y una potencia de 15kW, se recibió la señal teniendo como antena receptora un alambre de 200 m tirado

y sostenido por una cometa. Siendo este el principio de la comunicación a grandes distancias empleando antenas. (Balanis, 2005, p.20; Universidad Politécnica De Valencia, 2017, p.03 http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf)

A Partir de los descubrimientos de Marconi entre los años 1910-1929, se realizaron experimentos con elementos radiante relacionados con hilos como un monopolo o verticales formando un reflector parabólico, con frecuencias dentro de la banda UHF y potencias muy elevadas. A partir de la invención del tríodo se empieza a desarrollar la radiodifusión, con emisiones diarias de música en New Rochelle en New York; también se construyó antenas para comunicaciones, para ayuda en la navegación y sistemas de detección de objetos. (Universidad Politécnica De Valencia, 2017, p.04, http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf)

Entre los años 1930-1939, se empezó a trabajar en frecuencias LF, MF, y HF, conocidas como microondas, permitiendo que la dimensión de las antenas sea menor en comparación a la longitud de onda. Se inician los primeros experimentos de televisión, con la transmisión de los juegos olímpicos de Berlín en 1936, como antena se tenía una agrupación circular de dipolos. Como el avance más importante de estos años se tiene la invención de la ranura resonante en 1939. En este siglo también se detecta por primera vez un avión en movimiento, siendo esto el inicio del desarrollo del RADAR. (Time Rime, <http://timerime.com/es/periodos/3275330/Comunicaciones+radioelectricas/>)

Durante la segunda Guerra mundial, se dio un reconocible avance en el desarrollo de la tecnología de antenas de microondas para aplicaciones radar. Se utilizaban nuevos elementos como: aberturas de guías de onda, reflectores, lentes y bocinas. Como una de las contribuciones más importantes tenemos el generador de microondas como el magnetrón y el Klystron, que operaban a frecuencias superiores a 1 GHz. (Balanis, 2005, p.21)

La década de los 50, se destaca por la utilización de ranuras, espirales y dipolos y el desarrollo de: el cilindro ranurado, la antena dipolo-ranura, la espira del cuadro de Orr, ranuras sobre el fuselaje de los aviones, ranuras circulares, la antena hélice. Antenas de banda ancha. (Universidad Politécnica De Valencia, 2017, pp. 09-10, http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf)

Desde los años 60 hasta los 90, se desplegó la tecnología y arquitectura de computadores, permitiendo un impacto trascendental en la teoría moderna de antenas. Entre los años setentas se empezaba a analizar configuraciones complejas de sistemas de antenas con la utilización de métodos numéricos (Balanis, 2005, p.21). Con la utilización de ordenadores para el cálculo, se desarrollaron técnicas como la Transformada de Fourier (FFT), la Teoría Geométrica de Difracción (GTD), Espectro Angular de Ondas Planas (PWS), Método de los Momentos. (Universidad Politécnica De Valencia, 2017, p.14, http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf)

Como uno de los avances recientes tenemos el arreglo de barrido de fase, con este se puede controlar la forma del diagrama de radiación mediante el control de la fase de cada una de las antenas que forman el arreglo. de esta forma también se desarrollan las antenas adaptativas, son arreglos capaces de ajustar su diagrama de radiación como sea requerido, dependiendo de la fase y amplitud recibida de una fuente externa. Con todo el avance anteriormente descrito, se llega a la medida de antenas en campos próximos, superficies planas, cilíndricas y esféricas; con el desarrollo de instrumentación y tecnología para realizar esta actividad. (Universidad Politécnica De Valencia, 2017, pp.14-17, http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf)

1.1.2 Definición

En una comunicación inalámbrica, se utiliza la propagación de la energía electromagnética. En estos sistemas de comunicación el elemento fundamental es la antena. Según la IEEE, una antena es la parte de un sistema transmisor o receptor designado a radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std 145, 1983, p.4). Generalmente es un dispositivo metálico, que convierte la onda guiada por una línea de transmisión en ondas electromagnéticas que se transmiten al espacio libre en un sistema transmisor y viceversa en un receptor (Balanis, 2005, p.1).

A pesar del principio de reciprocidad, las antenas transmisoras tienen características diferentes a las receptoras. Una antena transmisora radia potencia en una frecuencia específica y con las características de direccionalidad requeridas, tolerando fuertes corrientes y tensiones. Mientras que, la antena receptora capta señales muy débiles presentes en el espectro radioeléctrico dentro de una amplia gama de frecuencias (Vaca y Venegas, 2011, p.14).

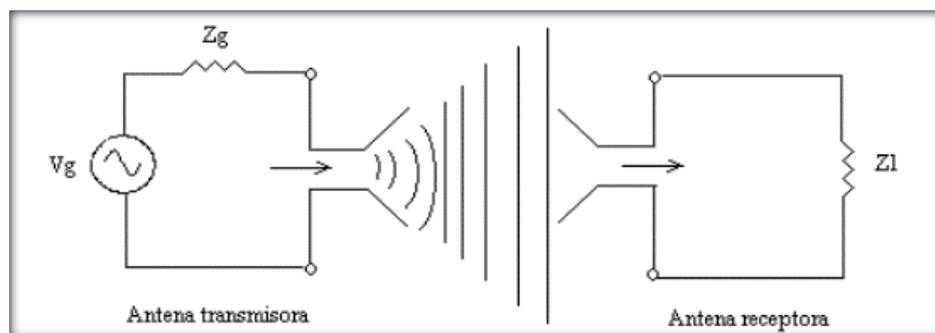


Figura 1-1: Esquema de funcionamiento entre antena transmisora y antena receptora.

Fuente: Villar, 2012, p.6.

En cuanto a la estructura de la antena, podemos decir que el transmisor está definido como una fuente Thévenin, en el cual, se presenta un generador de tensión y un conjunto de impedancias en serie, permitiendo dotar una potencia de transmisión y generando de esta manera una onda esférica que a largas distancias simula una onda plana. Por el contrario, la antena receptora capta la porción de onda propagada y proporciona la potencia recibida a la impedancia de carga del receptor. En la figura 1-1, se muestra el funcionamiento descrito de una antena transmisora y su receptora (Villar, 2012, p.6).

1.1.3 Antenas Microstrip

Este tipo de antenas es uno de los más utilizados por la tecnología desarrollada y sus múltiples ventajas como lo es la transmisión a frecuencias elevadas, bajos costos, fabricación sencilla y de peso ligero, permitiendo una versatilidad en términos de frecuencia de resonancia, polarización, patrón de radiación e impedancias. Por su estructura característica, pueden montarse sobre la superficie de aviones, naves espaciales, satélites, misiles, automóviles, así como también en aplicaciones como dispositivos inalámbricos, teléfonos celulares, GPS, comunicaciones satelitales, etc. (Balanis, 2005, pp. 4-5, 811).

El primer concepto de antenas microstrip fue propuesto por primera vez en el año de 1953 por Deschamps y los primeros prototipos fueron construidos en la década de los 70 por Howell y Munson. Se desarrollaron a partir de los primeros circuitos impresos o llamados *striplines*, usando el criterio de líneas de transmisión y resonadores sobre un sustrato dieléctrico (Garg et al., 2001, p.1).

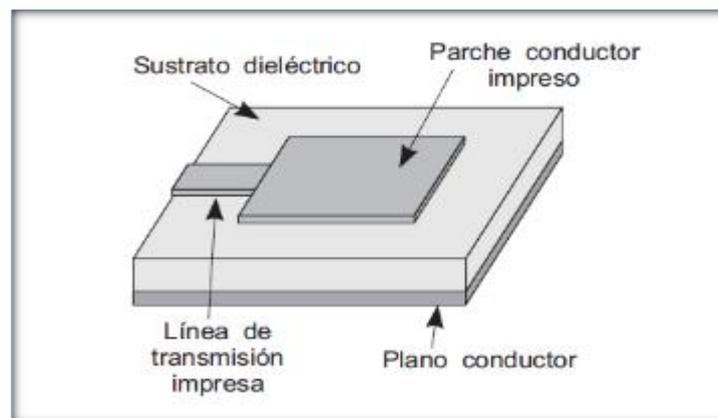


Figura 2-1: Esquema estructural de una antena microstrip.

Fuente: Cardama et al, 2002, p.271

Las antenas impresas o más conocidas como antenas microstrip, están constituidas por un parche radiador (metálico) con dimensiones comparables a la longitud de onda dispuesto en la parte superior del sustrato dieléctrico y por debajo de este se dispone un plano a tierra (parche metálico)

como se muestra en la figura 2-1. Normalmente como material del parche se tiene cobre u oro y pueden tomar cualquier tipo de forma, pero con la finalidad de simplificar el análisis y rendimiento, se usa geometrías regulares (Cardama et al, 2002, p.270; Garg et al., 2001, p.1).

El grosor de la placa es muy pequeño en comparación a la longitud de onda en el espacio libre (λ_0), oscila entre $0.003\lambda_0$ y $0.05\lambda_0$ sobre el plano a tierra. El parche y el plano de tierra se encuentran separados por una lámina dieléctrica o llamado también sustrato, con una constante dieléctrica (ϵ_r) en el rango de 2.2 y 12, los más utilizados si se requiere mayor ancho de banda y eficiencia son los sustratos gruesos con menor constante dieléctrica, mientras que, para circuitos de microondas se usa los sustratos finos con constantes dieléctricas superiores. (Balanis, 2005, p.812).

Se posee cuatro tipos de antenas utilizando la tecnología microstrip, siendo estas: antenas parche, antenas ranura, dipolos y antenas travelling-wave. Pero en el presente trabajo se detallará únicamente las antenas parche microstrip (Garg et al., 2001, p.8).

1.1.3.1 Características

Para realizar el diseño del parche con tecnología microstrip, se utilizan estos tres modelos más conocidos: modelo por línea de transmisión, modelo de cavidades y modelo de onda completa. El método por línea de transmisión estudia la antena tipo parche separada por una línea de transmisión con impedancia y de longitud L .

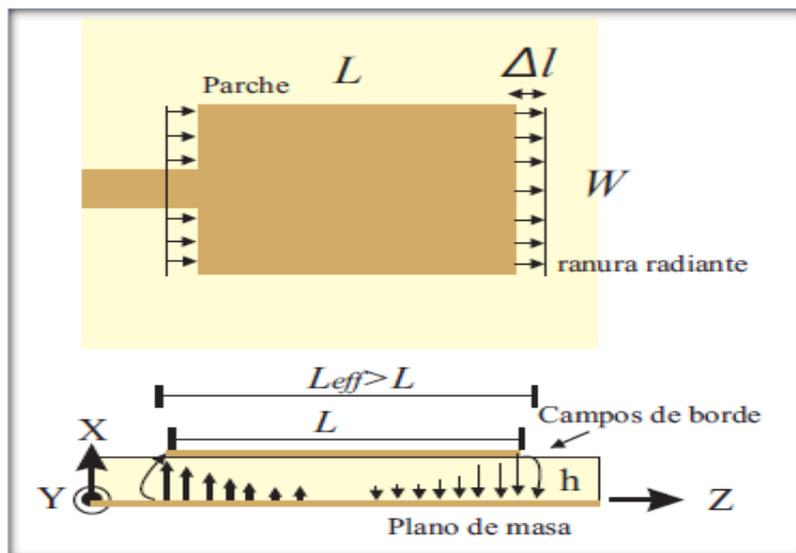


Figura 3-1: Dimensionamiento de una antena microstrip.

Fuente: Ramírez, 2013, p.49.

Para determinar la frecuencia de resonancia de la antena se toma en consideración las dimensiones del parche (L, W), la altura del sustrato (h) y la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r) como valores primordiales. En este caso se pretende determinar las dimensiones del parche a partir de la frecuencia de resonancia, por lo que se plantea el siguiente procedimiento con la utilización de las ecuaciones descritas a continuación a partir de la figura 3-1.

$$W = \frac{1}{2f_0\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad \text{Ecuación 1-1}$$

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad \text{Ecuación 2-1}$$

$$\Delta L = 0412h \frac{(\epsilon_{reff}+0.3)(\frac{W}{h}+0.264)}{(\epsilon_{reff}+0.258)(\frac{W}{h}+0.8)} \quad \text{Ecuación 3-1}$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \sqrt{\frac{1}{1+12\frac{h}{W}}} \quad \text{Ecuación 4-1}$$

Donde:

W = Ancho del parche radiador.

h = Altura del sustrato.

f_0 = frecuencia de operación de la antena (KHz).

μ_0 = Permeabilidad en el espacio libre, $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{ H/m}$.

ϵ_0 = Permitividad en el espacio libre, $\epsilon_0 = 8.854 * 10^{-12} \text{ F/m}$.

ϵ_r = Constante dieléctrica del sustrato.

ϵ_{reff} = Constante dieléctrica efectiva.

1.1.3.2 Métodos de Alimentación

En cuanto a los métodos de alimentación de una antena parche microstrip, se clasifican dependiendo si mantienen contacto físico o no. Entre las técnicas de contacto físico tenemos: alimentación mediante línea de transmisión y alimentación mediante cable coaxial. Mientras que entre las técnicas sin contacto físico están: alimentación mediante acoplamiento por apertura y alimentación mediante acoplamiento por proximidad (Balanis, 2005, p.814). Debido a la aplicación en el presente trabajo de la técnica de alimentación mediante línea de Transmisión (microstrip line), se detallará y describirá únicamente este método.

La alimentación por línea de transmisión o línea microstrip, consiste en conectar una tira conductora (de anchura mucho menor en comparación a las dimensiones del parche) directamente

a uno de los bordes o insertando la línea en el parche, como se lo muestra en la figura 4-1. El ajuste de la línea microstrip y el parche se lo realiza mediante el acople a uno de los bordes o dejando una pequeña abertura entre estos con la finalidad de adaptar impedancias, generalmente a 50Ω utilizando un tramo de línea de un cuarto de longitud de onda (Garg et al., 2001, pp.18-19).

Es uno de los métodos más utilizados debido a su simplicidad de fabricación, puesto a que se construyen la línea microstrip y el parche sobre el mismo sustrato y en la misma estructura, resultando fácil el control de la posición de inserción. Como una desventaja se tiene que, a medida que aumenta el espesor del sustrato, aumentan las ondas superficiales y la radiación de alimentación espuria, limitando el ancho de banda (2-5%) y provocando lóbulos secundarios indeseados en el diagrama de radiación (Balanis, 2005, p.813; Jiménez, 2011, pp.98-99).

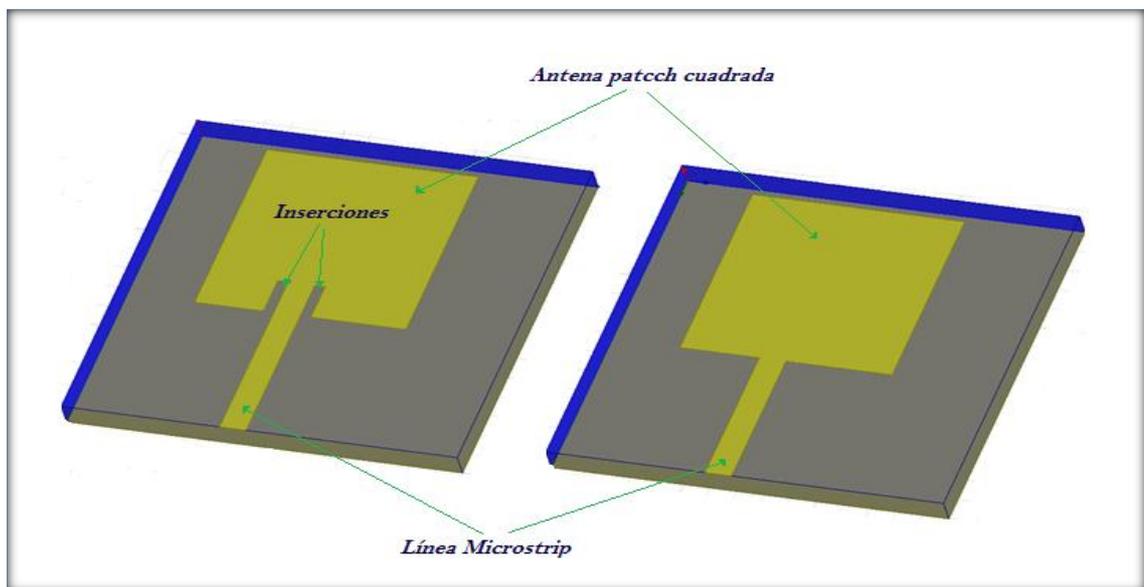


Figura 4-1: Tipos de alimentación de una antena microstrip.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

1.1.4 Parámetros

Al estudiar el funcionamiento de una antena dentro de un sistema transmisor o receptor, es necesario definir algunos parámetros que describan el rendimiento de la misma. A continuación, se describirán los parámetros más significativos en el desarrollo del presente trabajo.

1.1.4.1 Impedancia

Para realizar la conexión entre el transmisor/receptor y una antena, se utiliza una línea de transmisión o guía de onda. Para conseguir una máxima transferencia de potencia, estos elementos

deben estar adaptados, considerando el concepto de impedancia de entrada. Permitiendo que la antena radie el máximo de potencia con una pérdida mínima (Cardama et al, 2002, pp.17-18).

La impedancia de una antena (Z_A), se define como: la relación de la tensión a la corriente entre los terminales conductores de una antena y su línea de transmisión. O puede definirse también como la relación de los componentes apropiados campo eléctrico al campo magnético entre la antena y su guía de onda. Sin carga conectada, esta definición se muestra en la ecuación 5-1:

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A \quad \text{Ecuación 5-1}$$

$$R_A = R_r + R_L \quad \text{Ecuación 6-1}$$

Debido a que la impedancia está denotada de forma fasorial, se posee una parte real y una parte imaginaria. Donde, R_A es la parte real que representa a la resistencia óhmica de la antena en sus terminales y se forma de la suma de la resistencia de radiación R_r y la resistencia de pérdida de la antena R_L . La reactancia de la antena en sus terminales, está representada por X_A y es la parte compleja (Balanis, 2005, p.82).

Una antena es resonante cuando la corriente y voltaje están en fase, es decir, la impedancia es puramente resistiva. En el caso contrario, la antena no es resonante y mostrará reactancia y resistencia. Al radiar energía, la antena presenta una pérdida en la potencia debido a la resistencia de radiación R_r , deduciendo la ecuación 7-1 y la ecuación 8-1, de la potencia entregada.

$$P_e = P_r + P_L \quad \text{Ecuación 7-1}$$

$$P_e = I^2 R_r + I^2 R_L \quad \text{Ecuación 8-1}$$

Donde:

P_e = Potencia entregada de la antena.

P_r = Potencia radiada de la antena.

P_e = Potencia de pérdidas de la antena.

Teniendo como finalidad obtener la eficiencia de la antena (η_1), que no es más que el rendimiento de la misma, relacionando la potencia radiada con la entregada, describiéndolo de la siguiente manera en la ecuación 9-1 (Cardama et al, 2002, pp.17-18).

$$Q_1 = \frac{P_r}{P_e} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad \text{Ecuación 9-1}$$

1.1.4.2 Diagrama de radiación

Un diagrama o patrón de radiación de una antena se define como “la función matemática por la cual se representa gráficamente las propiedades de radiación de una antena en función de coordenadas espaciales”. El patrón de radiación grafica la variación del campo o la potencia en coordenadas esféricas (θ , ϕ), permitiendo determinar la efectividad de la antena mediante este diagrama.

Los diagramas de radiación se representan a través del campo eléctrico, magnético o por la potencia en la región de campo lejano, con valore de campo normalizado o en el caso de potencia en decibelio (dB). Para realizar la gráfica tridimensional se utilizan las variables: densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, intensidad de campo, directividad, fase o la polarización (Balanis, 2005, pp.27-28).

En la figura 5-1, se presenta la gráfica tridimensional de un patrón de radiación de una antena linealmente polarizada, donde el plano E está formado por la dirección máxima de radiación y el campo eléctrico en la misma dirección, mientras que, el plano H es la referencia de la formación de la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección.

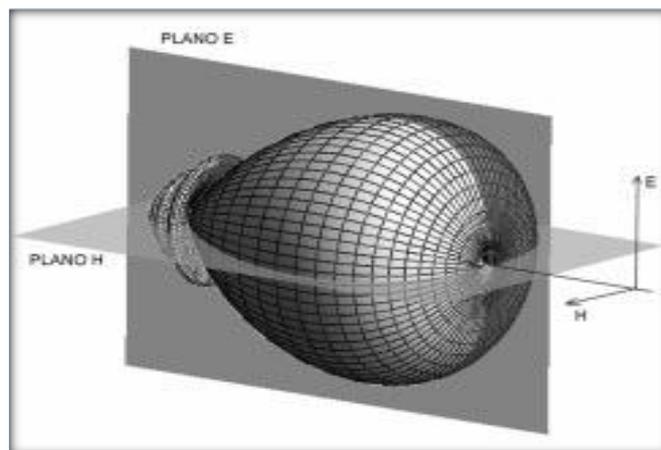


Figura 5-1: Diagrama de radiación tridimensional.

Fuente: Cardama et al, 2002, p.20.

Para un mejor análisis, se realiza cortes bidimensionales al diagrama de radiación, representarse en coordenadas polares y cartesianas. En coordenadas polares, el ángulo representa la dirección en el espacio y el radio la intensidad de campo eléctrico o la densidad de potencia radiada, permitiendo observar la distribución de potencia en el espacio. En coordenadas cartesianas, el ángulo está representado en la abscisa y el campo o densidad de potencia radiada se lo representa

en la ordenada, permitiendo observar los detalles de antenas directivas (Cardama et al, 2002, pp.20-21). Lo mencionado se muestra en la figura 6-1.

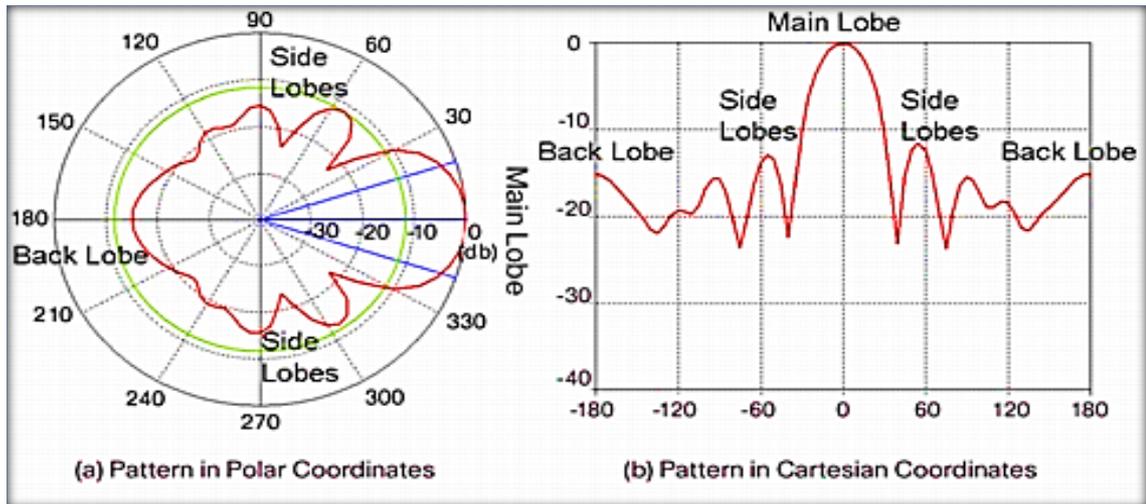


Figura 6-1: Patrón de radiación en coordenadas polares y rectangulares.

Fuente: http://www.cisco.com/c/dam/en/us/products/collateral/wireless/aironet-antennas-accessories/prod_white_paper0900aecd806a1a3e.doc/_jcr_content/renditions/0900aecd806a1a3e_null_null_08_07_07-03.jpg

Este diagrama está compuesto por un lóbulo principal o llamado también haz principal, es la zona en que la radiación es máxima; Los lóbulos secundarios son aquellos lóbulos laterales de mayor amplitud a continuación del lóbulo principal; El lóbulo posterior forma un ángulo de aproximadamente 180° con el eje de referencia del lóbulo principal, en dirección contraria.

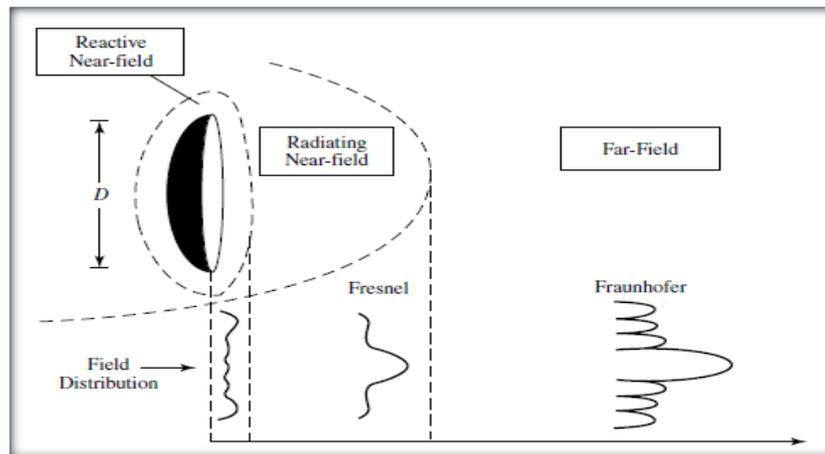


Figura 7-1: Zonas de irradiación de una antena.

Fuente: Balanis, 2005, p.35.

La región de campo se divide en tres zonas: campo cercano reactivo, radiación de campo cercano (Fresnel) y campo lejano (Fraunhofer), mostradas en la figura 7-1. La región de campo cercano es aquella que rodea a la antena y predomina el campo reactivo, está comprendida desde la antena

hasta un $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$, siendo D la dimensión más grande de la antena. La zona de Fresnel está definida entre la región de campo cercano y la de campo lejano, en esta zona predominan los campos de radiación. A partir de un radio $R > 2D^2/\lambda$, se considera la zona de Fraunhofer o región de campo lejano, se caracteriza porque la distribución del campo angular es independiente de la distancia desde la antena (Balanis, 2005, pp.30-36).

1.1.4.3 Densidad de potencia Radiada

La densidad de potencia radiada (\vec{p}) está definida por la Potencia radiada por unidad de superficie en una determinada dirección. Se calcula a partir de los valores eficaces de las componentes del campo eléctrico (θ y ϕ), dando como resultado en unidades de vatio sobre metro al cuadrado como se muestra en la ecuación 10-1.

$$\vec{p}_{(\theta,\phi)} = Re(\vec{E}x\vec{H}^*) \quad W/m^2 \quad \text{Ecuación 10-1}$$

Tomando en cuenta que la impedancia característica del medio (η) es la relación entre el módulo del campo eléctrico y el módulo del campo magnético, por lo tanto, la densidad de potencia radiada puede ser calculada a partir de las componentes transversales del campo eléctrico, como se muestra en la ecuación 11-1. La potencia total radiada se obtiene de integrar la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena, ecuación 12-1 (Universidad Politécnica De Valencia, 2017, p.9, http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Tema_1.PDF).

$$\vec{p}_{(\theta,\phi)} = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad \text{Ecuación 11-1}$$

$$P_r = \iint_S \vec{p}_{(\theta,\phi)} \cdot d\vec{s} \quad \text{Ecuación 12-1}$$

1.1.4.4 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. Su unidad es el vatio por estereorradián (ángulo sólido) (Ω). Se obtiene de multiplicar la densidad de potencia por la distancia R al cuadrado ubicada en el campo lejano de radiación.

$$U_{(\theta,\phi)} = r^2 \vec{p}_{(\theta,\phi)} \quad \text{Ecuación 13-1}$$

En la ecuación 14-1, se presenta el cálculo de la potencia total radiada en función de la integración de la intensidad de potencia radiada por unidad de ángulo sólido, considerando la radiación en todas las direcciones del espacio (Cardama et al, 2002, pp.18-20).

$$P_r = \iint_{\Omega} U_{(\theta,\phi)} d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U_{(\theta,\phi)} \sin\theta \, d\theta \, d\phi \quad \text{Ecuación 14-1}$$

1.1.4.5 Directividad

La directividad de una antena está determinada por la concentración de potencia radiada en una dirección determinada (intensidad de radiación) y comparada con la intensidad de potencia de una antena isotrópica (U_0), ubicada a la misma distancia y con la misma potencia total de radiación. Se define con la ecuación 15-1.

$$D_{(\theta,\phi)} = \frac{U_{(\theta,\phi)}}{U_0} = \frac{4\pi U_{(\theta,\phi)}}{P_r} \quad \text{Ecuación 15-1}$$

La directividad de una antena depende del diagrama de radiación, cuando no se especifica la dirección angular, se toma el lóbulo principal del diagrama de radiación. En antenas muy directivas, los lóbulos secundarios del patrón de radiación son despreciables (Cardama et al, 2002, pp.20-21).

1.1.4.6 Ganancia

La ganancia se define como la relación entre la intensidad en una dirección dada y la intensidad que se obtendría si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente, siendo un parámetro adimensional. Está relacionado directamente con la directividad y describe el rendimiento de una antena. En la ecuación 16-1, se establece la relación que precisa la ganancia de una antena.

$$G_{(\theta,\phi)} = 4\pi \frac{U_{(\theta,\phi)}}{P_{in(fuente\ isotr\ opica)}} \quad \text{Ecuación 16-1}$$

La eficiencia es la relación existente entre la potencia radiada y la potencia entregada a la antena, comprendiéndose entre 0 y 1. Por lo tanto la ganancia y la directividad se relacionan por la eficiencia, como se muestra en la ecuación 17-1. (Balanis, 2005, pp.65-67)

$$G_{(\theta,\phi)} = D_{(\theta,\phi)} \cdot \eta \quad \text{Ecuación 17-1}$$

1.1.4.7 Ancho de Banda

Debido a la geometría limitada de las antenas, se obtiene la operación requerida en un rango de frecuencias, a dicho intervalo a partir de la frecuencia central, se lo conoce como ancho de banda. Dentro de este margen se garantiza los límites de la impedancia, diagrama de radiación,

directividad, eficiencia y polarización de una antena, para una funcionalidad correcta en la aplicación requerida.

El ancho de banda (BW), se expresa como la relación de la frecuencia superior a la inferior, en antenas de banda ancha, mientras que, para antenas de banda estrecha (como las antenas parche microstrip) se considera en porcentajes, considerando la diferencia de frecuencias del rango relacionado con la frecuencia central, como se indica en la ecuación 18-1.

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad \text{Ecuación 18-1}$$

Debido a la radiación entre el borde del parche y el plano de tierra de las antenas microstrip, se necesita un sustrato dieléctrico grueso o con un alto valor de constante dieléctrica, para garantizar una mejor eficiencia y un mayor ancho de banda. En una antena microstrip, el ancho de banda oscila entre 2 y 5% de su frecuencia, dependiendo del tipo de sustrato y el grosor del mismo. En la figura 8-1, se muestra el diagrama de medición del ancho de banda de una antena microstrip, con lo descrito anteriormente. (Balanis, 2005, p.70)

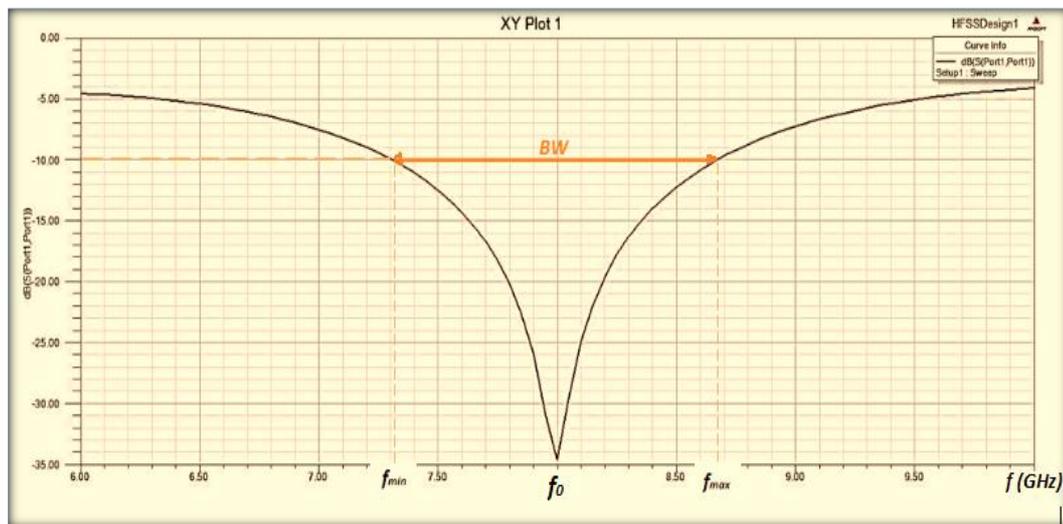


Figura 8-1: Medición del ancho de banda de una antena.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

1.2 Sistemas Radar

1.2.1 Historia

A partir de los descubrimientos de Maxwell y Hertz, sobre la propagación de ondas de radio y los inventos desarrollados por Marconi, se dio lugar a la aplicación de principios mencionados

anteriormente en la historia de las antenas, orientados a la detección de objetos, o como lo conocemos hoy en día, sistemas radar.

Uno de los primeros desarrollos de radar lo realizó Christian Hülsmeyer en 1903, con un radar de corto alcance utilizado para la detección de buques, hoy en día conocido como radar monoestático. A este invento se lo llamó “Telemobiloscopio”, y se basaba en calcular la distancia a partir del tiempo en que las ondas electromagnéticas se tardaban en ir y reflejarse en el objeto conductor, alcanzaba distancias de hasta una milla.

El radar Bioestático de onda continua, fue descubierto y desarrollado a partir del año 1922, por casualidad Hoyt Taylor y Leo Young, de los Laboratorios de Investigación Naval de los Estados Unidos, detectaron una señal reflejada por un barco al pasar entre el transmisor y receptor separados por un río.

El primer radar de pulsos fue desarrollado en 1930, obteniéndose resultados en el año de 1934. En 1935, Robert Watson-Watt creó por primera vez el modelo actual de sistema radar, denominado RDF (Radio Direction Finding), utilizado para detección de aeronaves a una distancia de hasta 40 millas, dando ventaja a Inglaterra durante la Segunda Guerra Mundial.

George F. Metcalf y William C. Hahn, técnicos de General Electric en 1936 dieron lugar al “Klystron”, un amplificador de potencia a altas frecuencias, considerado como uno de los componentes el radar importante. El primer radar alemán fue construido en 1938, se denominaba “Freya”, transmitía a una frecuencia de 125 MHz con una potencia de 20 kW. A partir de estos desarrollos se emprendió la generación de radares de microonda, partiendo por Boot y Randall y con la invención del Magnetron por el americano Albert W. Hull. (Barrera y García, 2012, pp.1-8)

1.2.2 Estructura y Funcionamiento de los Sistemas Radares

El nombre radar proviene del acrónimo Radio Detection and Ranging, que traducido quiere decir detección y localización por radio. El radar es un sistema electromagnético utilizado para la detección y localización de objetos reflejantes como barcos, aviones, naves espaciales, vehículos u objetos del entorno natural.

Es considerado como un sistema de censo remoto que consiste de un transmisor, un receptor y un sistema de procesamiento de datos, como se muestra en la figura 9-1. El transmisor genera una señal de radio frecuencia que es transmitida por una antena, esta señal viaja por el espacio hasta que choca con un objeto, la parte reflejada de la señal es receptada por una antena receptora, para

que esta sea almacenada y procesada. El tiempo en que demora la señal desde la antena transmisora hasta ser receptada por la antena receptora, determina la distancia, altura, velocidad, dirección y características del blanco. (Merril, 2001, pp.1-3)

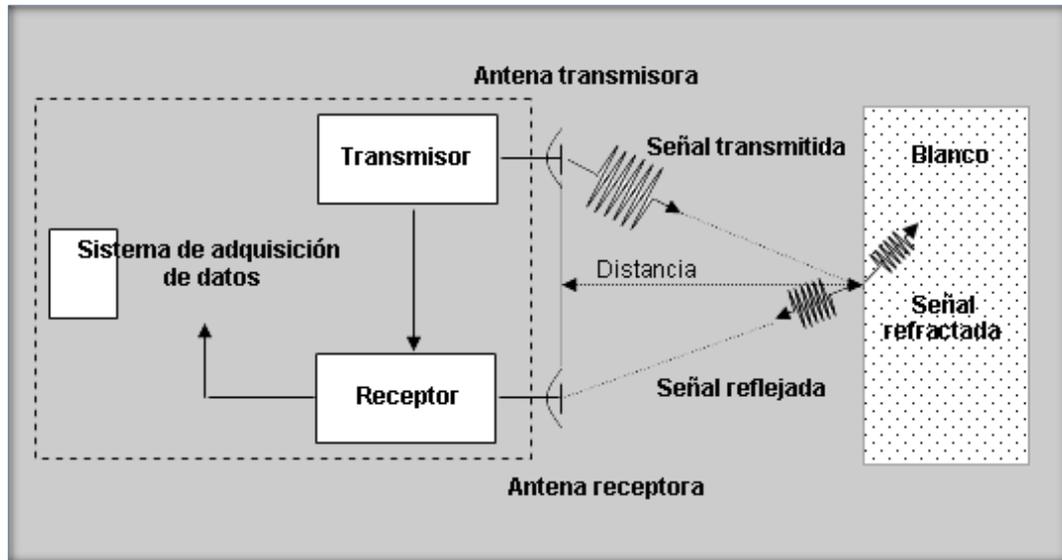


Figura 9-1: Esquema de un sistema radar.

Fuente: http://www.umag.cl/investigacion/dpa/radar/sistemas/teoria_radar.htm

La energía electromagnética viaja por el aire con una velocidad semejante a la velocidad de la luz. La distancia existente entre el sistema radar y el blanco, viene dada por la ecuación básica 19-1, donde R corresponde a la distancia, c la velocidad de la luz, T_r el tiempo que tarda la señal en ir y regresar, por eso se divide por 2.

$$R = \frac{c T_r}{2} \quad \text{Ecuación 19-1}$$

Si se toma en cuenta las potencias que intervienen en la radiación y recepción de las ondas electromagnéticas, se presentan las siguientes ecuaciones que determinan la distancia máxima que un sistema radar puede detectar un blanco. (Merrill, 2001, pp.5-7)

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_E}} \quad \text{Ecuación 20-1}$$

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t A_e^2 \lambda^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 P_E}} \quad \text{Ecuación 21-1}$$

Donde:

P_t = Potencia de radiación del radar.

G = Ganancia de la antena de transmisión.

σ = Sección transversal del radar.

P_E = Potencia mínima detectable (receptor).

A_e = Área efectiva de la antena receptora.

1.2.3 Frecuencia de Operación

La frecuencia de operación de un radar es determinada dependiendo de la aplicación requerida y tomando en cuenta factores como la resolución espacial, propagación, interferencias y limitaciones del ancho de banda. Los radares operan en el rango de frecuencia de 100 MHz a 36 GHz dependiendo de su aplicación. (Merrill, 2001, pp.11-13)

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) ha establecido un estándar de nomenclatura de las bandas de frecuencias usadas para los sistemas radar, esta nomenclatura se muestra en la tabla 1-1.

Tabla 1-1: Bandas de frecuencia de radar.

Letra asignada	Frecuencia (GHz)	Nueva banda asignada
HF	0.003 – 0.03	A
VHF	0.03 – 0.3	A<0.5; B>0.25
UHF	0.3 – 0.1	B>0.25; C>0.5
Banda L	0.1 – 0.2	D
Banda S	2.0 – 4.0	E<3.0; F>3.0
Banda C	4.0 - 8.0	G<3.0; H>3.0
Banda X	8.0 - 12.5	I<3.0; J>3.0
Banda Ku	12.5 – 18.0	J
Banda K	18.0 – 26.5	J<3.0; K>3.0
Banda Ka	26.5 – 40.0	K
MMW	Normalmente >34.0	L<3.0; M>3.0

Realizado por: Bassem R. Mahafza

Fuente: Mahafza, 2000, p.4 (Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB).

Con una frecuencia mayor se obtiene una mejor precisión del sistema radar, pero a cada banda le corresponde aplicaciones como por ejemplo: las frecuencias altas o HF utilizan la reflexión de las ondas electromagnéticas en la ionósfera para detectar objetos más allá del horizonte; las frecuencias en VHF, UHF y L, normalmente son requeridas para radares de exploración, búsqueda militar y control aéreo, así como también para radares de alerta temprana de muy largo alcance; las frecuencias S, C son de medio alcance basados en tierra y en barcos, también para

control meteorológico y de control de fuego; y, las frecuencias X, Ku, K, Ka y W para la detección militares. (Mahafza, 2000, p.4)

1.2.4 Tipos

Los radares tienen una clasificación variada, dependiendo de las características específicas que se tomen en cuenta. Se puede establecer categorizaciones de acuerdo a la frecuencia de operación, el tipo de antena, las formas de onda utilizadas, la funcionalidad, etc. Una de las clasificaciones más común en radares, es por los tipos de formas de onda y por su frecuencia de operación. A continuación, se describe la clasificación según la forma de onda, por ser la más usada. (Mahafza, 2000, pp.1-2)

1.2.4.1 Radar de onda pulsada

Se caracteriza por emitir ráfagas de impulsos cortas (entre 0.25 y 1 ns) con potencia elevada, determinando a través del tiempo de retorno de la señal eco la distancia del objeto. El rango máximo del radar está delimitado por la tasa de repeticiones de los pulsos, mientras que la señal eco debe encontrarse dentro del periodo (T_{pd}) entre dos pulsos.

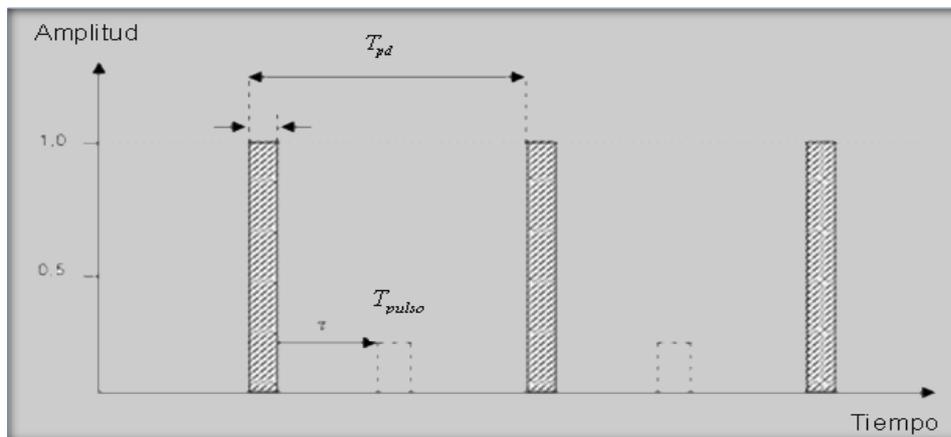


Figura 10-1: Forma de una señal transmitida por un radar de impulsos

Fuente: http://www.umag.cl/investigacion/dpa/radar/sistemas/tipos_radar.htm

1.2.4.2 Radar de onda pulsada

El Radar de onda continua (CW) se caracterizan por emitir energía electromagnética de forma continua, utilizando una antena dedicada para la transmisión y otra para la recepción. Pueden subdividirse en Radares Doppler y Radares FM.

- El Radar Doppler es usado para medir con precisión la velocidad radial del objetivo a través de la variación de la frecuencia de onda reflejada con respecto a la transmitida.
- Los radares FM utilizan señales moduladas además de dotar la velocidad, que permiten conocer la posición del objetivo. (Mahafza, 2000, pp.1-2; Barberán y Domínguez, 2016, pp.8-9)

1.3 Matriz de Butler

Fue descrita por primera vez por Jesse Butler y Ralph Lowe, en el documento *Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas*, en 1961. Una matriz de Butler es un sistema *beamforming* (formadores de fase), normalmente es construida a partir de dispositivos pasivos como acopladores y desplazadores de fase que permiten generar patrones de radiación predeterminados, directivos y con los lóbulos apuntando a diferentes ángulos.

En un matriz de Butler se tiene N puertos de entrada y N de salida (siendo N^2); cada puerto de salida está conectado directamente a un elemento del arreglo de antenas. La dirección del haz o patrón de radiación depende de la excitación de los puertos de entrada, permitiendo realizar un escaneo en un amplio rango de direcciones sin la necesidad de realizar movimientos mecánicos para la transmisión o recepción. (Cerna R, 2014, pp.2,10; Shaikh y Bansidhar Akhade, 2015, pp.1-2)

1.3.1 Estructura

Una matriz de Butler se usa para alimentar un arreglo de N antenas, con la finalidad de distribuir la señal de entrada desde el puerto transmisor o receptor a los puertos de la antena, permitiendo controlar la forma y dirección del diagrama de radiación según el puerto excitado.

En la figura 11-1, se muestra el diagrama básico de la matriz de Butler, su estructura está compuesta por: un número N de puertos de entrada y salida, Acopladores Híbridos que permiten dividir la potencia de entrada hacia los puertos de salida, desplazadores o conmutadores de fase usados para proveer variaciones en la fase de la señal y cruces o más conocidos como Crossovers para que la señal pueda cruzarse entre la configuración física. (Cerna R, 2014, pp.2,10)

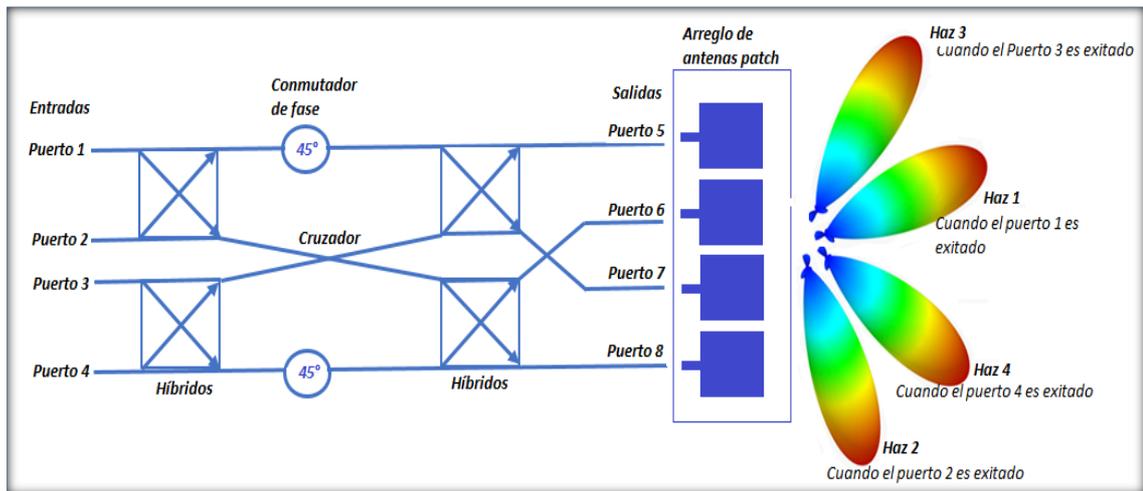


Figura 11-1: Diagrama básico de la matriz de Butler de 4x4

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

A continuación, se realizará una descripción de cada componente de la matriz de Butler, para entender de una mejor manera el funcionamiento y operación de la misma:

1.3.1.1 Acoplador Híbrido de Cuadratura

Los acopladores Híbridos de cuadratura son circuitos pasivos usados como divisores de potencia con la finalidad de desfazar la señal de entrada 90° . En circuitos de microonda son usados para *beamforming* (formadores de fase), división o amplificación de potencia y distribución de la señal. El número de acopladores híbridos necesarios para el diseño de una matriz de Butler viene dado por la ecuación 22-1, donde N representa el número de entradas y salidas de dicha matriz.

$$\text{Número Acopladores Híbridos} = \frac{N}{2} \log_2 N \quad \text{Ecuación 22-1}$$

Una de las estructuras básicas más utilizadas para la configuración del acoplador híbrido, es el acoplador *branch-line*, presentado en la figura 12-1. se basa en el acoplamiento de líneas de transmisión con tecnología microstrip con diferente impedancia, que parte del cálculo de la longitud de onda (λ).

Tiene como función dividir la señal de entrada en dos señales con potencias iguales, -3 dB con respecto a la potencia de la señal original y un desfase de 90° ; por la acción de las líneas de transmisión calculadas en base a la impedancia y separadas con una longitud $\lambda/4$. (Bhowmik W. y Srivastava S., 2010, p.2; Seco A., 2009, pp. 75-76)

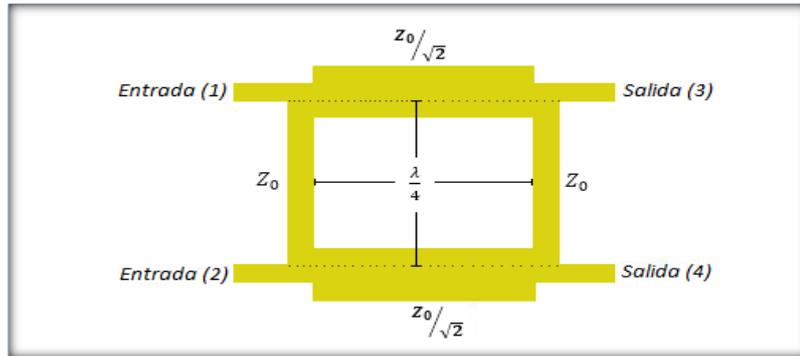


Figura 12-1: Acoplador Híbrido de cuadratura *branch-line*.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

A continuación, se describe las fórmulas para el cálculo de la longitud de onda en el dieléctrico (λ), para lo cual se utiliza la longitud de onda en el espacio libre en relación a la constante dieléctrica efectiva del sustrato.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad \text{Ecuación 23-1}$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{(\epsilon_{reff})^{0.5}} \quad \text{Ecuación 24-1}$$

Los acopladores *branch-line* se acoplan también de diferentes formas y existen en varios tipos, por nombrar algunos tenemos: en cascada, multisección, sincrónicos, periódicos, etc. Aquí, trataremos únicamente el acoplador híbrido de cuadratura *branch-line multisección*.

Los acopladores *branch-line* multisección son acopladores direccionales estructurados mediante líneas de transmisión conectadas en serie y en paralelo de la misma manera que el acoplador *branch-line* simple, con una separación de un cuarto de longitud de onda, como se muestra en la figura 13-2. Normalmente está compuesto por acopladores *branch-line* conectados en serie o en paralelo.

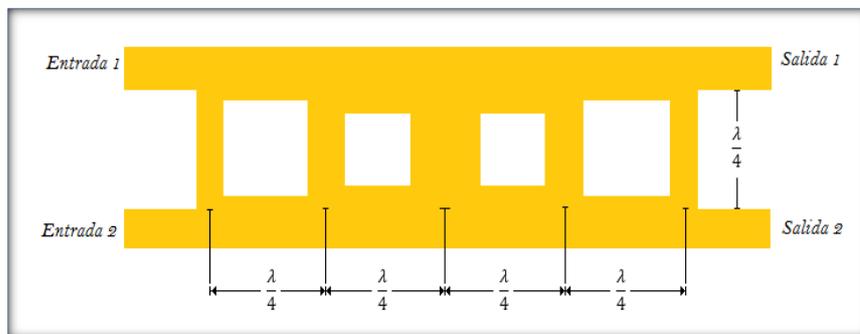


Figura 13-1: Acoplador Híbrido de cuadratura *branch-line* multisección.

Fuente: Seco A., 2009, p. 79.

1.3.1.2 Conmutador de fase

Son usados para crea un retardo de fase o desfaseamiento de la señal de entrada. Para su diseño se usa líneas de transmisión acopladas con un extremo en cortocircuito o para una mejor descripción plegada o doblada como se visualiza en la figura 14-1. Para una matriz de Butler es necesario calcular el número de conmutadores necesarios, esto se lo realiza usando la ecuación 25-1.

$$\text{Número Conmutadores de fase} = \frac{N}{2} [(\log_2 N) - 1] \quad \text{Ecuación 25-1}$$

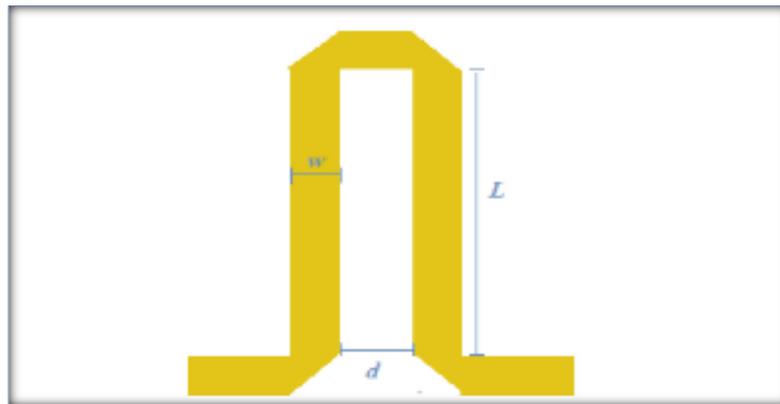


Figura 14-1: Esquema Conmutador Fase

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

La diferencia de fase de un conmutador, viene dada por la ecuación 26-1. Donde L es la longitud de la línea de transmisión y λ es la longitud de onda en una línea microstrip, igual a $\lambda_0/(\epsilon_{reff})^{0.5}$, sabiendo que λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre y ϵ_{reff} es la constante dieléctrica efectiva de la línea microstrip. (Bhowmik W. y Srivastava S., 2010, pp.2)

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} L \quad \text{Ecuación 26-1}$$

1.3.1.3 Cruces (Crossover)

En una matriz de Butler se necesita cruzar físicamente las líneas de transmisión microstrip con un acoplamiento mínimo entre ellas, esta es la función de los acopladores crossover o conocidos también como acopladores de 0 dB. Como se puede observar en la figura 15-1, un cruzador está formado por dos acopladores híbridos en cascada, con cuatro puertos

En un acoplador cruzado perfectamente diseñado, todos los puertos adyacentes del acoplador deben estar perfectamente aislados entre sí. Es decir, el puerto 1 es alimentación con señal, la

salida en los puertos 2 y 4 debe ser cero, de manera similar cuando el puerto 4 es alimentación con puertos de señal 1 y 3 debe ser cero. (Nerón J, 2005, p. 3; Shaikh F. y Akhade B., 2015, p.2)

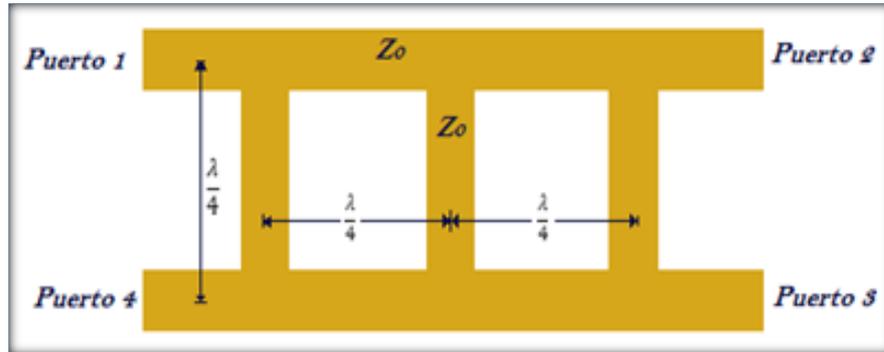


Figura 15-1: Estructura de un Crossover

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

CAPÍTULO II

2. MARCO METODOLÓGICO

2.1 Introducción

En el presente capítulo se detalla el diseño y la implementación de un arreglo de cuatro antenas parche, y el desarrollo para la construcción de una matriz de Butler de 4x4, utilizando tecnología microstrip, con el método de líneas de transmisión. Se trabajará en la frecuencia de 3 GHz (banda S) para ser utilizado en aplicaciones radar, como se menciona en el capítulo I.

Una de las características primordiales para realizar el diseño del arreglo de antenas y de la matriz de Butler, es la selección del sustrato, ya que, según sus características, variará las dimensiones del parche, líneas de transmisión y elementos de la matriz. Para el presente trabajo, se ha escogido la baquelita doble cara, debido a la fácil adquisición y a las propiedades que esta presenta para la construcción de antenas, teniendo en cuenta que la permitividad relativa (ϵ_r) igual a 4.8 y un grosor de 1.6mm.

Con la utilización del método deductivo y experimental, luego de una amplia revisión bibliográfica, se procede a realizar los cálculos de las líneas de transmisión y las dimensiones de los elementos de la matriz de Butler y del arreglo de antenas parche, con la utilización de las ecuaciones mencionadas en el capítulo I, para posteriormente diseñar y simular.

Se aplicará la técnica de simulación utilizando los programas AUTOCAD y ANSOFT DESIGNER en versión estudiante, para la construcción del diseño y su simulación respectivamente, permitiendo dar una perspectiva de los valores a obtener con la implementación. Con los resultados obtenidos y seguros del correcto funcionamiento implementará y se realizará las pruebas con el prototipo físico, detallando los resultados en el capítulo III.

A continuación, se describe paso a paso la elaboración de la Matriz de Butler y el arreglo de antenas. Para un mejor análisis se ha dividido la construcción de cada dispositivo en tres partes: diseño, simulación e implementación. En el diseño se presenta los cálculos realizados para los elementos tanto de la matriz como del arreglo; en la simulación se muestra el dispositivo estructurado con los requerimientos necesarios para obtener las pruebas mediante la utilización

del programa ANSOFT DESIGNER; en la implementación se describirá el proceso adquirido para la elaboración del prototipo físico simulado.

2.2 Matriz de Butler

Con el avance de las comunicaciones inalámbricas, se ha impulsado el desarrollo de las mismas con la utilización de técnicas MIMO (Múltiple entrada y múltiple salida) debido a que aumentan la eficiencia espectral. Una de las tecnologías más utilizadas y que además permite el control del haz de radiación es la matriz de Butler. por este motivo, en el presente trabajo se propone implementar una matriz de Butler de 4x4.

Para el diseño de este dispositivo, se requiere diseñar por separado sus componentes característicos, siendo estos el acoplador de cuadratura de 90°, el conmutador de fase a 45° y el crossover o cruzador que sirve para unir todos los componentes mencionados.

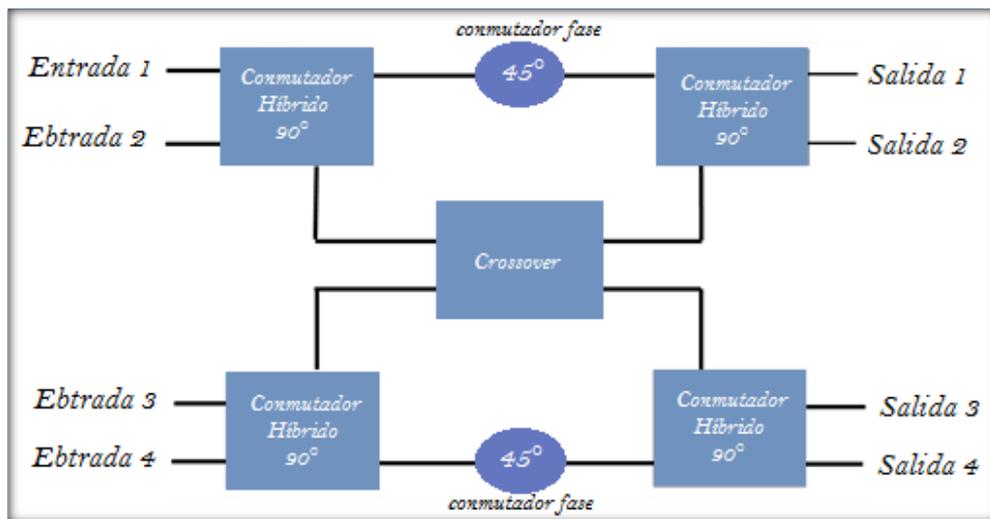


Figura 1-2: Estructura de la Matriz de Butler

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la figura 1-2, se indica la estructura de una matriz de Butler de 4x4, con los componentes necesarios para su correcta operación. A continuación, se describirá paso a paso la construcción de los elementos y la simulación e implementación del dispositivo.

2.2.1 Cálculo de la dimensión de las líneas de transmisión.

Como primer paso, se procede a calcular las dimensiones del ancho de las líneas de transmisión a ser utilizadas en la construcción de los componentes de la matriz de Butler, con una impedancia

de 50Ω y tomando en cuenta las características del sustrato (baquelita de dos caras) con permitividad relativa (ϵ_r) de 4.8 y una altura del sustrato (h) igual a 1.6 mm. Para obtener los valores se utilizó la calculadora del programa Ansoft Designer, en la cual se ingresa la impedancia requerida y esta devuelve grosor de la línea de transmisión, como se muestra en la figura 2-2.

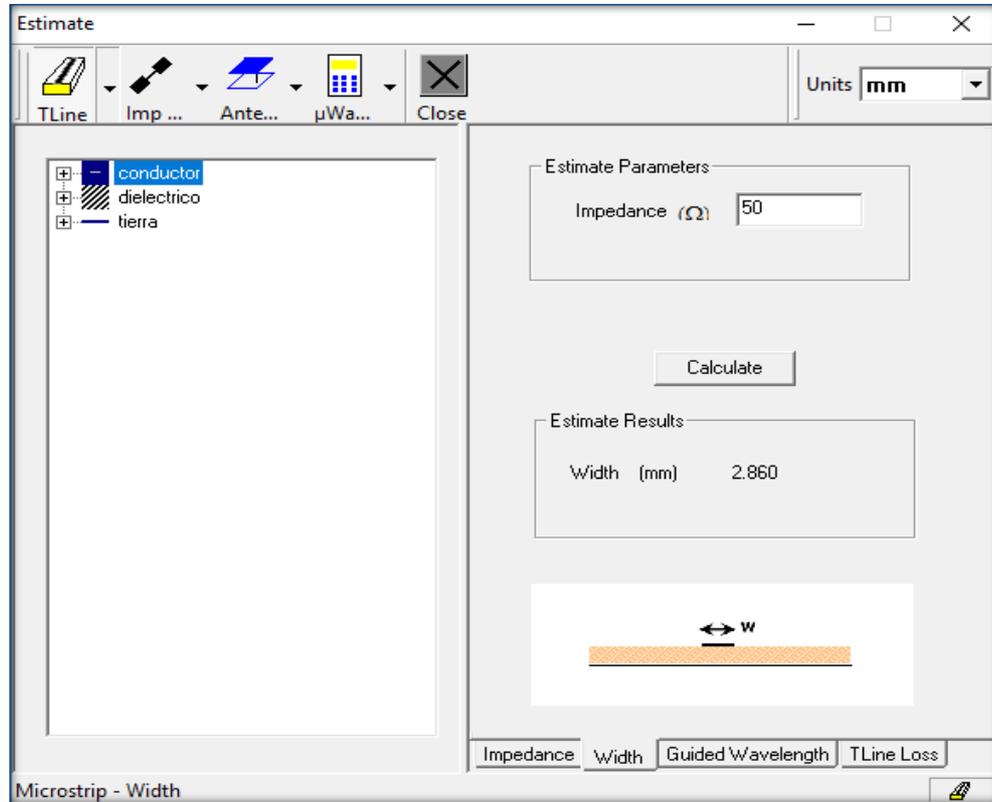


Figura 2-2: Cálculo de las dimensiones para la línea de transmisión de 50Ω

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

Una vez definido el ancho de la línea de transmisión, se procede a diseñar cada elemento de la matriz de Butler como se muestra a continuación.

2.2.2 Diseño y simulación del acoplador híbrido de cuadratura

Para el presente diseño, se ha elegido un acoplador híbrido de cuadratura denominado Branch-line de dos secciones, partiendo de este diseño se estableció otro diseño modificado para obtener mejores resultados. Con la ecuación 22-1, se calcula el número de Acopladores de 90° necesarios para el diseño de una matriz de Butler de 4×4 ($N=4$).

$$\text{Número Acopladores Híbridos} = \frac{4}{2} [\log_2 4] = 4$$

Con el cálculo realizado de las dimensiones de las líneas de transmisión se obtuvo un ancho igual a 2.86 mm. Utilizando las ecuaciones 4-1, 23-1 y 24-1, descritas en el capítulo I, se calcula el

valor de λ , para obtener las dimensiones del acoplador híbrido Branch-line mostrado en la figura 3-2, basado en la figura 12-1 y 13-1 en el que se describe las dimensiones y estructuración básica.

$$\epsilon_{reff} = \frac{4.8 + 1}{2} + \frac{4.8 - 1}{2} \sqrt{\frac{1}{1 + 12 \left[\frac{1.6mm}{2.86mm} \right]}} = 3.58$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8 \text{ m/s}}{3 * 10^9 \text{ 1/s}} = 100 \text{ mm}$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{(\epsilon_{reff})^{0.5}} = \frac{0.1m}{(3.58)^{0.5}} = 52.9 \text{ mm}$$

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{52.9 \text{ mm}}{4} = 13.22 \text{ mm}$$

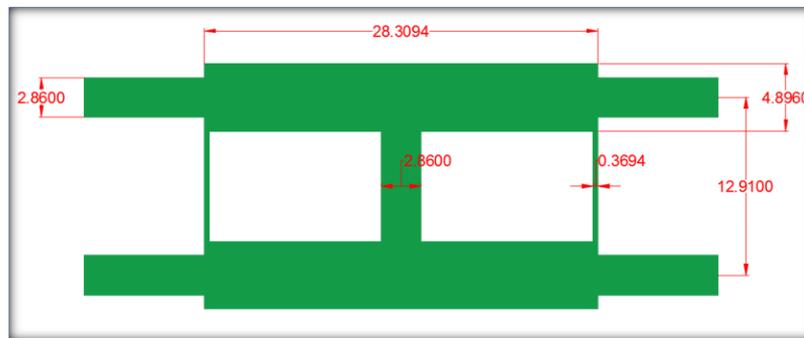


Figura 3-2: Acoplador híbrido branch-line de dos secciones.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

Como se indica en el marco teórico, a partir del diseño branch-line simple, se establece el acoplador híbrido de cuadratura branch-line de dos secciones modificado. Partiendo del diseño realizado por Ángel Seco Prieto en el proyecto de carrera denominado “Diseño de -acopladores direccionales de microondas para matrices de Butler” (2009, pp.149-156), con la finalidad de obtener mejores resultados y un mayor ancho de banda.

Utilizando las secciones modificadas, se aumenta el rango de operación y se minimiza el área de implementación. Por otra parte, el uso de secciones de líneas microstrip abiertas (*stubs*) permiten suprimir los armónicos generados por las líneas de transmisión y reduce las pérdidas (Cerna R, 2014, pp.32-34). En la figura 4-2, se presenta el diseño del acoplador híbrido de cuadratura con las dimensiones necesarias para obtener el funcionamiento requerido.

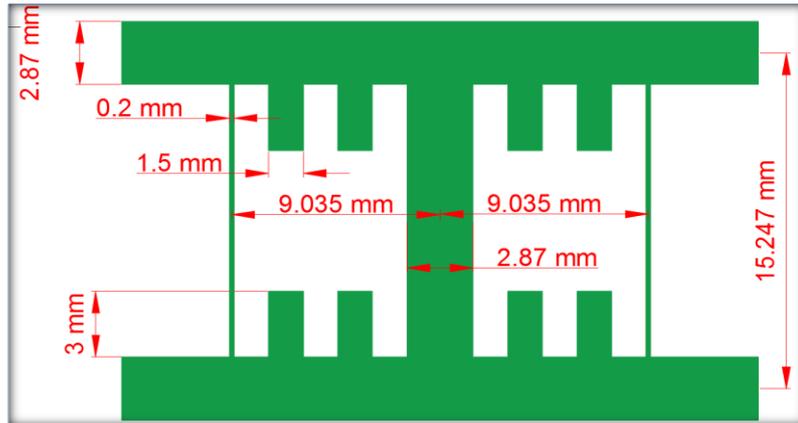


Figura 4-2: Acoplador híbrido branch-line de dos secciones modificado

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

2.2.3 Diseño y simulación del conmutador de fase o crossover

Para conocer el número de conmutadores de fase, se requiere el cálculo utilizando la ecuación 25-1, teniendo en consideración que el valor de N es el número de puertos requeridos para la matriz de Butler, en este caso igual a 4, concluyendo que se necesitan dos *crossovers* en la configuración.

$$\text{Número de Conmutadores de fase} = \frac{4}{2} [(\log_2 4) - 1]$$

$$\text{Número de Conmutadores de fase} = \frac{4}{2} [2 - 1]$$

$$\text{Número de Conmutadores de fase} = 2$$

Se utiliza uno de los diseños más conocidos, el desfasador de *schiffman*, su estructura se describe en el capítulo I, en la figura 5-2 se indica las dimensiones del conmutador en su forma más simple. Con el objetivo de reducir la longitud, se configura un conmutador modificado como el mostrado en la figura 6-2.



Figura 5-2: Crossover tipo schiffman.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

El conmutador de fase a 45° con la propuesta modificada, consta de un acoplamiento en serie de desfases *schiffman* que permite reducir el tamaño del acoplador normal, ahorrando espacio de implementación obteniendo los mismos resultados de una manera precisa y sintetizada.

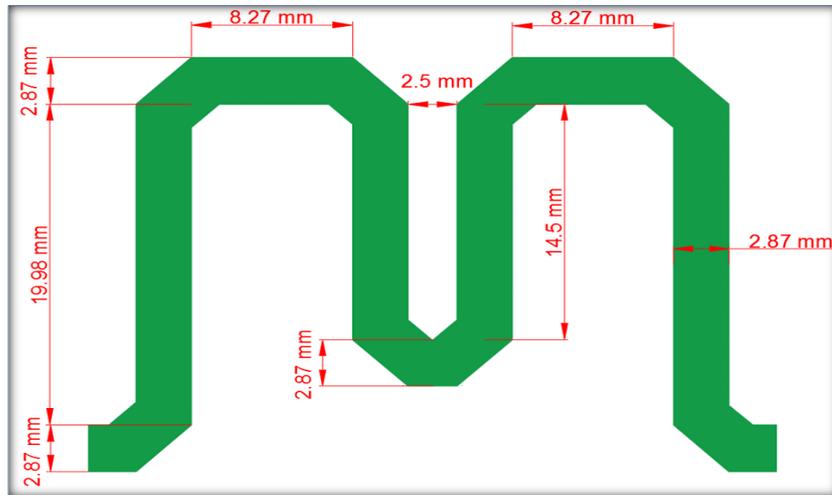


Figura 6-2: Conmutador de fase modificado y sintetizado.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

2.2.4 Diseño y simulación del Crossover o Cruzador

Como se ha mencionado en el marco teórico, el cruzador permite unir los componentes de la matriz de Butler. Este dispositivo de cuatro puertos, transfiere la señal de entrada del puerto 1 al puerto 3 y del puerto 4 al puerto 2, de forma cruzada con un desfase en la señal de salida igual a 0° . Su estructura se consigue conectando dos acopladores híbridos de 90° en serie, como se presenta en la figura 7-2.

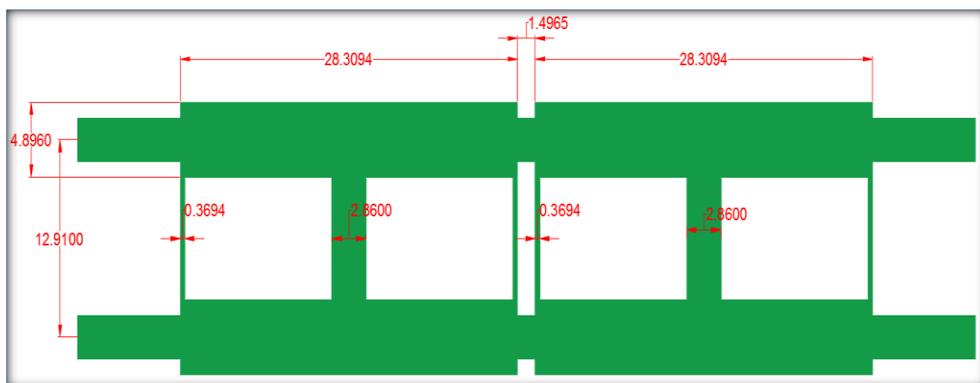


Figura 7-2: Acopladores híbridos acoplados en serie formando un crossover.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

Al igual que en la configuración del acoplador híbrido, para suprimir los armónicos, reducir las pérdidas y minimizar el área de implementación se realizó el diseño modificado mostrado en la

figura 8-2. Este diseño se reduce la dimensión de los brazos del híbrido aumentado la amplitud de las líneas de transmisión intermedias y laterales e instaurando líneas de transmisión en circuito abierto en cada sección del cruzador.

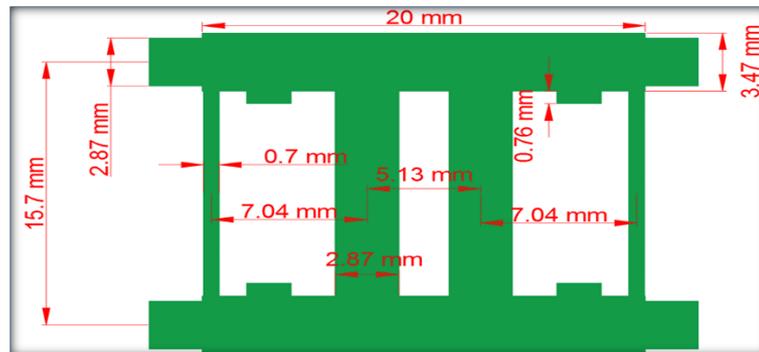


Figura 8-2: Crossover modificado.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

2.2.5 Simulación de la matriz acoplada con todos sus componentes

Una vez obtenidos los diseños de los componentes de la matriz, se procede a unir sus partes según los componentes que sean requeridos para una configuración 4x4. Para este trabajo se han requerido cuatro acopladores híbridos de 90°, dos conmutadores de fase y el cruzador empleado para la unión de todos los elementos empleados como se representa en la figura 9-2.

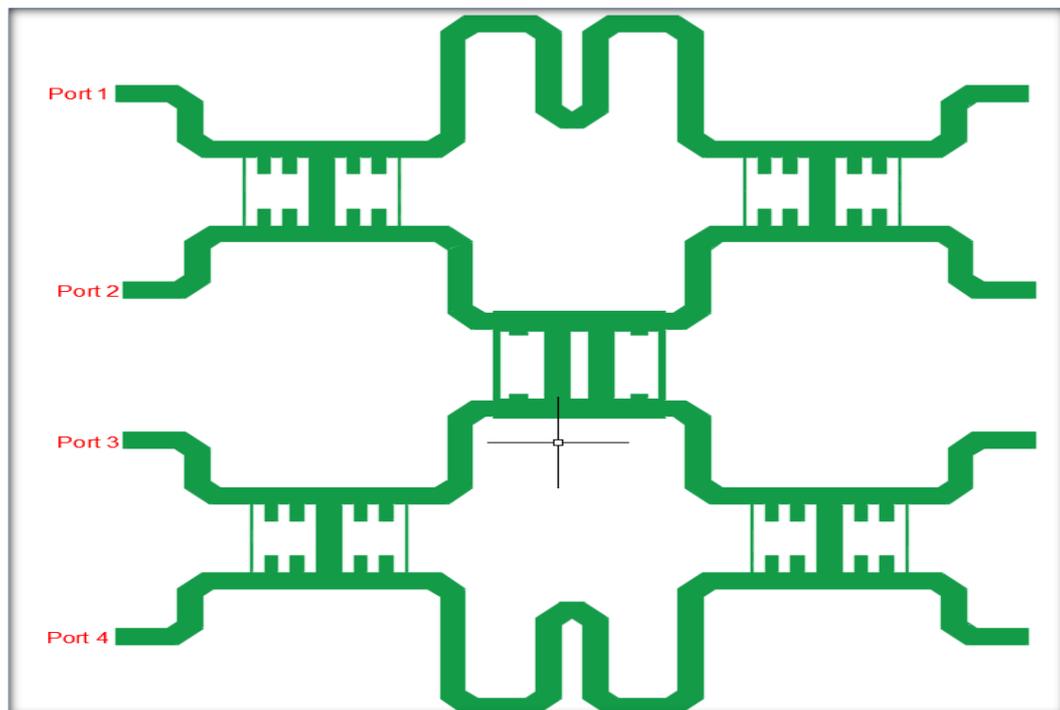


Figura 9-2: Diseño de la matriz de Butler con sus componentes.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

2.3 Diseño y simulación del arreglo de antenas

Una vez construida la matriz de Butler, se requiere un dispositivo radiador para determinar el comportamiento y las características del patrón de radiación. Para el acoplamiento entre los dos elementos (matriz y antena), se requiere configurar un arreglo de antenas parche utilizando la tecnología microstrip, que tenga alimentación individual a cada parche. Para la implementación del arreglo de antenas, se realiza el diseño y la simulación, que se presentan a continuación.

2.3.1 Cálculo de las dimensiones de las antenas parche.

Para diseñar el arreglo de antenas, es necesario primero diseñar el parche cuadrado con las dimensiones requeridas para irradiar en la frecuencia de 3 GHz. Como requerimientos previos se debe tener en cuenta los datos proporcionados en la tabla 1-2.

A continuación, se procede a realizar el cálculo de las dimensiones del parche cuadrado requerido para el acoplamiento del arreglo de antenas, el cada elemento se encuentra alimentado usando método de contacto físico mediante línea de transmisión acoplada con una impedancia de 50Ω

Tabla 1-2: Parámetros necesarios para el diseño de las antenas parche.

Propiedad	Valor
Constante Dieléctrica (ϵ_r)	4.8
Espesor del sustrato (h)	1.6mm
Frecuencia de Operación (f_0)	3 GHz
Velocidad de la luz	$3 * 10^8$ m/s
Permeabilidad en el espacio libre (μ_0)	$4\pi * 10^{-7}$ H/m
Permitividad en el espacio libre (ϵ_0)	$8.854 * 10^{-12}$ F/m

Realizado por: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

Cálculo de las dimensiones del parche usado para las antenas, como se describe en las ecuaciones 1-1, 2-1, 3-1, 4-1, estipuladas en el capítulo I, para determinar el ancho, longitud, variación de la longitud, y la constante dieléctrica efectiva, respectivamente.

$$W = \frac{1}{2 * 3 * 10^9 * \sqrt{(4\pi * 10^{-7}) * (8.854 * 10^{-12})}} \sqrt{\frac{2}{4.8 + 1}} = 29.34 \text{ mm}$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{4.8 + 1}{2} + \frac{4.8 - 1}{2} \sqrt{\frac{1}{1 + 12 \frac{1.6}{29.34}}} = 4.37$$

$$\Delta L = 0.412(1.6) \frac{(4.37 + 0.3) \left(\frac{29.34}{1.6} + 0.264 \right)}{(4.37 + 0.258) \left(\frac{29.34}{1.6} + 0.8 \right)} = 0.646 \text{ mm}$$

$$L = \frac{3 * 10^8}{2 * 3 * 10^9 \sqrt{4.37}} - 2(0.646) = 22.46 \text{ mm}$$

Al diseñarse un parche cuadrado y no rectangular, se toma el menor valor de las dimensiones, es decir, el valor de L como medidas de los lados del parche, como se muestra en la figura 10-2.

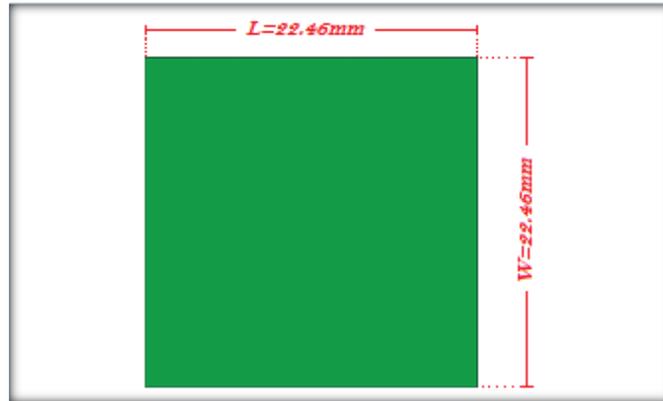


Figura 10-2: Dimensiones del Parche cuadrado Microstrip

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

2.3.2 Acoplamiento de la línea de alimentación al parche microstrip

Para el acoplamiento de impedancias entre la línea de transmisión de 50 Ω y el parche cuadrado, se necesita conocer la impedancia que se tiene en uno de sus bordes del parche, teniendo en cuenta la impedancia a la frecuencia de operación.

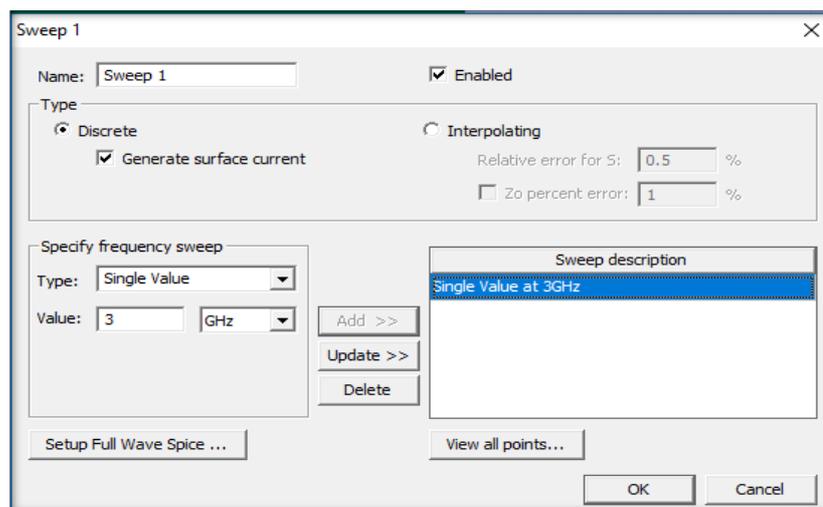


Figura 11-2: Análisis a 3 GHz para la impedancia en el borde del parche.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la figura 11-2 tenemos el valor de la impedancia en uno de los bordes del parche, necesario para hacer el acomplamiento con la línea de transmisión de 50 Ω .

Ansoft LLC			
	F [GHz]	im(Z(Port1,Port1)) Setup 1 : Sweep 1	re(Z(Port1,Port1)) Setup 1 : Sweep 1
1	3.000000	28.400062	145.974700

Figura 12-2: Impedancia en el borde del parche cuadrado.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

Para el acoplamiento de impedancias se utiliza un transformador $\lambda/4$, diseñando una línea de transmisión con impedancia característica Z_0 , y considerando la impedancia en el borde de la antena parche (Z_{antena}) obtenida de la figura 12-2 y la impedancia de entrada requerida $Z=50 \Omega$. El cálculo de muestra a continuación

$$Z_0 = \sqrt{Z * Z_{antena}} = \sqrt{50 * 145.9747} = 85.43 \Omega$$

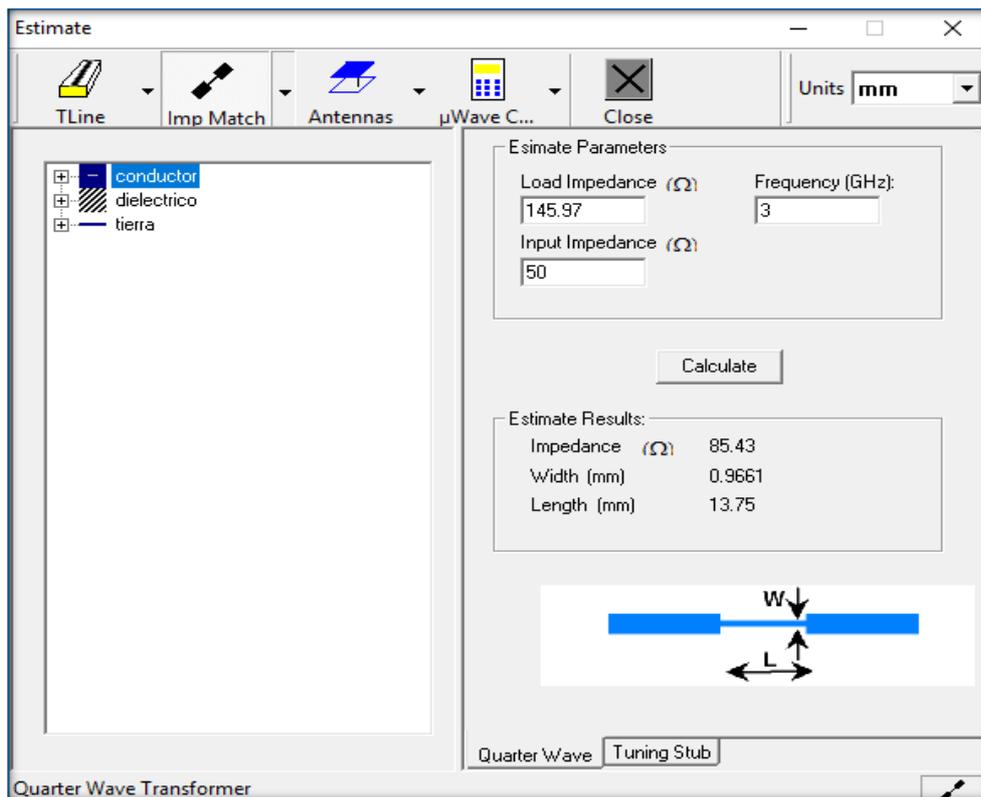


Figura 13-2: Dimensiones para el transformador $\lambda/4$.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

La impedancia que se obtiene del cálculo desarrollado, equivale a la impedancia de la línea de transmisión para el transformador $\lambda/4$. Las dimensiones del transformador se obtienen mediante la calculadora del Ansoft Designer, como se visualiza en la figura 13-2.

Obteniendo las dimensiones del transformador con un ancho W igual a 0.9661 mm y una longitud L igual a 13.75 mm, se acopla a uno de los bordes del parche como se muestra en la figura 14-2.

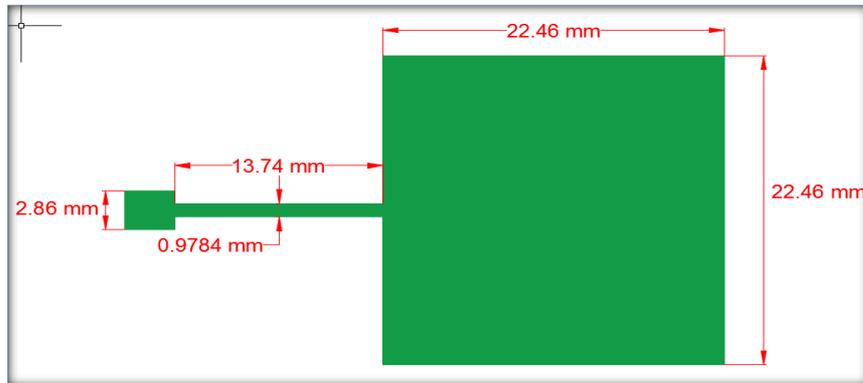


Figura 14-2: Transformador $\lambda/4$ acoplado al borde del parche.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

La distancia entre cada uno de los parches para formar el arreglo debe ser $\lambda/2$ donde la longitud de onda será considerada la de transmisión en el espacio libre (λ_0), como se observa en la figura 15-2.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8 \text{ m/s}}{3 * 10^9 \text{ Hz}} = 100 \text{ mm} \quad \rightarrow \quad \frac{\lambda_0}{2} = 50 \text{ mm}$$

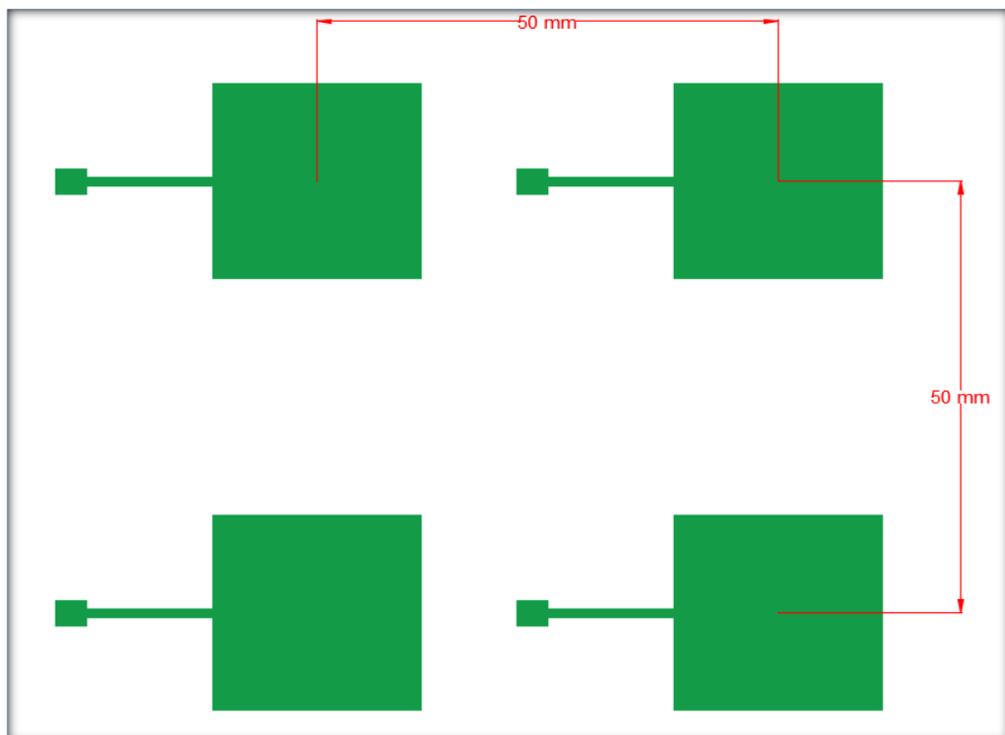


Figura 15-2: Arreglo de antenas microstrip.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

2.3.3 Simulación del arreglo de antenas parche microstrip

Una vez realizado el diseño del arreglo de cuatro antenas parche microstrip a una frecuencia de 3 GHz, como paso previo a la implementación se realiza la simulación del mismo para verificar el funcionamiento y obtención de parámetros como lo son la ganancia, eficiencia, directividad, ancho de banda y pérdidas; para lo cual se procede a exportar el diseño de AutoCAD al simulador Ansoft Designer (versión estudiante los dos programas).

En el programa Ansoft Designer se requiere ingresar la frecuencia de operación (3 GHz), y el número de muestras necesario para obtener resultados óptimos. Como se muestra en la figura 16-2, se ha procesado 201 muestras referentes al funcionamiento del arreglo de antenas parche microstrip, para obtener los parámetros de funcionamiento de la antena.

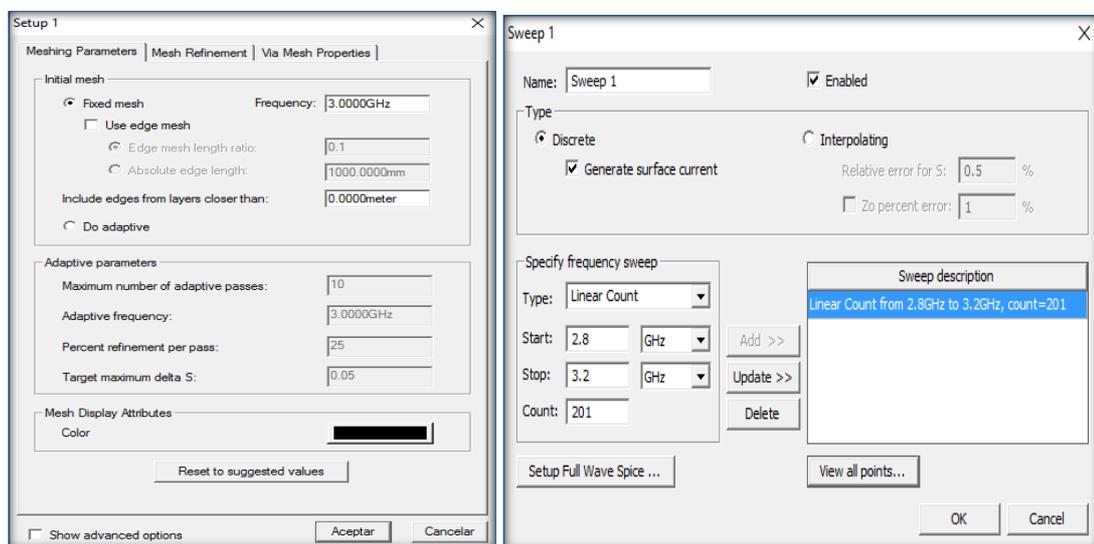


Figura 16-2: Selección de la frecuencia y número de muestras para la simulación.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

2.4 Implementación de la matriz de Butler y el arreglo de antenas

Una vez diseñado y verificado el funcionamiento del arreglo de antenas y la matriz de Butler mediante la simulación, se realiza la implementación del prototipo. Utilizando como placa de circuito impreso una baquelita (características descritas en el diseño y simulación) y para la alimentación de los puertos conectores SMA.

El diseño simulado en el programa Ansoft Designer es exportada a AutoCAD, para generar un archivo en pdf con las dimensiones reales, el mismo que será implantado en la baquelita mediante

el proceso de foto transferencia, para luego corroer y obtener el prototipo con el proceso químico usando cloruro férrico.

Con las placas realizadas, se procede a soldar los conectores SMA a cada puerto de alimentación. Se utiliza el conector SMA hembra para PBC, con una impedancia característica de 50Ω , operan en un rango de frecuencias de 0 a 12.4 GHz, EL prototipo impreso y con los conectores SMA soldados a los puertos de alimentación, se muestran en la figura 17-2 y 18-2.

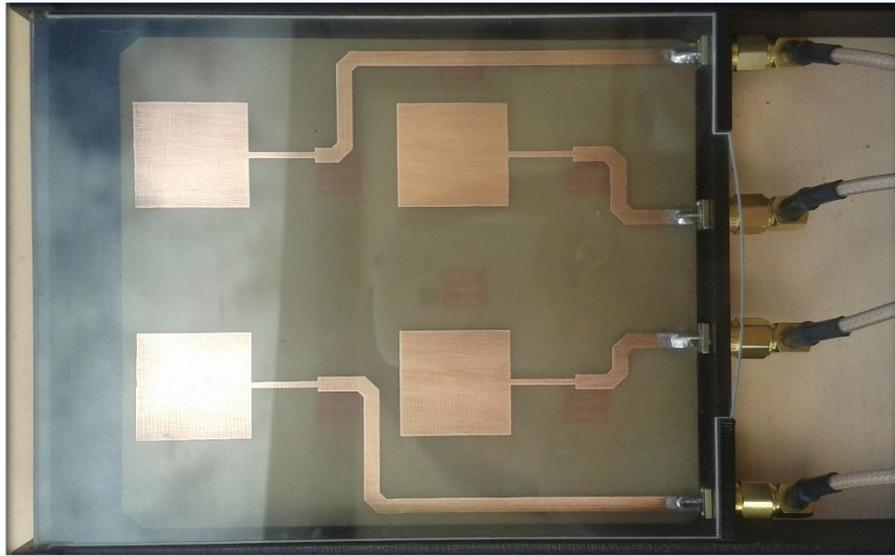


Figura 17-2: Implementación del Arreglo de antenas parche microstrip

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

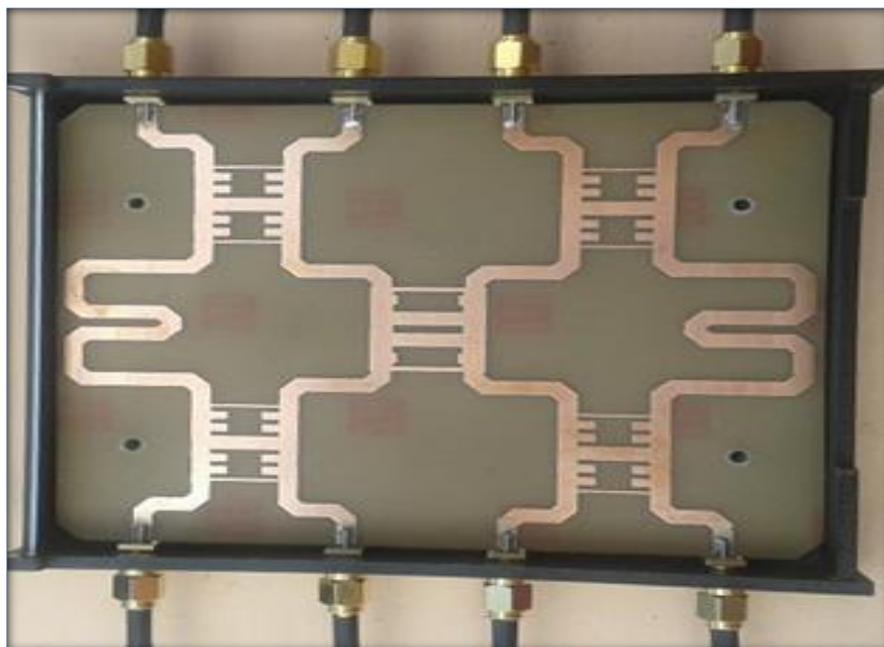


Figura 18-2: Implementación de la Matriz de Butler implementado

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

2.5 *Análisis de funcionamiento del prototipo implementado utilizando los módulos USRP-B210 y el analizador de espectro.*

Para la realización de las pruebas del funcionamiento del prototipo implementado, se utiliza la tarjeta USRP B210 con el programa GNU Radio de Linux – Ubuntu, para generar la señal de transmisión emitida a la matriz de Butler para ser radiada por el arreglo de antenas parche microstrip.

Las tarjetas USRP (Universal Software Radio Peripheral), o Sistema Periférico Universal de radio utilizado son trancceptores que permiten utilizar un computador como un sistema de software que procesa señales u onda de radio frecuencia (Modulación o demodulación). Trabaja en base a un módulo FPGA que cuenta con cuatro puertos Tx/Rx, dos de entrada y dos de salida. El sistema GNU Radio procesa las ondas de radio a través de la programación mediante bloques que contienen el número del puerto de entrada y salida y el tipo de dato que fluye de puerto a puerto.

En el diagrama representado en la figura 19-2, se ejemplifica la estructura utilizada para la realización de las pruebas de funcionamiento del prototipo. A través del programa GNU Radio se procesa una señal de transmisión que es enviada a la tarjeta USRP-B210, que a su vez divide las potencias de los puertos de entrada (excitados dependiendo del ángulo requerido) hacia los puertos de salida conectados directamente con el arreglo de antenas parche.

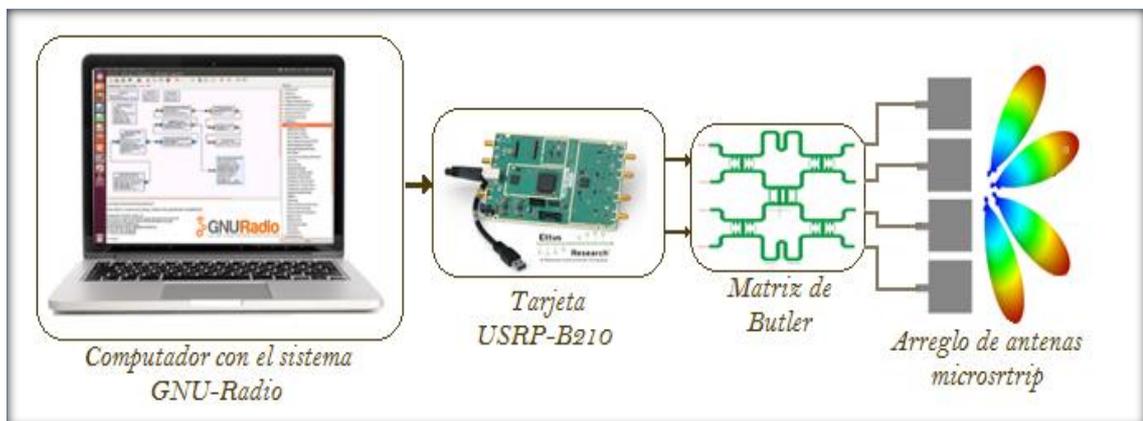


Figura 19-2: Esquema utilizado para el sistema de transmisión.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

Para la recepción, se utiliza una antena parche microstrip a 3 GHz conectada al analizador de espectro. Para determinar los patrones de radiación en las coordenadas θ y φ en los que se irradia con mayor potencia, se procede al movimiento manual de la antena receptora en los diferentes ángulos de los dos planos.

CAPÍTULO III

3. ANALISIS Y RESULTADOS

En el presente capítulo se explica los resultados para cada componente de la matriz de Butler y su respectivo análisis para los parámetros S, los niveles de acoplamiento y aislamiento en cada puerto de entrada y salida. Como punto de vista general se toma valores altos para definir un correcto nivel de acoplamiento y valores bajos para el aislamiento. También se muestran los desfases que se obtienen en las salidas de cada componente de la matriz y de igual manera se hace el mismo análisis para la matriz completa.

3.1.1 Resultados obtenidos mediante la simulación de la matriz de Butler

A continuación, se describe cada uno de los resultados y se realiza el análisis para los niveles de acoplamiento, aislamiento y desfase los cuales están descritos en el capítulo 2 para cada componente de la matriz.

3.1.1.1 Resultados de la simulación del acoplador híbrido de cuadratura.

En la figura 1-3 se observa que los niveles de acoplamiento para S_{12} y S_{13} son de -3.17 dB y -3.67 dB respectivamente, ambos valores muy cercanos a -3 dB, lo que indica que estos resultados son aceptables. Para los niveles de aislamiento se tienen -18.87 dB para S_{11} y -18.94 dB para S_{14} que son valores aceptables.

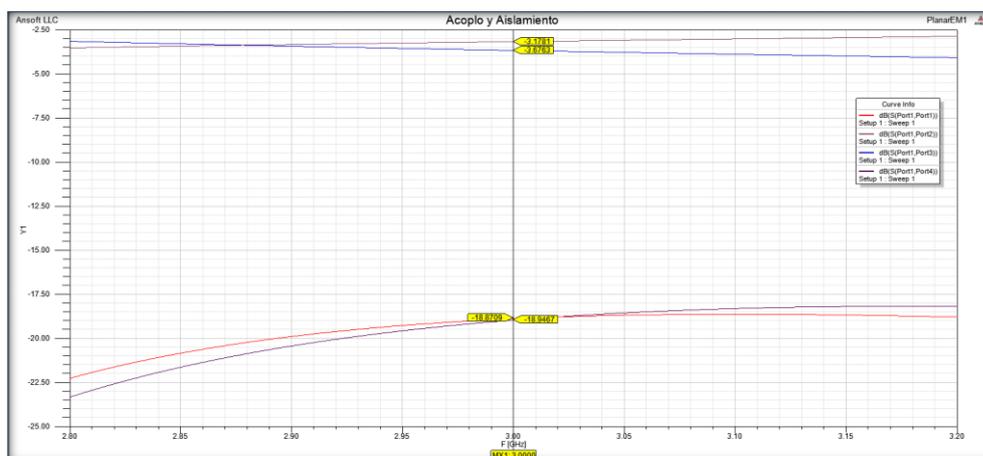


Gráfico 1-3: Valores de acoplo y aislamiento para el acoplador de cuadratura.

Fuente: GAVILANEZ Katheryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la figura 2-3 se observa los ángulos a la frecuencia de operación (3 GHz) para S_{12} de 56.72° y para S_{13} de -34.55° y el desfase entre S_{12} y S_{13} es de 91.28° valor muy cercano a 90° lo cual indica que funciona correctamente.

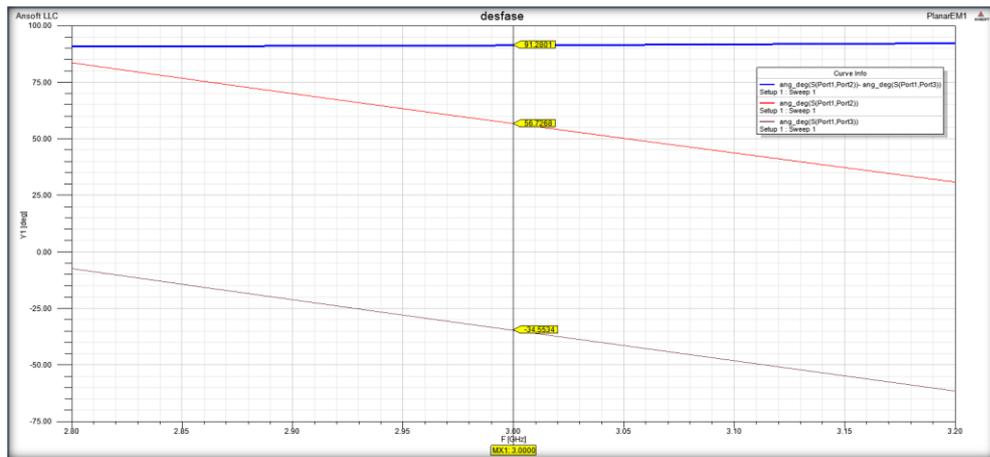


Gráfico 2-3: Desfase para el acoplador híbrido de cuadratura.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

3.1.1.2 Resultados de la simulación del conmutador de fase

En la figura 3-3 se observa que el nivel de acoplamiento para S_{12} es de -0.22 dB, valor que tiende a 0 dB, que indica que este resultado es aceptable. Para el nivel de aislamiento se tiene -50.68 dB para S_{11} que también es un valor aceptable.

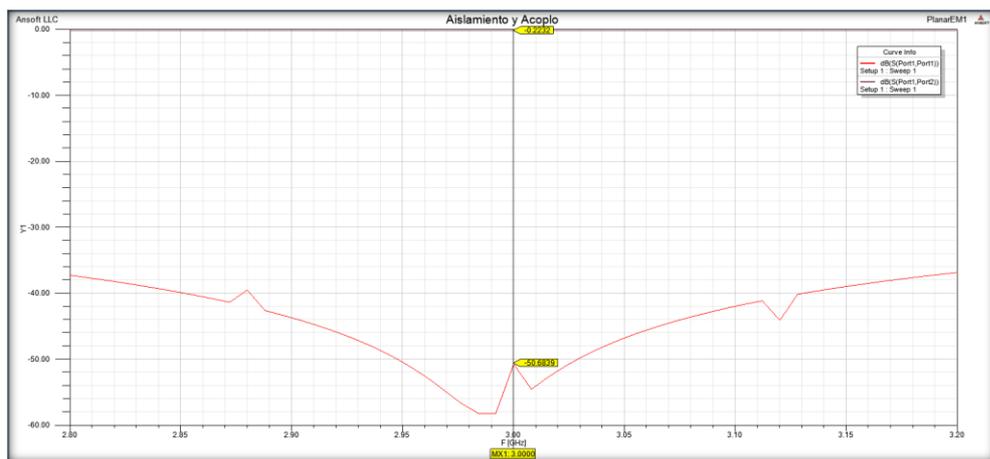


Gráfico 3-3: Acoplo y aislamiento para el conmutador de fase.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la figura 4-3 se observa los ángulos a la frecuencia de operación (3 GHz) para S_{11} de -20.57° y para S_{12} de -25.98° y el desfase entre S_{11} y S_{12} es de -46.55° valor muy cercano a 45° lo cual indica que funciona correctamente.

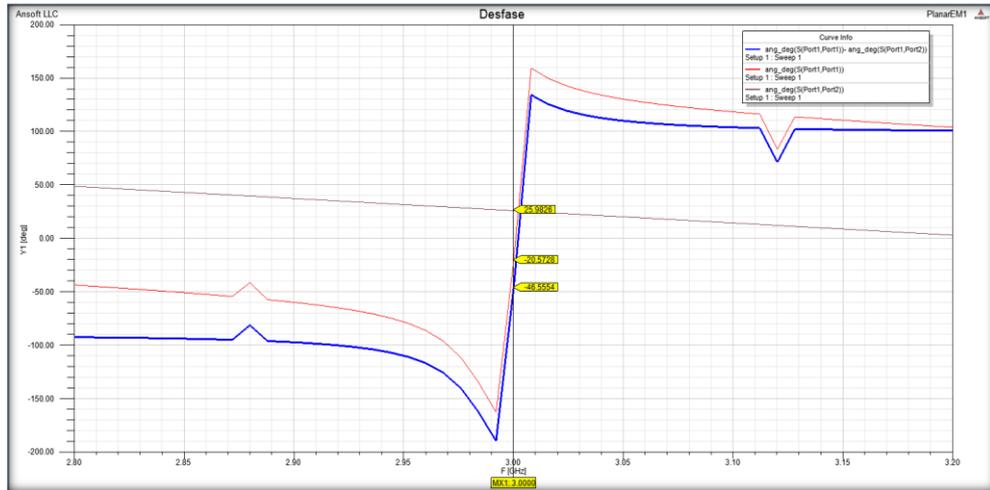


Gráfico 4-3: Desfase para el conmutador de fase.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

3.1.1.3 Resultados de la simulación del crossover o cruzador

En la figura 5-3 se observa que el nivel de acoplamiento para S_{13} es de -0.6 dB, valor muy cercano a 0 dB lo que indica que estos resultados son aceptables. Para los niveles de aislamiento se tienen -29 dB para S_{11} , -13.74 dB para S_{14} y -35.40 dB para S_{12} que son valores aceptables según se indica en el capítulo 1 sección 1.3.1.3.

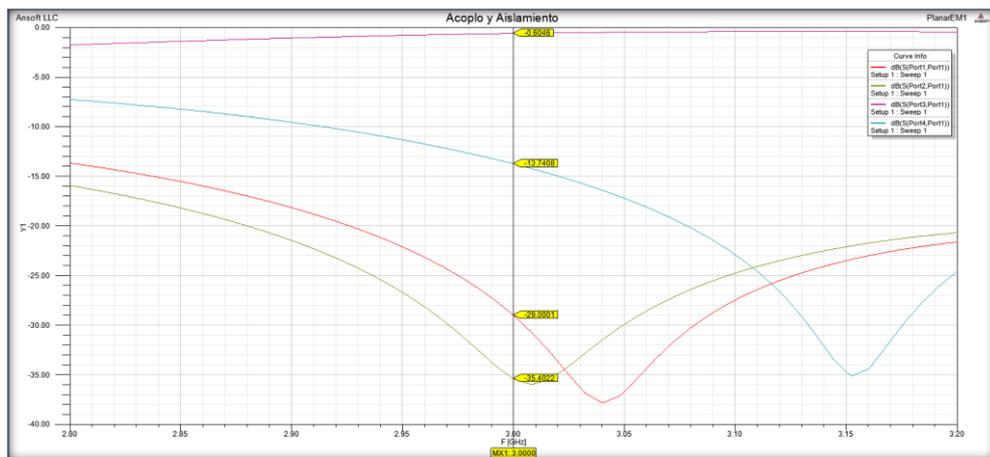


Gráfico 5-3: Acoplo y Aislamiento para el cruzador.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

3.1.1.4 Resultados de la simulación de la matriz de Butler

El acoplo para S_{15} , S_{16} , S_{17} y S_{18} oscila entre -7 y -10 dB valores que no son los esperados pero que, si son aceptables en comparación a los valores que se tiene para el aislamiento, según el

grafico 7-3 tenemos para S_{15} un acoplo de -9.95dB , S_{16} un acoplo de -7.69 dB , S_{17} un acoplo de -8.73 dB y para S_{18} un acoplo de -9.05 dB .

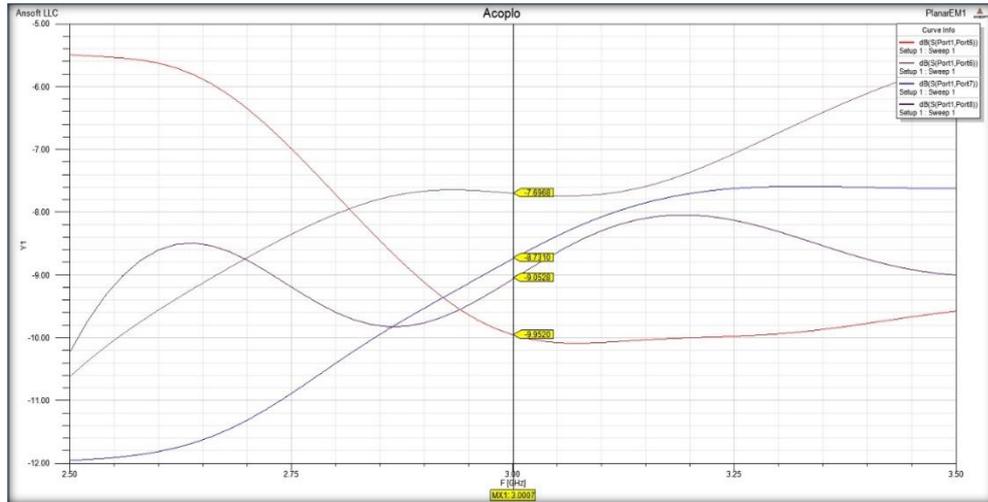


Gráfico 6-3: Acoplo para la matriz de Butler.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la gráfica 8-3 se observa que solo el valor de S_{14} tiene un valor aceptable que es de -21.10 dB mientras que para S_{12} y S_{13} se tiene -13.48 dB y -15.99 dB respectivamente los cuales son un poco altos debido a las uniones de cada componente de la matriz.

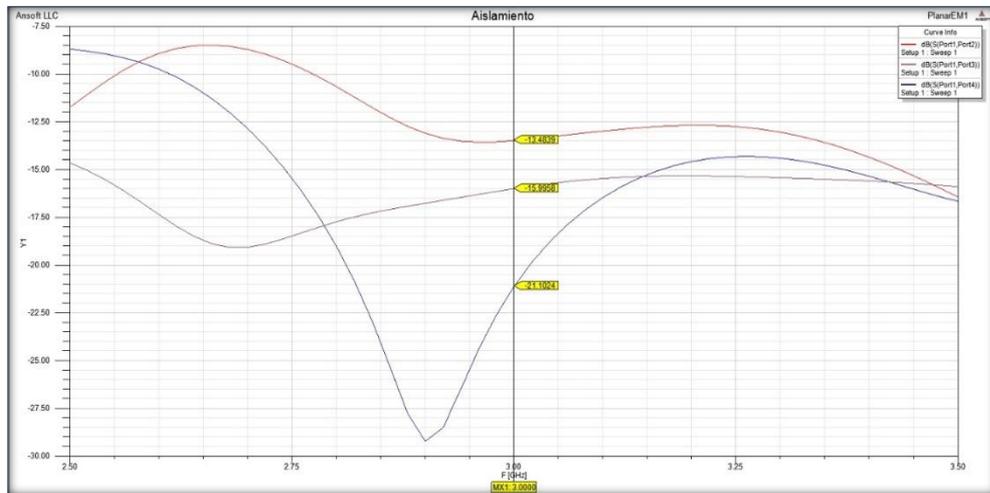


Gráfico 7-3: Aislamiento para la matriz de Butler.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la figura 9-3 se observa las diferencias de fase para cada salida consecutiva, es decir, para $S_{15} - S_{16}$ se tiene un desfase de 121.37° , para $S_{16} - S_{17}$ se tiene un desfase de 105.06° y para $S_{17} - S_{18}$ se tiene un desfase de 79.38° .

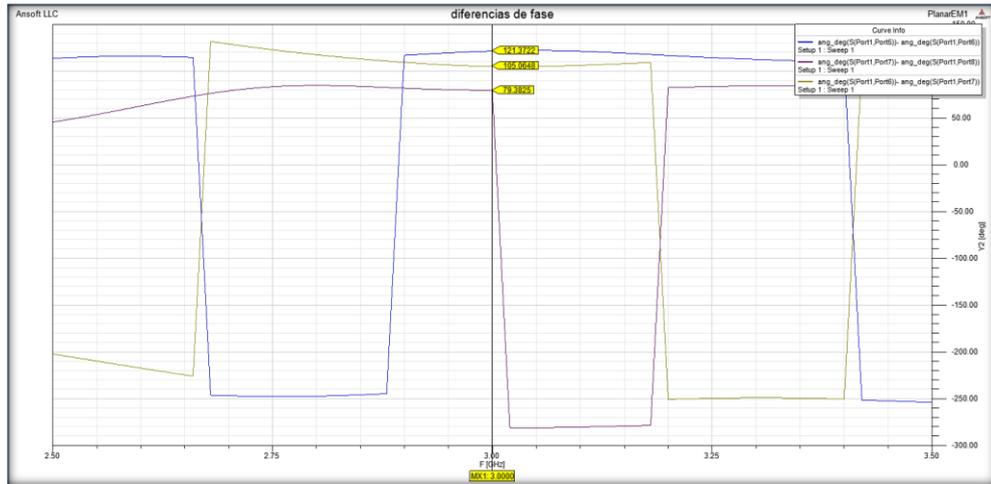


Gráfico 8-3: Desfase en las salidas de la matriz de Butler.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la figura 10-3 se puede ver las fases para cada puerto de salida por separado, para S_{15} se tiene 134.21^0 para S_{16} se tiene 12.84^0 , para S_{17} se tiene -92.22^0 y para S_{18} se tiene -169.75^0 .

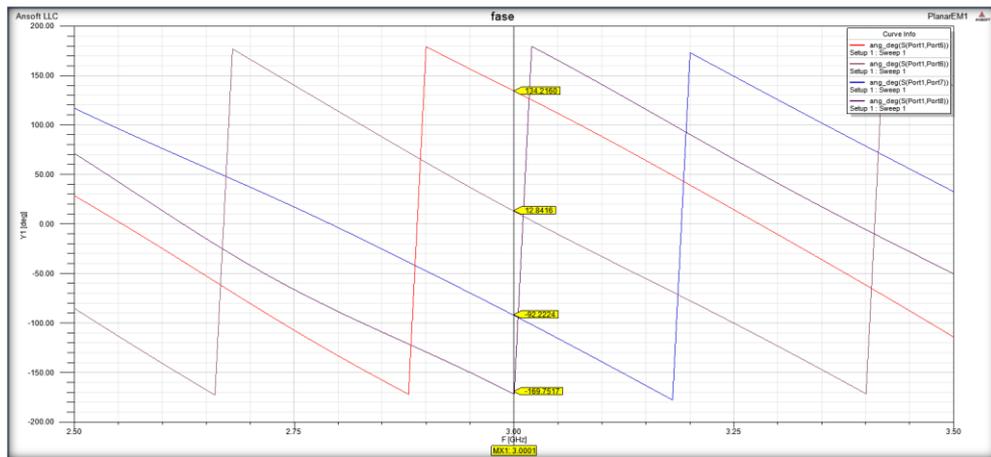


Gráfico 9-3: Ángulos de las salidas a 3 GHz para la matriz de Butler.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

3.1.2 Resultados de la simulación de la antena parche microstrip

De la simulación de la antena parche, se obtiene los parámetros de operación descritos en la gráfica 12-3. La frecuencia de resonancia en 3 GHz, un ancho de banda igual a 82.8 MHz que corresponde al 2.76% de la frecuencia de trabajo.

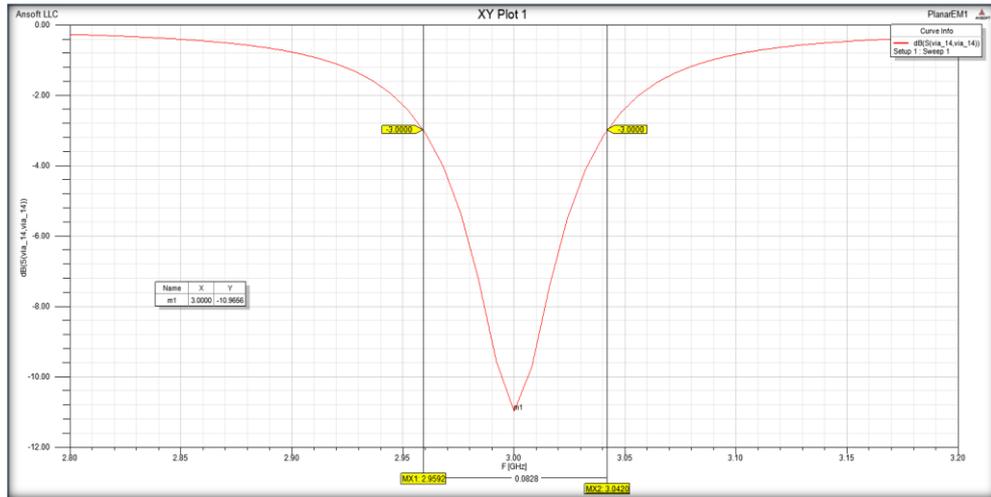


Gráfico 10-3: Sistema transmisor usando el GNU Radio.

Fuente: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

3.1.3 Resultados de la simulación de la antena y la matriz de Butler

Mediante la simulación en conjunto acoplando la matriz de Butler con el arreglo de antenas parche, y excitando los puertos descritos en la tabla 1-3, se obtiene los ángulos θ y ϕ , donde el patrón o diagrama de radiación tiene mayor potencia, descritos en la misma tabla. Una vez obtenidos los resultados de la simulación, se procede a verificar en el laboratorio mediante las pruebas con equipos.

Tabla 1-3: Ángulos Theta y Phi del diagrama de radiación según la simulación.

Puertos excitados	Ángulo θ	Ángulo ϕ
Puerto 1	-20°	20°
Puerto 2	10°	0°
Puerto 1 y Puerto2	-10°	10°
Puerto 3	30°	10°
Puerto 1 y Puerto 3	-20°	20°
Puerto 2 y Puerto 3	30°	-10°
Puerto 4	-20°	-10°
Puerto 1 y Puerto 4	-20°	-20°
Puerto 2 y Puerto 4	-10°	0°
Puerto 3 y Puerto 4	-20°	-20°

Realizado por: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En el anexo D se muestran las gráficas entregadas por programa Ansoft Designer SV, describiendo los ángulos donde se obtiene mayor potencia, de las cuales se ha resumido la información presentada en la tabla 1-3.

3.1.4 Funcionamiento del prototipo implementado utilizando los módulos USRP-B210 y el analizador de espectro.

Mediante las pruebas de laboratorio, se describe en la siguiente tabla de resultados, tomando como referencia los resultados obtenidos mediante la simulación y comparación de los mismos. Para una demostración válida, se ha tomado en consideración otros valores para phi y theta con la finalidad de indicar los ángulos con la mayor concentración de potencia.

En la tabla 2-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 1 esta activo, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 22.9 dBm de potencia, -20° en theta y 20° en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos.

Tabla 2-3: Valores de Potencia con la excitación del puerto 1.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	ϕ	
Puerto 1	-20	20	22,9 dBm
	-50	0	10,64 dBm
	-40	-40	7,34 dBm
	0	-50	6,15 dBm
	40	-40	5,57 dBm
	50	0	4,91 dBm
	40	40	6,75 dBm
	0	50	8,51 dBm
	-40	40	6,0 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 3-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 2 está activo, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 17.34 dBm de potencia, 10° en theta y 0° en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos.

Tabla 3-3: Valores de Potencia con el puerto 2 excitado.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	φ	
Puerto 2	10	0	17,34 dBm
	-50	0	9,43 dBm
	-40	-40	3,22 dBm
	0	-50	7,36 dBm
	40	-40	1,84 dBm
	50	0	11,4 dBm
	40	40	6,14 dBm
	0	50	0,11 dBm
	-40	40	1,31 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 4-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 1 y el puerto 2 están activados, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 23.25 dBm de potencia, -10^0 en theta y 10^0 en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos.

Tabla 4-3: Valores de Potencia con el puerto 1 y 2 excitados.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	φ	
Puerto 1, Puerto 2	-10	10	23,25 dBm
	-50	0	3,84 dBm
	-40	-40	8,68 dBm
	0	-50	12,12 dBm
	40	-40	1,82 dBm
	50	0	2,90 dBm
	40	40	11,30 dBm
	0	50	10,53 dBm
	-40	40	2,85 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 5-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 3 está activo, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 14.85 dBm de potencia, 30^0 en theta

y 10^0 en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos.

Tabla 5-3: Valores de Potencia con el puerto 3 excitado.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	φ	
Puerto 3	30	10	14,85 dBm
	-50	0	7,15 dBm
	-40	-40	4,56 dBm
	0	-50	9,13 dBm
	40	-40	9,06 dBm
	50	0	3,49 dBm
	40	40	5,53 dBm
	0	50	8,89 dBm
	-40	40	7,90 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 6-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 1 y puerto 3 están activos, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 20.42 dBm de potencia, -20^0 en theta y 20^0 en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos.

Tabla 6-3: Valores de Potencia con el puerto 1 y 3 excitados.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	φ	
Puerto 1, Puerto 3	-20	20	20,42 dBm
	-50	0	8,24 dBm
	-40	-40	8,22 dBm
	0	-50	3,56 dBm
	40	-40	5,73 dBm
	50	0	2,02 dBm
	40	40	11,20 dBm
	0	50	10,24 dBm
	-40	40	7,09 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyryne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 7-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 2 y el puerto 3 están activos, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 22.76 dBm de

potencia, 30° en theta y -10° en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos.

Tabla 7-3: Valores de Potencia con el puerto 2 y 3 excitados.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	ϕ	
Puerto 2, Puerto 3	30	-10	22,76 dBm
	-50	0	2,73 dBm
	-40	-40	5,44 dBm
	0	-50	11,21dBm
	40	-40	7,76 dBm
	50	0	12,58 dBm
	40	40	13,5 dBm
	0	50	12,94 dBm
	-40	40	5,22 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 8-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 4 está activo, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 20.63 dBm de potencia, -20° en theta y 10° en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos.

Tabla 8-3: Valores de Potencia con el puerto 4 excitado.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	ϕ	
Puerto 4	-20	10	20,63 dBm
	-50	0	2,90 dBm
	-40	-40	5,68 dBm
	0	-50	13,65dBm
	40	-40	11,64 dBm
	50	0	4,45 dBm
	40	40	9,50 dBm
	0	50	9,23 dBm
	-40	40	2,12 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 9-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 1 y el puerto 4 están activos, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 20.15 dBm de potencia, -20° en theta y -20° en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos

Tabla 9-3: Valores de Potencia con el puerto 1 y 4 excitados.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	ϕ	
Puerto 1, Puerto 4	-20	-20	20,15 dBm
	-50	0	10,87 dBm
	-40	-40	1,98 dBm
	0	-50	12,01 dBm
	40	-40	10,17 dBm
	50	0	9,06 dBm
	40	40	13,46 dBm
	0	50	13,15 dBm
	-40	40	8,48 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 10-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 2 y el puerto 4 están activos, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 18.23 dBm de potencia, -40° en theta y 0° en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos.

Tabla 10-3: Valores de Potencia con el puerto 2 y 4 excitados.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	ϕ	
Puerto 2, Puerto 4	-40	0	18,23 dBm
	-50	0	4,44 dBm
	-40	-40	6,60 dBm
	0	-50	7,05 dBm
	40	-40	9,37 dBm
	50	0	11,71 dBm
	40	40	9,38 dBm
	0	50	8,91 dBm
	-40	40	4,33 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyne & RIPALDA Daniel. 2017

En la tabla 11-3 se presenta los valores obtenidos cuando el puerto 3 y el puerto 4 están activos, los ángulos para el lóbulo con mayor potencia están señalados con un valor de 17.67 dBm de potencia, -20^0 en theta y -20^0 en phi, que según los datos de la tabla 1-3 corresponden los ángulos simulados con los medidos

Tabla 11-3: Valores de Potencia con el puerto 3 y 4 excitado.

Puertos excitados	Ángulos		Potencia
	θ	ϕ	
Puerto 3, Puerto 4	-20	-20	17,67 dBm
	-50	0	8,91 dBm
	-40	-40	6,33 dBm
	0	-50	5,67 dBm
	40	-40	10,72 dBm
	50	0	1,20 dBm
	40	40	13,96 dBm
	0	50	11,42 dBm
	-40	40	5,37 dBm

Realizado por: GAVILANEZ Kathyne & RIPALDA Daniel. 2017

CONCLUSIONES

Mediante la investigación sobre los sistemas radar se determina la frecuencia central a 3 GHz, la misma que se encuentra en el rango de frecuencias de la banda S y es tomada en consideración para el diseño de las líneas de transmisión utilizadas en la matriz de Butler y en el cálculo de las dimensiones del parche rectangular para el arreglo de antenas.

Para el diseño del arreglo de antenas se utiliza el software AutoCAD logrando una precisión milimétrica en las medidas y la distancias entre parches, acorde a la teoría es $\lambda/2$, valor que se relaciona directamente con la frecuencia central.

En el control de fase se realiza y comprueba el funcionamiento de cada elemento que conforma la matriz de Butler, obteniendo los desfases correspondientes, según la investigación teórica en la matriz de 4x4, se requiere utilizar 4 híbridos de cuadratura con un desfase de 90^0 y 2 conmutadores de fase de 45^0 unidos por un cruzador.

La simulación de los prototipos se realiza mediante el software ANSOFT DESIGNER SV, este permite realizar los diferentes cálculos como el ancho de las líneas de transmisión de 50Ω , las dimensiones de parche dependiendo de la frecuencia de trabajo y el dieléctrico seleccionado para su posterior construcción, además de proporcionar resultados previos, que son comparados con los arrojados en pruebas físicas de laboratorio, coincidiendo en los dos casos los ángulos de desfase según la configuración de los puertos.

Para la implementación se utiliza una baquelita común y mediante el proceso químico se traspa la matriz y el arreglo de antenas, después de soldar los conectores SMA fue necesario diseñar soportes para los dos dispositivos con la finalidad de brindar un mejor manejo de los mismos al momento de realizar las pruebas físicas de laboratorio, comprobando que el arreglo trabaja con una frecuencia de resonancia igual a 3 GHz correspondiente a la banda radar S.

Se utiliza la tarjeta USRP para transmitir una señal a través de la matriz de Butler y el arreglo de antenas transmisor y con el analizador de espectro se verifica la frecuencia de resonancia y los niveles de potencia en el campo lejano de la antena, a diferentes ángulos tanto en θ como en ϕ , determinando que la mayor potencia coincide en los ángulos arrojados de la simulación (tabla 1-3 de resultados) dependiendo de la configuración de los puertos.

Para la verificación de los desplazamientos de fase se toma en cuenta las configuraciones que tienen de uno a dos puertos activos, debido a la limitación de puertos transmisores de la tarjeta USRP, obteniendo el control del haz de 10 zonas.

RECOMENDACIONES

En cuanto a la matriz diseñada, hay que tener en cuenta que se puede modificar cada uno de los elementos que la forman para mejorar el ancho de banda o reducir su tamaño sin alterar el desfase que se tiene en las salidas, unos de estos métodos es utilizar *stubs* de diferentes dimensiones, acopladores branch-line de varias secciones u otros tipos de tecnologías microstrip.

Es necesario utilizar otro software de aproximación numérica que cuente con una calculadora compleja, que ayude a ganar precisión en las dimensiones principalmente para los elementos de la matriz de Butler.

Para obtener resultados mucho más similares a los de la simulación se debe cambiar el sustrato con el que se trabajó por uno de menores pérdidas, al igual que, utilizar otro método para el traspaso del diseño a la baquelita, como podría ser utilizando una máquina CNC.

Investigar acerca de equipos y dispositivos que son necesarios para realizar las pruebas con mayor número de puertos transmisores, con la finalidad de que a futuro se diseñe e implemente matrices con un más número de puertos de entrada, permitiendo el control de un mayor número de zonas.

BIBLIOGRAFIA

- ❖ **BALANIS, C. A.** *Antenna theory analysis and design*. 3^{ra} ed. New Jersey - USA: Wiley, 2005, pp. 1-85 811-872.
- ❖ **BARBERÁN MOREIRA, Jeneffer Joselin, & DOMINGUEZ OROSCO, Rodrigo Fernando.** *Sistema radar para reconstrucción de objetos 3D mediante la utilización del dispositivo KINECT (Tesis de pregrado)*. Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Facultad de Informática y Electrónica, Escuela de Ingeniería en Electrónica Telecomunicaciones y Redes [en línea]. Riobamba – Ecuador. 2016. pp. 8-9. [Consulta: 02 de febrero de 2017]. Disponible en: <http://dspace.espace.edu.ec/handle/123456789/5412#sthash.6dTUH7Dk.dpuf>
- ❖ **BARRERA DOLORES, Juan Esteban, & GARCIA DELGADO, Jorge Luis.** *Sistemas de Radar de aproximación para el AICM (Tesis de pregrado)*. Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica [en línea]. México. 2012. pp.1-8. [Consulta: 30 de enero de 2017]. Disponible en: <http://tesis.ipn.mx:8080/xmlui/handle/123456789/12214>
- ❖ **BHOWMIK, Wriddhi, & SRIVASTAVA, Shweta.** “Optimum Design of a 4x4 Planar Butler Matrix Array for WLAN Application”. *Cornell University Library* [en línea], 2010, vol. 2, Inssue 1, pp. 68-74. Consulta: 03 de febrero de 2017]. ISSN 1004 – 4821. Disponible en: <https://arxiv.org/abs/1004.4821>
- ❖ **CARDAMA, Ángel; et al.** *Antenas*. 2^{da} ed. Barcelona – España: Edicions UPC, 2002, pp. 1-27; 270-272.
- ❖ **CERNA LOLI, Rafael David.** *Diseño e implementación de un sistema de beamforming utilizando una matriz de Butler compacta para las bandas AWS y PCS 1900 MHz (Tesis de pregrado)*. Pontificia Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e Ingeniería [en línea]. Lima – Perú. 2014. pp. 44-59. [Consulta: 02 de febrero de 2017]. Disponible en: <http://tesis.pucp.edu.pe/repositorio/handle/123456789/5942>
- ❖ **GARG, Ramesh; et al.** *Microstrip Antenna Design Handbook*. London-Inglaterra Artech House, 2001, pp. 1-28; 253-289.

- ❖ **JIMENEZ, José; et al.** “Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip”. *Revista del Departamento de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones DIAC*. [en línea], 2011, pp.98-99. [Consulta: 18 de enero de 2017]. ISSN 2254-0520. Disponible en: <http://polired.upm.es/index.php/iac/article/view/1762/1774>

- ❖ **MAHAFZA, Bassem R.** *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*. USA: Chapman & Hall/CRC, 2000, pp.1-4.

- ❖ **NERON, Jean Sebastien, & DELISLE, Gilles-Y.** “Microstrip EHF Butler Matrix Design and Realization”. *Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI Journal)* [en línea], 2005, vol. 7, Issue 1, pp. 778-796. Consulta: 05 de febrero de 2017]. ISSN 1225-6463. Disponible en: http://kpubs.org/article/articleMain.kpubs?articleANo=HJTODO_2005_v27n6_788

- ❖ **SECO PRIETO, Ángel.** *Diseño de acopladores direccionales de microondas para matrices de Butler (Proyecto fin de carrera)*. [en línea] Universidad Autónoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior. Madrid – España. 2009. Pp. 2-10; 75-76. [Consulta: 02 de febrero de 2017]. Disponible en: <https://repositorio.uam.es/handle/10486/9984>

- ❖ **SHAIKH, F. I. & BANSIDHAR AKHADE, Sanjay.** “Smart Antenna System Using 4x4 Butler Matrix switched beam network for 2.4 GHz ISM band”. *IJAIEEM* [en línea], 2015, Volumen 4, Issue 3, pp.278-280. [Consulta: 03 de febrero de 2017]. ISSN 2319 – 4847. Disponible en: <http://www.ijaiem.org/pabstract.php?vol=Volume4Issue3&pid=IJAIEEM-2015-03-31-92>

- ❖ **SKOLNIK, Merrill I.** *Introduction to Radar Systems*. 3^{ra} ed. Singapore: Tata McGraw-Hill, 2001, pp. 1-13.

- ❖ Las Telecomunicaciones. *Time-Rime* [en línea]. 2015. 55 Medidas de la página. [consulta: 11 enero 2017]. Disponible en: <http://timerime.com/es/periodos/3275330/Comunicaciones+radioelectricas/>

- ❖ **UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA** [en línea]. Historia de las antenas. [consulta: 11 enero 2017]. Disponible en: http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Historia_antenas.pdf

- ❖ **VACA PARRA, Sonia Angélica, & VENEGAS LOPEZ, Betty Paola.** *Diseño y construcción de una antena tipo parche en la banda de 5.4 GHz. (Tesis Pregrado)*. Escuela

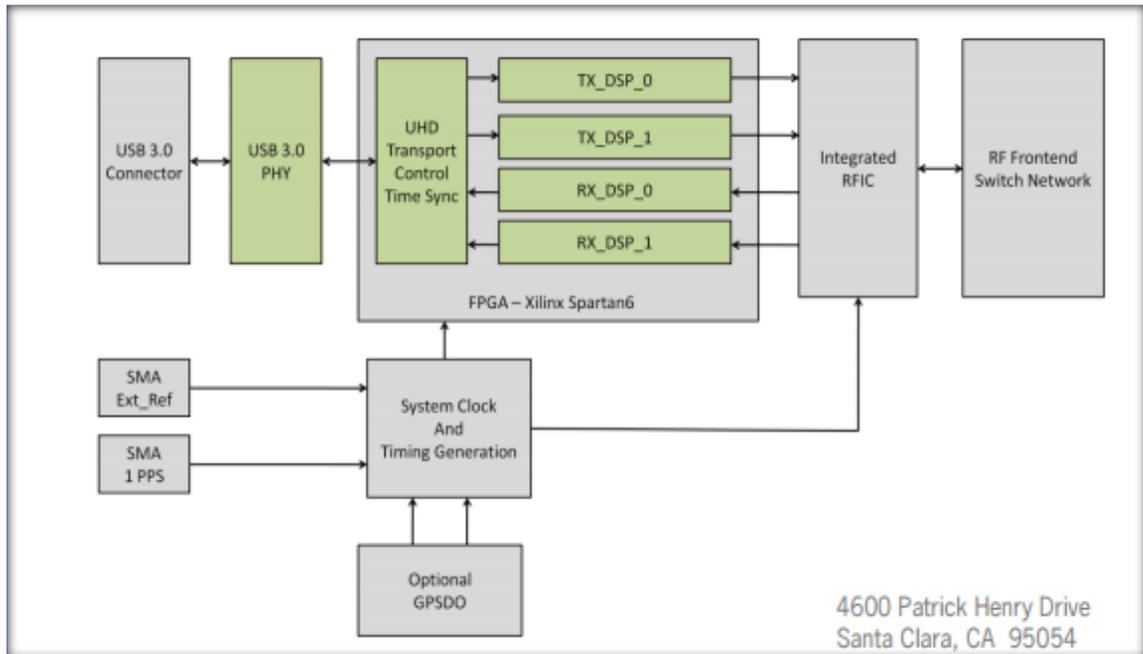
Politécnica del Ejército, Departamento de Eléctrica y Electrónica [en línea]. Sangolquí – Ecuador. 2011. pp. 14 [Consulta: 11 de enero de 2017]. Disponible en: <http://repositorio.espe.edu.ec/handle/21000/2973>

- ❖ **VILLAR ETXEONDO, Víctor Javier.** *Diseño antena microstrip de ranura y antena de parche con geometría fractal (Tesis pregrado)*. Universidad Pública de Navarra, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicaciones [en línea]. Pamplona-España. 2012. p. 6. [Consulta: 12 de enero de 2017]. Disponible en: <http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/4806/577726.pdf?sequence=1>

ANEXOS

ANEXO A. DATASHEET DE LA USRP B210

Estructura



Indicadores

Component ID	Description	Details
LED600	Power Indicator	off = no power applied red = external power applied blue(red prior to rev 6) = USB power applied
LED800	Channel 2 RX2 Activity	off = no power applied green = receiving
LED801	Channel 2 TX/RX Activity	off = no activity green = receiving red = transmitting orange = switching between transmitting and receiving
LED802	Channel 1 TX/RX Activity	off = no activity green = receiving red = transmitting orange = switching between transmitting and receiving
LED803	Channel 1 RX2 Activity	off = no power applied green = receiving
LED100	GPS lock indicator	off = no lock green = lock

Conecciones

Component ID	Description	Details
J601	External Power	6 V 3 A
J701	USB Connector	USB 3.0
J104	External PPS Input	1.8 V - 5 V
J101	GPS Antenna	GPSDO will supply nominal voltage to antenna.
J100	External 10 MHz Input	+15 dBm max
J800	RF B: TX/RX	TX power +20dBm max RX power -15dBm max
J802	RF B: RX2	RX power -15dBm max
J803	RF A: RX2	RX power -15dBm max
J801	RF A: TX/RX	TX power +20dBm max RX power -15dBm max

Conectores e interruptores

Component ID	Description	Details
J502 ¹	Mictor Connector	Interface to FPGA for I/O and inspection.
J503 ¹	JTAG Header	Interface to FPGA for programming and debugging.
J504 ²	GPIO Header	Header connected to the FPGA for GPIO purposes.
S700	FX3 Hard Reset Switch	Resets the USB controller / System reset
U100	GPSDO socket	Interface to GPS disciplined reference oscillator

ANEXO B. CAPTURA DE PANTALLA DEL GNU-RADIO CON EL TRANSMISOR.

Sistema transmisor usando el GNU Radio.

The screenshot displays the GNU Radio Companion (GRC) interface for configuring a transmitter system. The main workspace contains the following blocks:

- Options:** ID: top block, Generate Options: WX GUI
- Variable:** ID: name: var, Value: 32k
- Signal Source:** Sample Rate: 32k, Waveform: Cosine, Frequency: 1k, Amplitude: 1, Offset: 0
- UHD: USRP Sink:** Sample Rate (Sps): 32k, Ch0: Center Freq (Hz): 3e9, Ch0: Gain Value: 30, Ch0: Antenna: TX/RX, TX/R tag name:

The **Properties: UHD: USRP Sink** dialog box is open, showing the following settings:

Property	Value
Ch0: Center Freq (Hz)	3e9
Ch0: Gain Value	30
Ch0: Gain Type	Absolute (dB)
Ch0: Antenna	TX/RX
Ch0: Bandwidth (Hz)	0

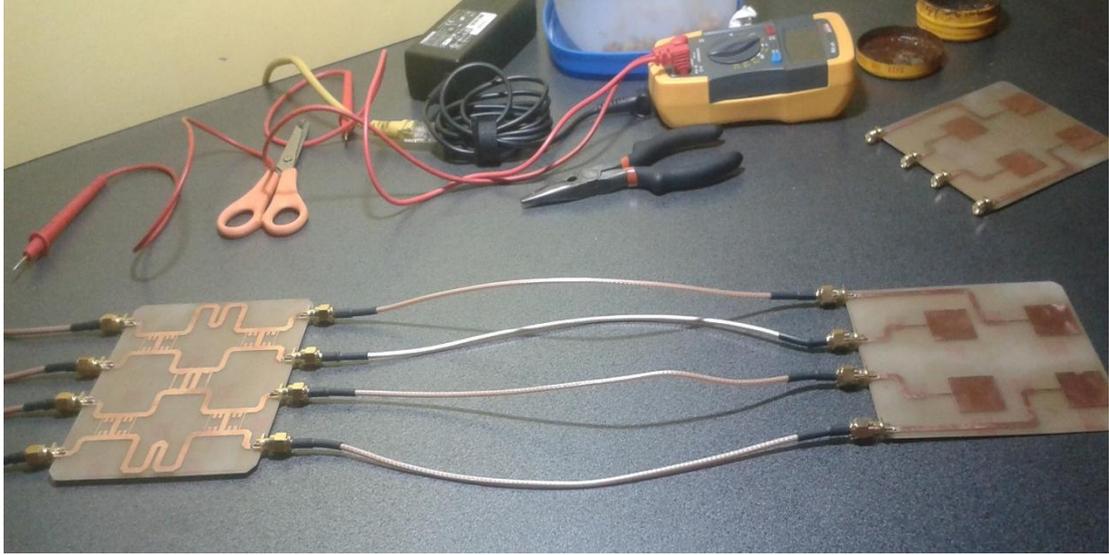
The right-hand side of the interface shows a block palette with various categories such as [Audio], [Boolean Operators], [Byte Operators], [Coding], [Control Port], [Channelizers], [Channel Models], [Debug Tools], [Deprecated], [Digital Television], [Equalizers], [Error Coding], [FCD], [File Operators], [Filters], [Fourier Analysis], [GUI Widgets], [Impairment Models], [Instrumentation], [Level Controllers], [Math Operators], [Measurement Tools], [Message Tools], [Misc], [Modulators], [Networking Tools], [NOAA], [OFDM], [Packet Operators], [Peggy], [Peak Detectors], [Resamplers], [Stream Operators], [Stream Tag Tools], [Symbol Coding], [Synchronizers], [Trellis Coding], [Type Converters], [UHD], [Variables], [Video], and [Waveform Generators].

The bottom-left corner of the interface displays the following text:

```
<< Welcome to GNU Radio Companion 3.7.9 >>>
Preferences file: /home/daniel/gnuradio/grc.conf
Block paths:
  /usr/local/share/gnuradio/grc/blocks
  /usr/share/gnuradio/grc/blocks
  /home/daniel/grc_gnuradio
Showing: ""
Showing: ""
```

ANEXO C. FOTOGRAFÍAS DE LAS PRUEBAS REALIZADAS CON EQUIPOS

Placas implementadas y conectadas (Matriz de Butler y Arreglo Antenas)

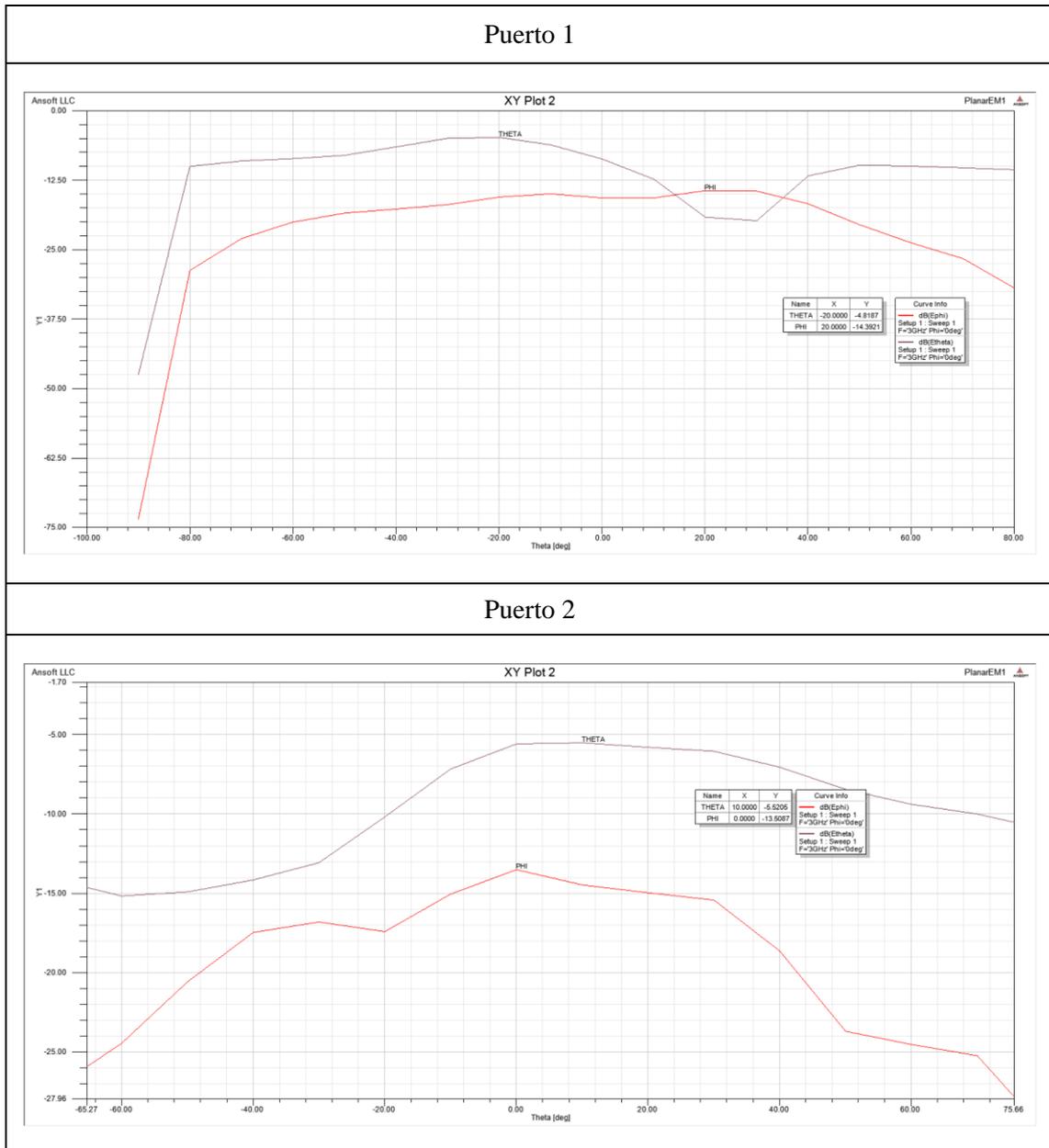


Sistema transmisor y receptor con la antena y la matriz de Butler

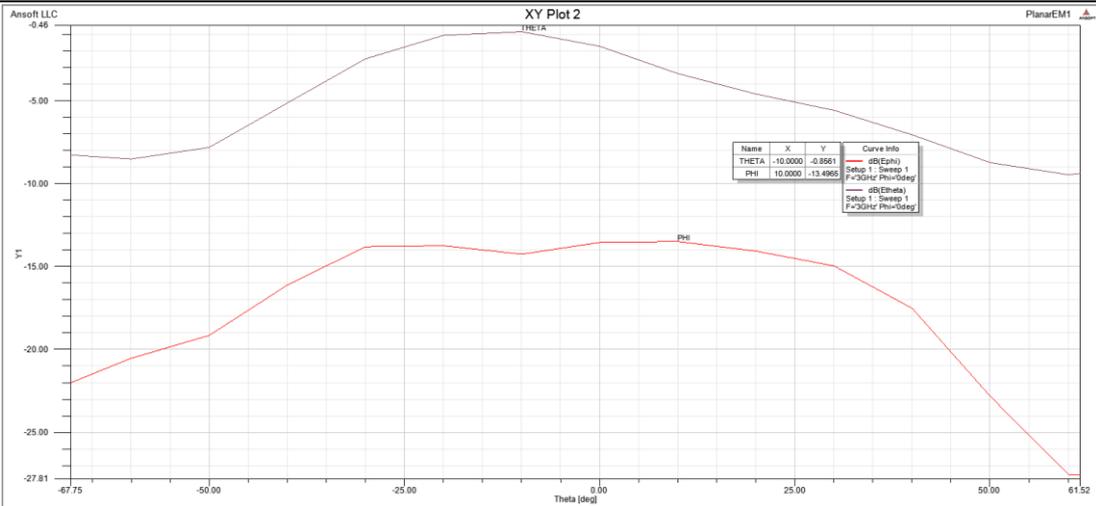


ANEXO D. GRÁFICOS DE LOS RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

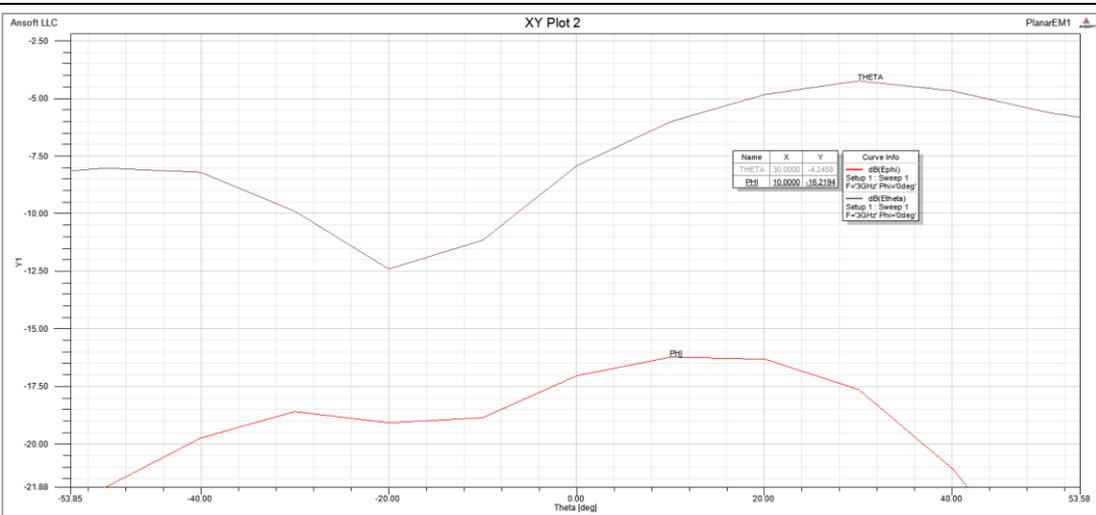
Resultados de la simulación con los Puertos excitados y los ángulos θ y ϕ en los que se tiene la mayor potencia.



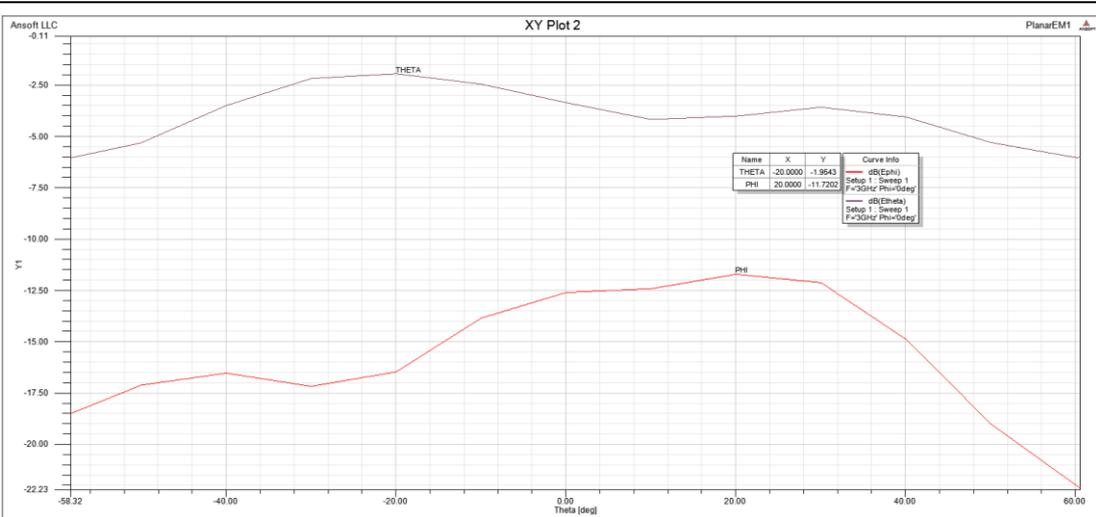
Puerto 1 y 2



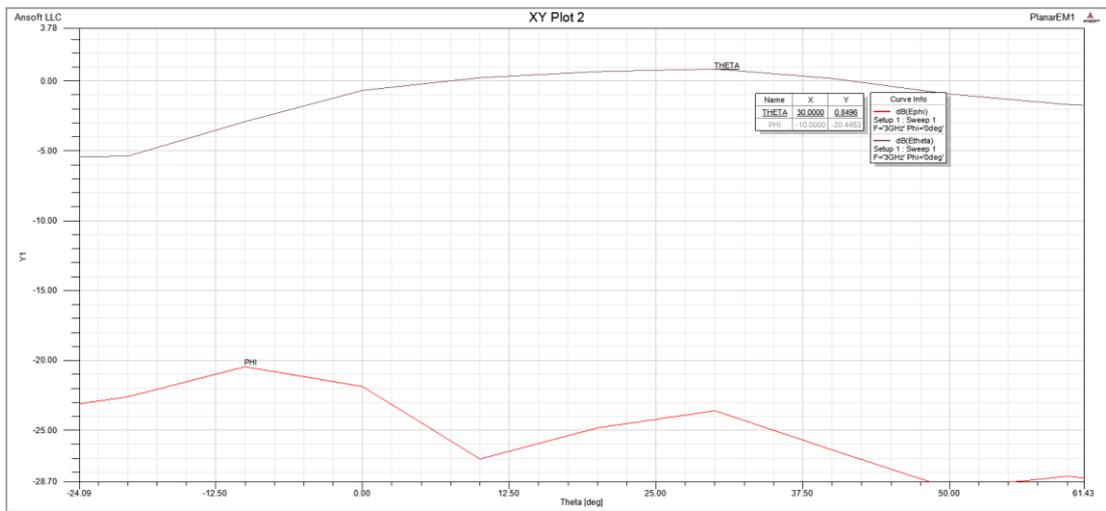
Puerto 3



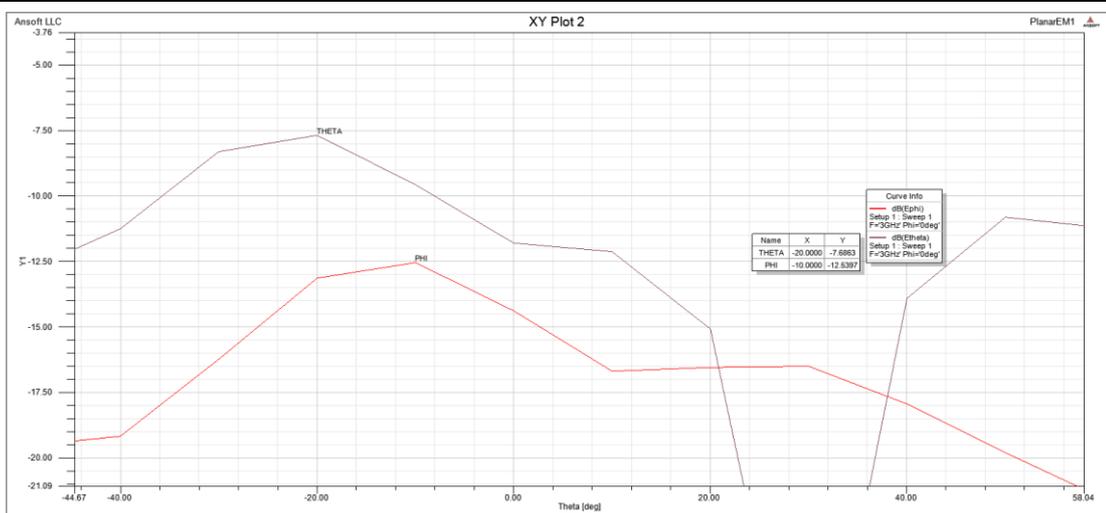
Puerto 1 y 3



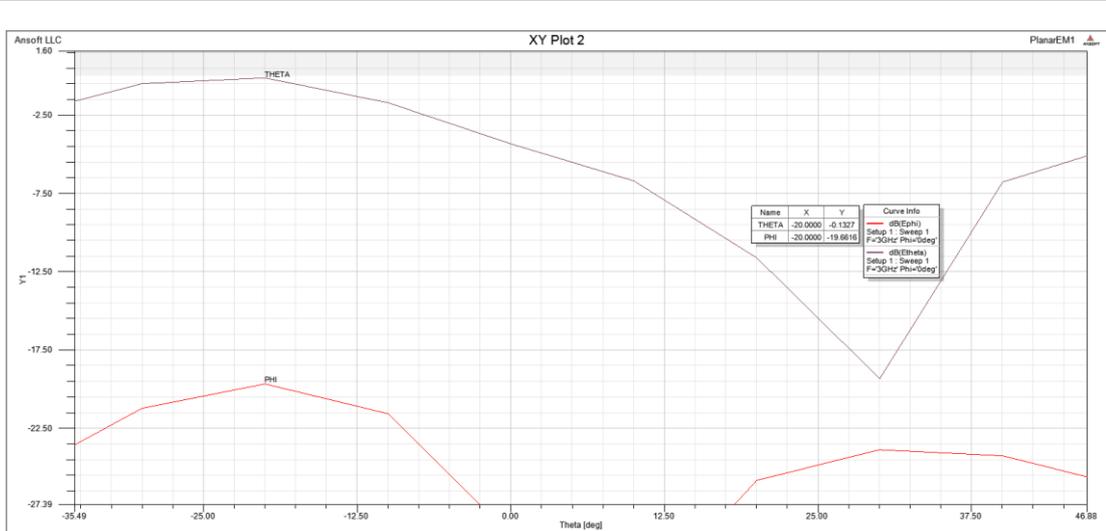
Puerto 2 y 3



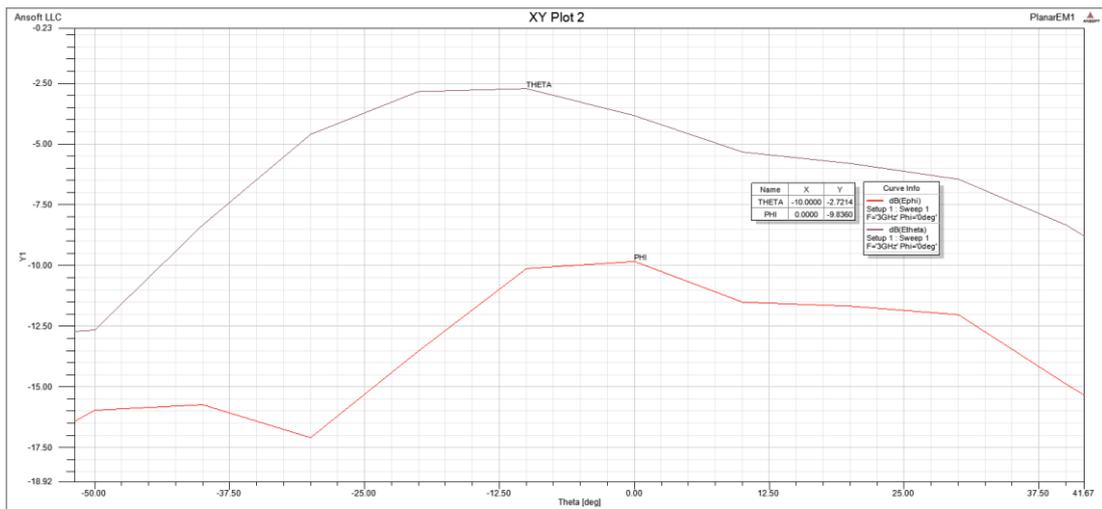
Puerto 4



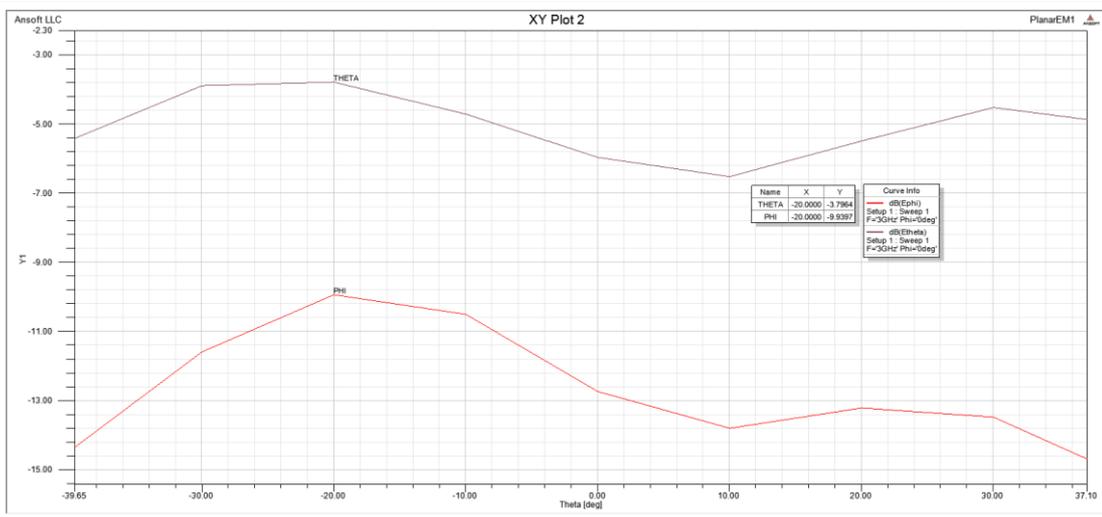
Puerto 1 y 4



Puerto 2 y 4

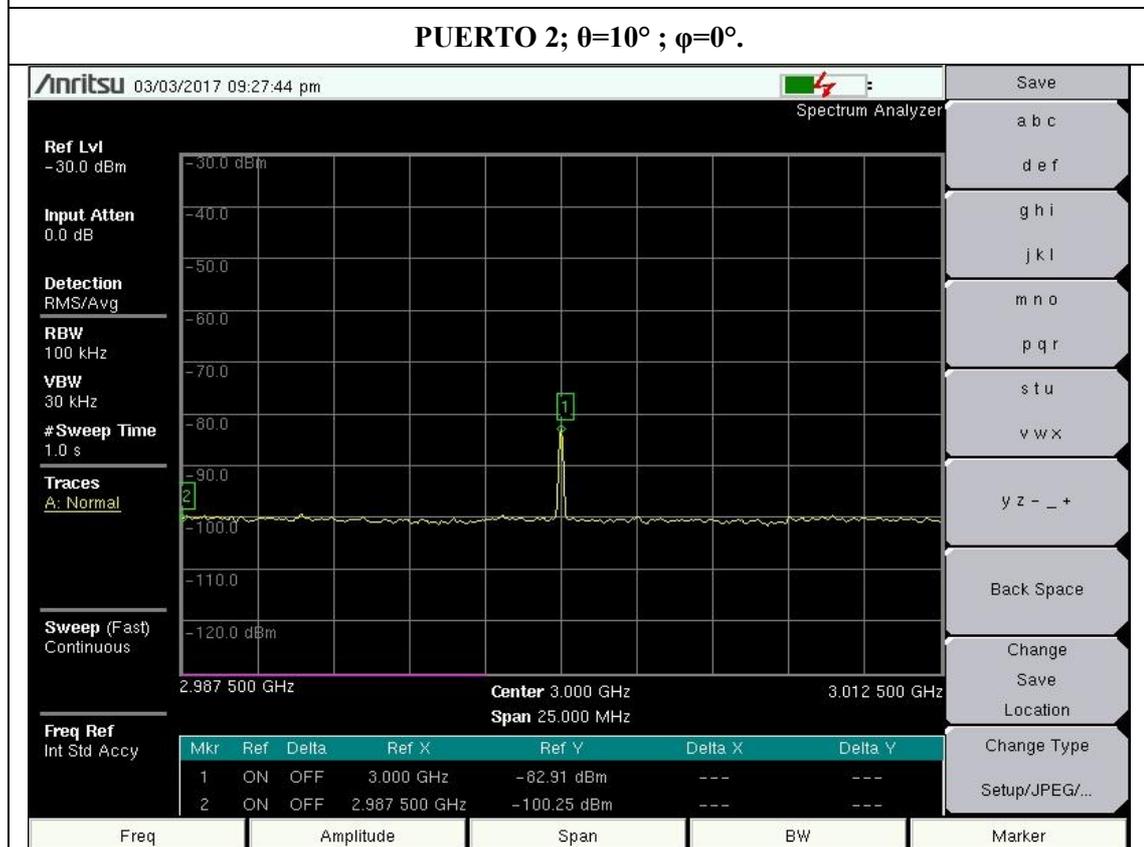
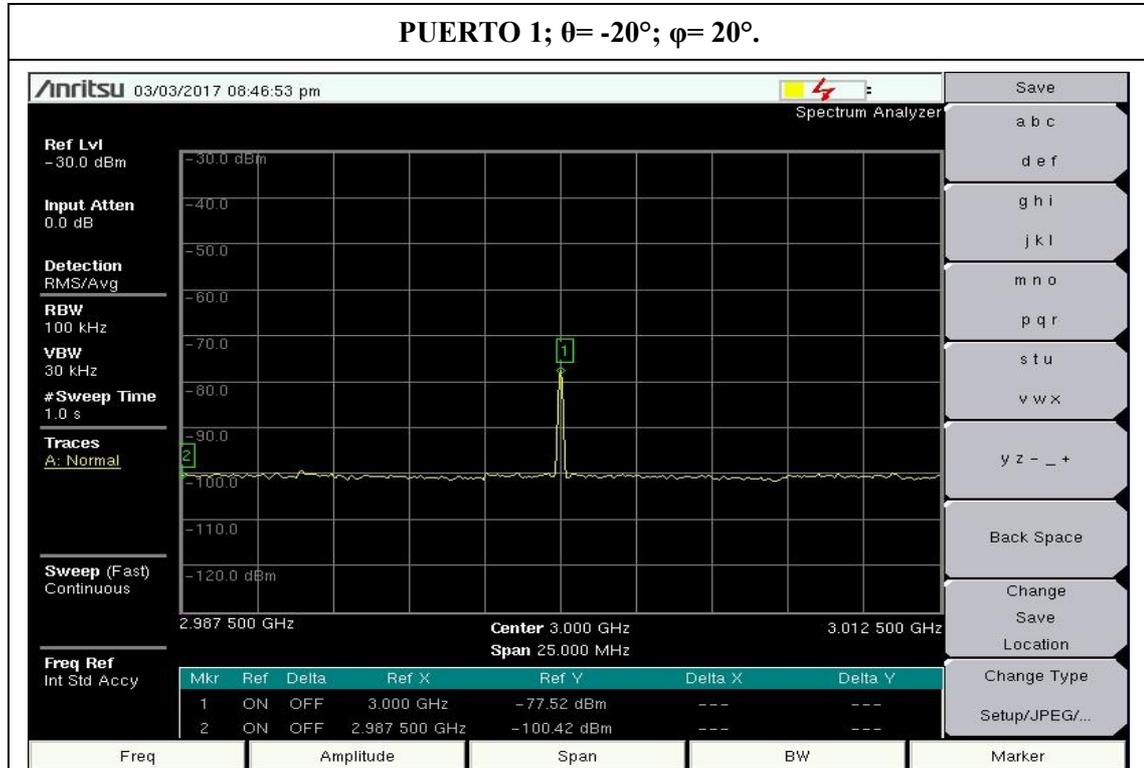


Puerto 3 y 4

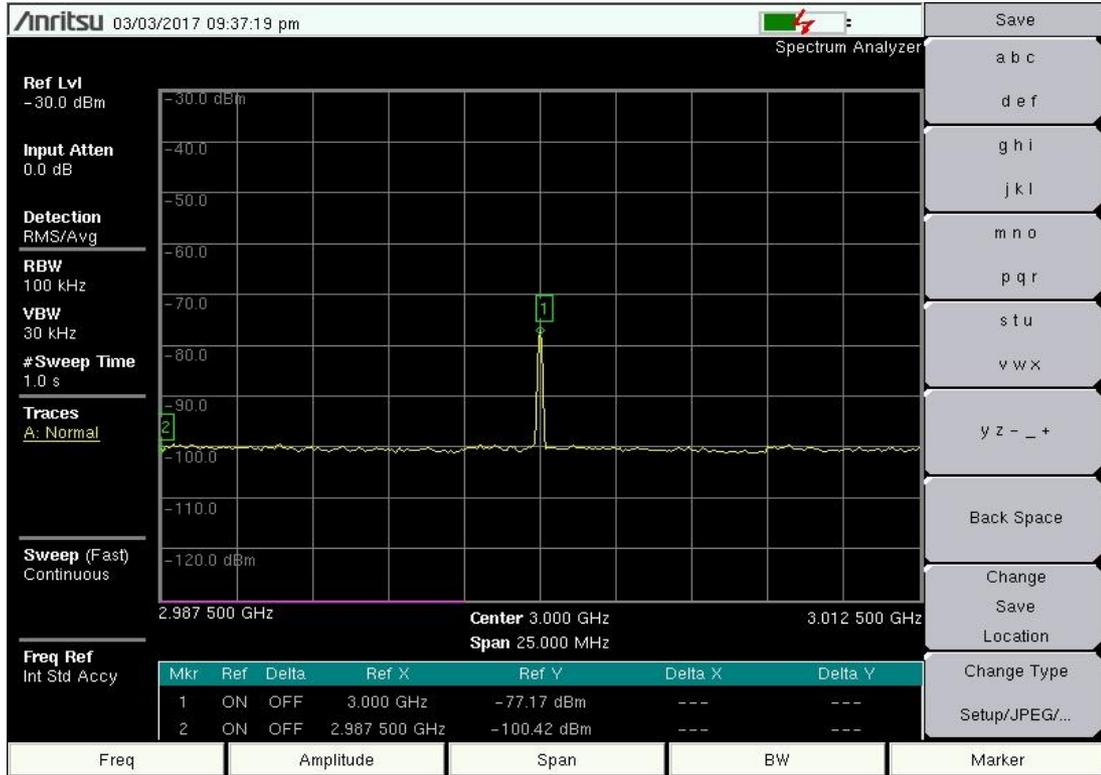


ANEXO E. IMÁGENES DE LOS RESULTADOS DE LA IMPLEMENTACIÓN

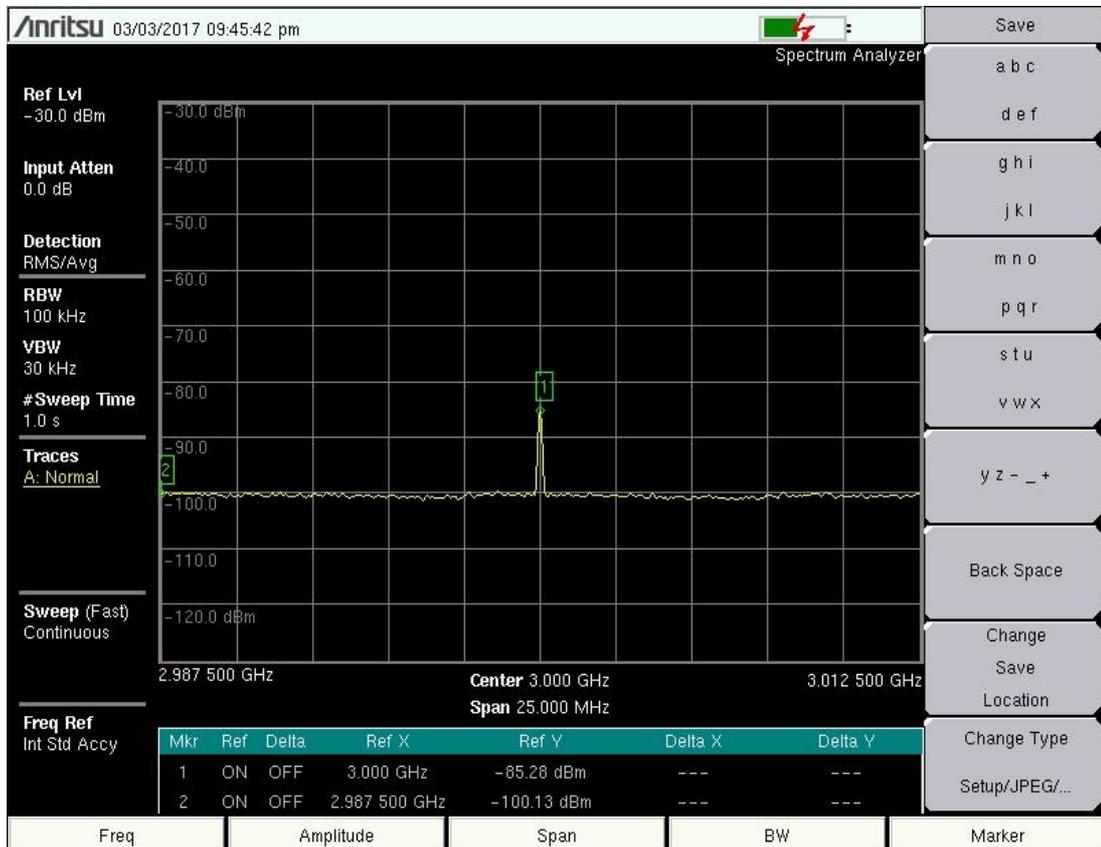
A continuación, se muestra las capturas de pantalla del analizador de espectro con la mayor potencia obtenida en los ángulos y puertos detallados en las siguientes tablas.



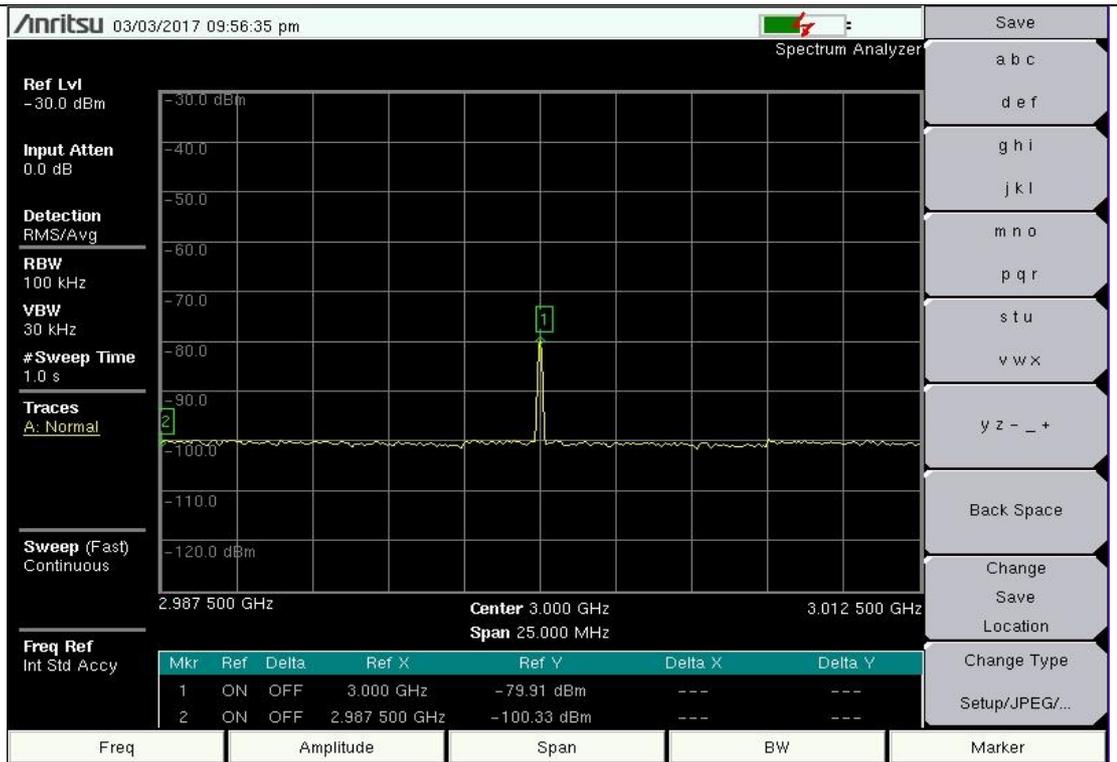
PUERTO 1 y 2; $\theta = -10^\circ$; $\phi = 10^\circ$.



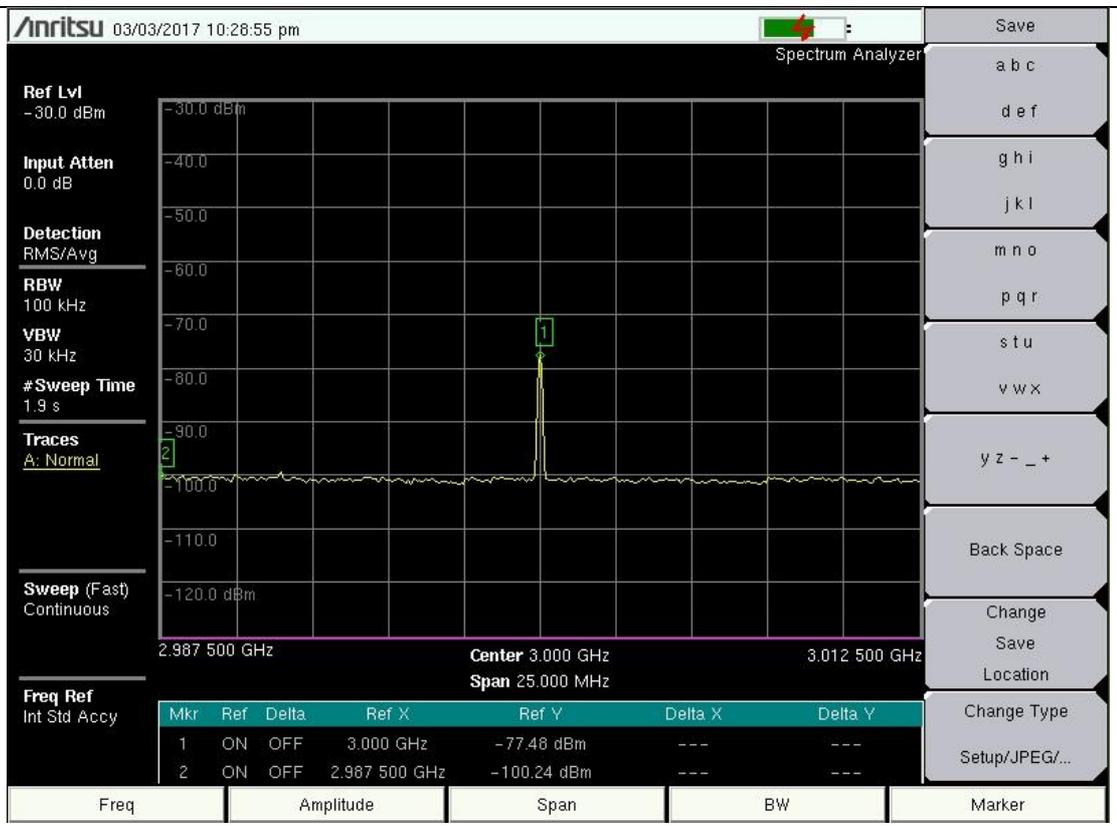
PUERTO 3; $\theta = 30^\circ$; $\phi = -10^\circ$.



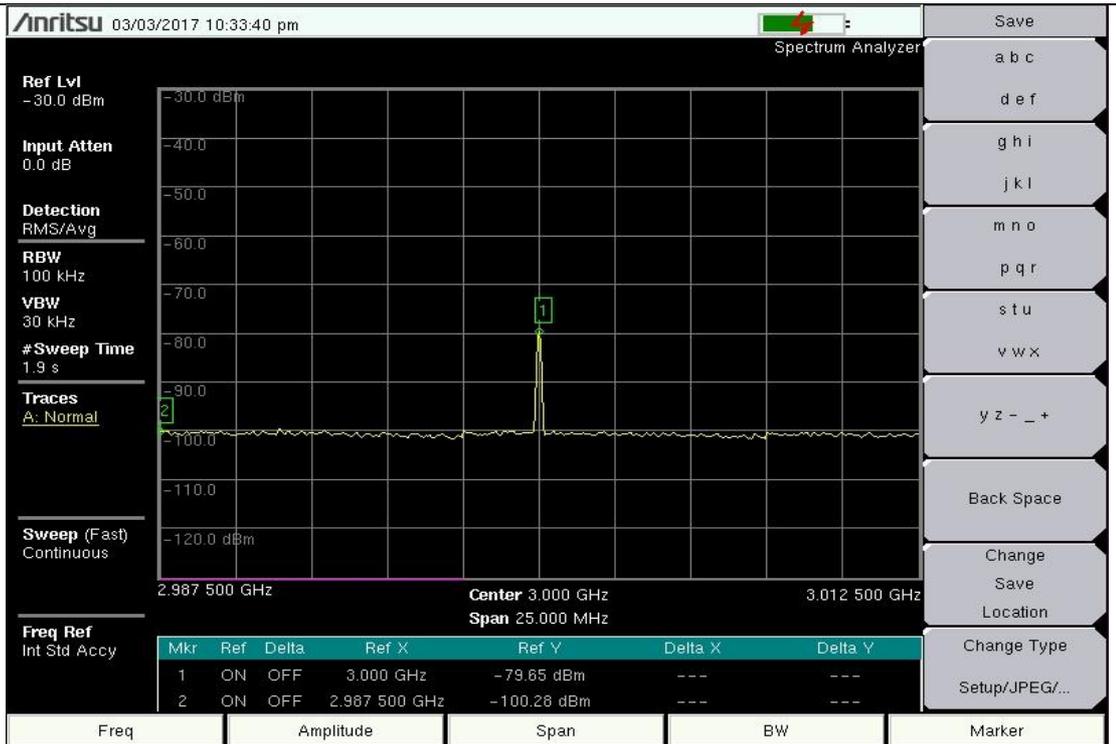
PUERTO 1 y 3; $\theta = -20^\circ$; $\varphi = 20^\circ$.



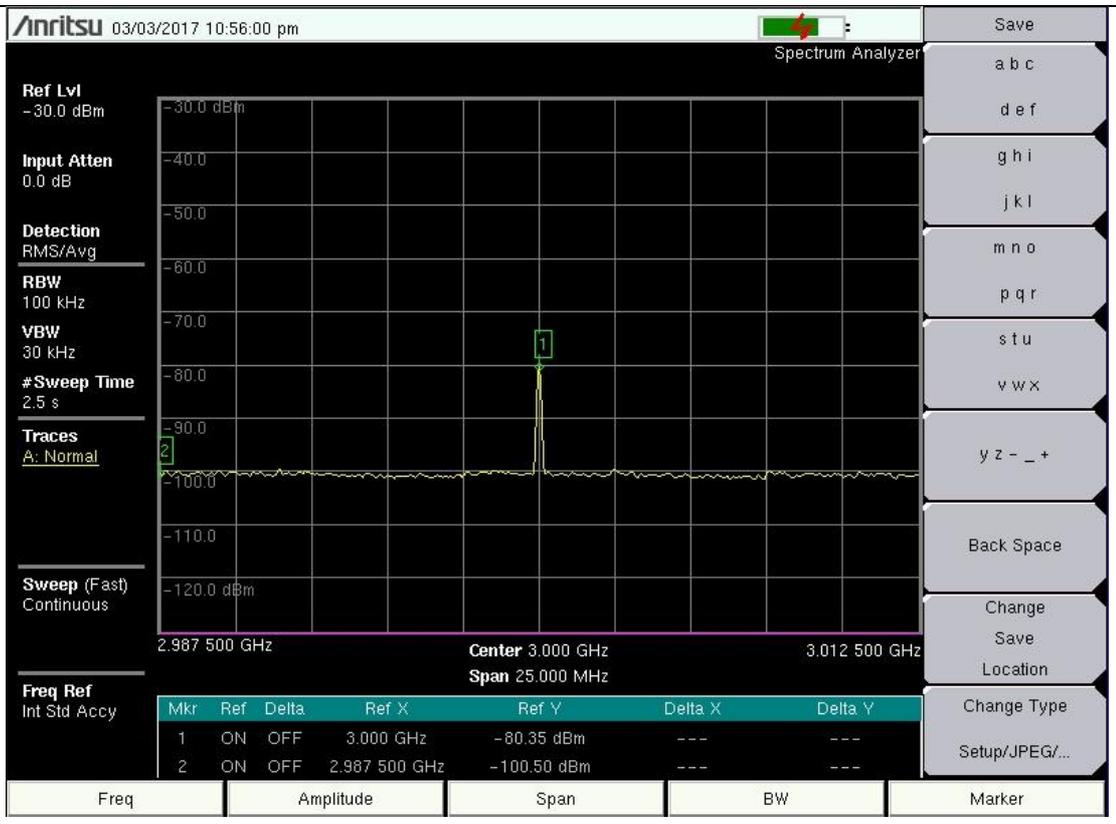
PUERTO 2 y 3; $\theta = 30^\circ$; $\varphi = -10^\circ$.



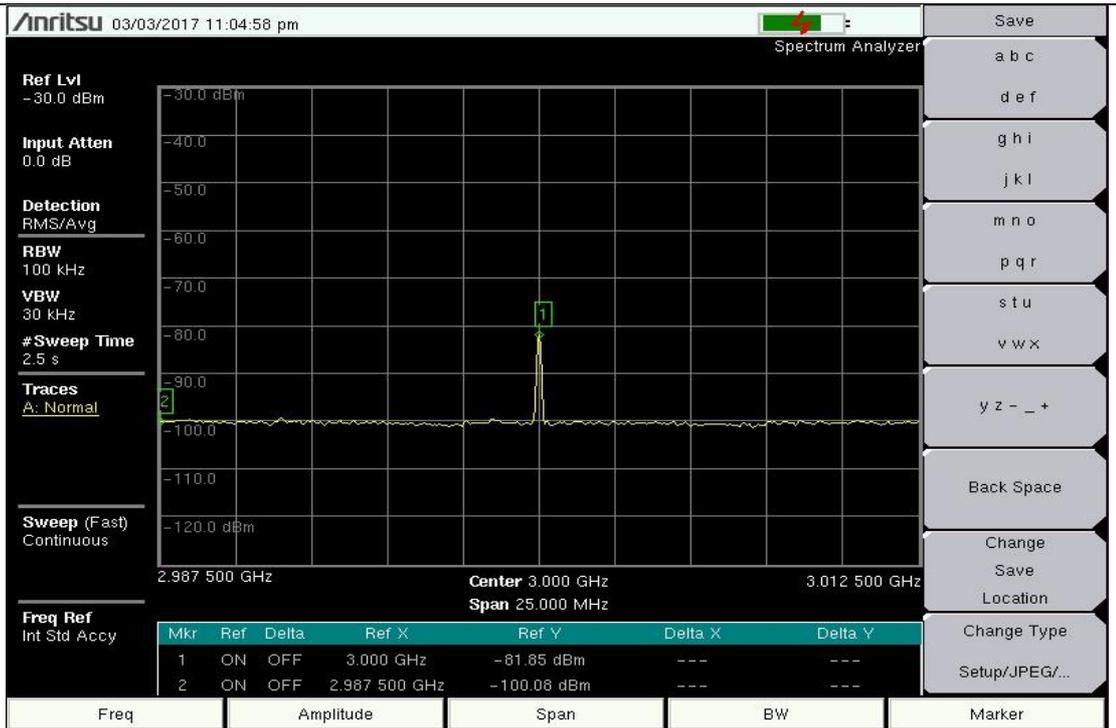
PUERTO 4; $\theta = -20^\circ$; $\phi = -10^\circ$.



PUERTO 1 y 4; $\theta = -20^\circ$; $\phi = -20^\circ$.



PUERTO 2 y 4; $\theta=-10^\circ$; $\varphi=0^\circ$.



PUERTO 3 y 4; $\theta=-20^\circ$; $\varphi=-20^\circ$.

