

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE SAN ANTONIO ABAD  
DEL CUSCO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,  
INFORMÁTICA Y MECÁNICA**

**ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**



**TESIS:**

**VARIACIONES EN LA DIRECCION DEL HAZ EN ARREGLOS DE ANTENAS  
PARA APLICACIONES DE QUINTA GENERACION MOVIL**

Tesis para optar el Título Profesional de Ingeniero Electrónico.

Presentado por:

**Bach. Dennis Noel Arizaca Cusicuna**

Asesor:

**Dr. Facundo Palomino Quispe**

*Financiado por el programa " YACHAYNINCHIS WIÑARINANPAQ"*

**CUSCO – PERÚ  
2022**

## PRESENTACION

El presente trabajo se enfoca en el estudio de sistemas de antenas con la capacidad de direccionar del haz para aplicaciones de quinta generación móvil. En este sentido es necesario destacar algunos aspectos importantes: Por un lado, la necesidad de nuevos sistemas de antenas que cumplan los requerimientos de 5G. La capacidad de los actuales sistemas de transmisión y recepción pronto serán rebasadas por el excesivo crecimiento en el uso de datos inalámbricos. 5G plantea enfrentar esta situación con una serie de tecnologías en las que se incluye el uso de bandas milimétricas, que antes jamás habían sido usadas en comunicaciones móviles. Esto sugiere una nueva generación de antenas que permita el correcto despliegue de esta Red.

Por ello, el presente estudio pretende contribuir al conocimiento en sistemas de antenas factibles para su uso en la red 5G. Para lograrlo el presente trabajo se ha estructurado en seis capítulos.

El capítulo I presenta los aspectos relacionados a la problemática, cuya base permite formular los objetivos generales y específicos, así como una breve justificación del estudio. Se incluye también los alcances, limitaciones, el tipo de análisis y la metodología de la investigación.

En el capítulo II se aborda el marco teórico, en el que se presenta conceptos básicos e importantes para el desarrollo del trabajo. El punto de partida son los requisitos y desafíos de la venidera tecnología 5G y por qué se requiere nuevos sistemas de antenas. A continuación, se describen los parámetros fundamentales que se debe tener en cuenta para el diseño de antenas y finalmente se detalla algunas características de la herramienta especializada que se emplea para realizar las simulaciones electromagnéticas.

El capítulo III empieza detallando la propuesta de diseño de un sistema de antenas multihaz para 5G y las especificaciones de diseño que se deben cumplir. Seguidamente el capítulo se divide en dos apartados. En el primero se aborda todo lo relacionado al diseño de una antena parche a 3.7 GHz y el segundo enfocado al diseño de la antena en una frecuencia milimétrica, en este caso a 28 GHz.

En el capítulo IV se presenta el proceso de diseño y evaluación de los arreglos de antenas tomando como referencia la antena parche vista en el capítulo III. En este capítulo se incluye los trabajos de diseño de redes de alimentación, una red de alimentación corporativa para el arreglo a 3.7 GHz y una red de alimentación en serie para 28 GHz.

El capítulo V se centra en el diseño de una red Butler para las dos frecuencias de estudio. Esta red de formación de haces está compuesta por diferentes circuitos, tales como híbridos, cruces y desfasadores, cuyo desarrollo y evaluación en el software de simulación electromagnética es detallado en este capítulo.

El capítulo VI y último corresponde al diseño de un sistema de antenas de lente multihaz, constituido por un arreglo de antenas parche y un lente zonal de Fresnel de dos zonas. En un primer bloque se evalúa la incidencia de ondas planas en la lente para determinar el punto focal, en un segundo bloque se presta especial atención a la antena parche como alimentador. Finalmente se acoplan ambos circuitos de manera que el sistema completo tenga la capacidad de direccionamiento de haz.

## RESUMEN

Este trabajo propone el diseño de sistemas de antenas para aplicaciones 5G con la capacidad de direccionar el lóbulo principal. Para ello se configuran arreglos de antenas operando en las bandas de 3.7 GHz y 28 GHz acoplados a dos diferentes estructuras para lograr orientar el haz.

La primera estructura se trata de una red de Butler 4x4 para cada arreglo. Al emparejar esta red con las antenas se generan 4 haces en distintas direcciones que superan un rango de exploración de espacio de 90 grados, ganancias de 10 dBi y directividades de más de 10 dBi.

La segunda estructura es un sistema de antenas de lente en el que cada alimentador genera un haz, obteniéndose 17 haces en distintas direcciones, con rangos de exploración de más de 56 grados y directividades superiores a 11 dBi.

**Palabras clave.** - 5G, antenas parche, antenas de lente, matriz de Butler, frecuencias milimétricas.

## ABSTRACT

This work proposes the design of antenna systems for 5G applications with the ability to steer the main lobe. For this, arrays of antennas operating in the 3.7 GHz and 28 GHz bands are configured, coupled to two different structures in order to orient the beam.

The first structure is a 4x4 Butler matrix designed for each array. By pairing this network with the antennas, 4 beams are generated in different directions that exceed scanning ranges of 90 degrees, gains of 10 dBi and directivities of more than 10 dBi.

The second structure is a lens antenna system in which each feeder generates a beam, obtaining 17 beams in different directions, with scanning ranges of more than 56 degrees and directivities greater than 11 dBi.

**Keywords.** – 5G, patch antenna, lens antenna, butler matrix, millimeter waves.

## **DEDICATORIA**

A Dios, por guiarme en este largo camino, brindarme su protección, darme salud y permitirme llegar hasta este momento tan importante de mi formación profesional.

A mis padres, quienes a lo largo de mi vida han velado por mi bienestar y educación, siendo mi apoyo incondicional en todo momento. Su amor, dedicación y esfuerzo me impulsa a ser mejor cada día.

A mi hermano, a quien admiro enormemente y es la base de mis deseos de superación. Su constante guía y apoyo ha sido vital para la culminación de este trabajo.

A todas las personas que me brindaron su ayuda, tiempo y soporte emocional para alcanzar mis objetivos

## **AGRADECIMIENTOS**

En primer lugar agradecer a Dios por guiar mis pasos en el día a día, A mi familia por su invaluable amor y apoyo. Agradecer a mi asesor Dr. Facundo Palomino Quispe por su orientación, al laboratorio de transmisiones por brindarme el equipamiento para el desarrollo del proyecto, a la escuela profesional de ingeniería electrónica y a todos los docentes que con sus enseñanzas constituyen la base de mi formación profesional

## CONTENIDO

PRESENTACION.....	i
RESUMEN .....	iii
ABSTRACT .....	iv
DEDICATORIA .....	v
AGRADECIMIENTOS.....	vi
CAPITULO I .....	15
ASPECTOS GENERALES .....	15
1.1    Ámbito geográfico.....	15
1.2    Planteamiento del problema .....	15
1.2.1    Selección del problema .....	16
1.3    Formulación del problema .....	17
1.4    Objetivos .....	17
1.4.1    Objetivo general.....	17
1.4.2    Objetivos específicos.....	17
1.5    Justificación del estudio .....	18
1.6    Alcances.....	18
1.7    Limitaciones .....	18
1.8    Hipótesis.....	19
1.9    Variables e indicadores .....	19
1.9.1    Variables independientes.....	19
1.9.2    Variables dependientes.....	19
1.10    Metodología .....	20
1.10.1    Método y alcance de la investigación .....	20
1.10.2    Alcance del método.....	20
1.11    Análisis de datos.....	21
CAPITULO II .....	22
MARCO TEORICO.....	22
2.1    Conceptos generales de antenas .....	26
2.1.1    Antena .....	26
2.1.2    Parámetros de una antena.....	26
2.2    Antenas parche de microcinta .....	31
2.2.1    Técnicas de Alimentación.....	32
2.2.1.1.    Métodos de Análisis .....	34
2.3    Agrupamiento de antenas.....	37

2.3.1	Agrupamiento lineal.....	37
2.3.2	Agrupamiento planar .....	39
2.4	Direccionamiento de haz.....	40
2.5	Conceptos generales de 5G.....	22
2.5.1	Requisitos tecnológicos para la quinta generación móvil.....	23
2.5.2	Espectro 5G .....	23
2.5.3	Frecuencias milimétricas para 5G .....	24
2.6	Herramientas de simulación de antenas.....	41
CAPITULO III .....		43
METODOLOGIA Y DISEÑO DE LAS ANTENAS PARCHE .....		43
3.1	Propuesta de diseño.....	43
3.2	Establecimiento de las especificaciones de diseño .....	46
3.3	Diseño de una antena parche operando a 3.7 GHz .....	51
3.3.1	Selección de la forma del parche y los sustratos .....	51
3.3.2	Elección del método de análisis .....	52
3.3.3	Elección del tipo de alimentación .....	52
3.4	Diseño de la antena parche a 3.7 GHz .....	55
3.4.1	Análisis de los resultados de simulación .....	58
3.5	Diseño de una antena a 28 GHz .....	60
3.5.1	Análisis de los resultados de simulación .....	62
CAPITULO IV .....		65
DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS .....		65
4.1	Arreglo de antenas operando a 3.7 GHz .....	65
4.1.1	Diseño de la red de alimentación corporativa .....	66
4.1.2	Diseño del arreglo de antenas.....	73
4.2	Arreglo de antenas operando a 28 GHz .....	78
4.2.1	Diseño de la red de alimentación en serie .....	78
4.2.2	Diseño del arreglo de antenas.....	78
CAPITULO V .....		82
SISTEMA DE ANTENAS CON MATRIZ DE BUTLER .....		82
5.1	Sistema de antenas de haz conmutado a 3.7 GHz .....	83
5.1.1	Diseño de una matriz de Butler a 3.7 GHz .....	83
5.2	Sistema de antenas de haz conmutado a 28 GHz .....	95
CAPITULO VI .....		104
SISTEMA DE ANTENAS DE LENTE .....		104

6.1	Diseño del anillo metálico .....	104
6.2	Diseño de la antena parche como alimentador .....	106
6.3	Diseño del sistema de antenas Multihaz .....	109
	CONCLUSIONES .....	120
	RECOMENDACIONES .....	121
	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS .....	122
	ANEXOS .....	126

## RELACIÓN DE FIGURAS

Fig. 2-1. Atenuación por absorción atmosférica [10] .....	25
Fig. 2-2. Atenuación por lluvias [10] .....	25
Fig. 2-3. Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y directivo [5].....	28
Fig. 2-4. Diagramas de radiación en coordenadas polares y cartesianas [4].....	28
Fig. 2-5. Lóbulos de un diagrama de radiación [4] .....	29
Fig. 2-6. Representación de la directividad [5] .....	29
Fig. 2-7. Tipos de Polarización [6].....	31
Fig. 2-8. Antena parche [4] .....	32
Fig. 2-9. Técnicas de alimentación por línea microstrip [4] .....	33
Fig. 2-10. Alimentación por sonda coaxial [7].....	33
Fig. 2-11. Alimentación por proximidad [7] .....	34
Fig. 2-12. Alimentación por apertura [7] .....	34
Fig. 2-13. Método de línea de transmisión [4] .....	35
Fig. 2-14. Efecto borde [4].....	35
Fig. 2-15. Método de cavidad resonante [4].....	36
Fig. 2-16. Diagrama de distribución de carga [4].....	36
Fig. 2-17. Agrupamiento a lo largo del eje Z [8] .....	38
Fig. 2-18. Agrupamiento planar de antenas [8].....	40
Fig. 2-19. "Phased Array" [9].....	40
Fig. 3-1. Diferencia de fase progresiva .....	44
Fig. 3-2. Propuesta de agrupamiento de antenas .....	45
Fig. 3-3. Alimentación usando un transformador de cuarto de onda .....	53
Fig. 3-4. Características de la resistencia de entrada del parche en relación a la longitud.....	53
Fig. 3-5. Transformador de cuarto de onda [19] .....	56
Fig. 3-6. Dimensiones de antena parche a 3.7 GHz .....	57
Fig. 3-7. Pérdidas de retorno de la antena a 3.7 GHz.....	58
Fig. 3-8. Relación de onda estacionaria de la antena a 3.7 GHz .....	59
Fig. 3-9. Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ de la antena a 28 GHz .....	59
Fig. 3-10. Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ de la antena a 3.7 GHz .....	60
Fig. 3-11. Antena parche fabricada a 3.7 GHz.....	60
Fig. 3-12. Medición en VNA del $S_{11}$ del parche a 3.7 GHz .....	61
Fig. 3-13. Dimensiones de la antena parche diseñada a 28 GHz .....	62
Fig. 3-14 Pérdidas de retorno de la antena parche a 28 GHz .....	63

Fig. 3-15 Relacion de onda estacionaria de la antena a 28 GHz .....	63
Fig. 3-16 Diagrama de Radiación en 3D de la antena parche a 28 GHz.....	64
Fig. 3-17 Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ de la antena a 28 GHz .....	64
Fig. 4-1. Modelo circuital del divisor T-junction.....	66
Fig. 4-2. Propuesta de diseño del divisor T-Junction.....	68
Fig. 4-3. Diferentes configuraciones para compesar curvas en angulo recto [22] .....	69
Fig. 4-4. Tecnica de compensacion y minimizacion de discontinuidades en divisores T-junction [22].....	70
Fig. 4-5 Divisor T-junction diseñado .....	70
Fig. 4-6. Parámetros S del divisor T-junction .....	71
Fig. 4-7. Modelo circuital del divisor Wilkinson .....	71
Fig. 4-8. Propuesta de diseño del divisor Wilkinson.....	72
Fig. 4-9. Divisor de potencia Wilkinson diseñado .....	73
Fig. 4-10. Parámetros S del divisor Wilkinson .....	73
Fig. 4-11. Planos en un arreglo de antenas parche .....	74
Fig. 4-12. Arreglo de antenas diseñado.....	75
Fig. 4-13.- Parámetros S de una columna del arreglo de antenas.....	76
Fig. 4-14. Diagrama de radicación en 3D del arreglo de antenas.....	76
Fig. 4-15. Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ del arreglo de antenas.....	76
Fig. 4-16. Arreglo fabricado a 3.7 GHz .....	77
Fig. 4-17. Medición en VNA del $S_{11}$ del arreglo a 3.7 GHz .....	77
Fig. 4-18. Geometría de la alimentación en serie.....	78
Fig. 4-19. Arreglo de antenas 4x1 diseñado a 28 GHz.....	79
Fig. 4-20. Arreglo de 16 elementos diseñado.....	79
Fig. 4-21. Pérdidas de retorno del arreglo de antenas .....	80
Fig. 4-22. Patrón de Radiación en 3D del arreglo de antenas .....	80
Fig. 4-23. Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ del arreglo de antenas.....	81
Fig. 5-1. Esquema de una matriz de butler acoplado a antenas.....	83
Fig. 5-2. Diagrama de bloques de una matriz Butler 4x4.....	84
Fig. 5-3. Esquema de un hibrido en cuadratura [19] .....	85
Fig. 5-4. Modelo del hibrido en cuadratura diseñado.....	85
Fig. 5-5. Parámetros S del acoplador hibrido a 3.7 GHz.....	86
Fig. 5-6. Diferencia de fase entre los puertos del hibrido a 3.7 GHz .....	86
Fig. 5-7. Flujo de potencia de acoplador hibrido .....	87

Fig. 5-8. Esquema del cruce .....	87
Fig. 5-9. Estructura de cruce diseñado a 3.7 GHz.....	88
Fig. 5-10. Parámetros S del Cruce a 3.7 GHz .....	88
Fig. 5-11. Estructura del desfasador diseñado a 3.7 GHz .....	89
Fig. 5-12. Parámetro S21 del desfasador a 3.7 GHz .....	89
Fig. 5-13. Diferencia de fase entre puertos del desfasador a 3.7 GHz .....	90
Fig. 5-14. Estructura de la matriz de butler diseñado a 3.7 GHz .....	90
Fig. 5-15. Fases en los puertos de salida de la matriz de Butler.....	91
Fig. 5-16. Amplitudes en los puertos de salida respecto al puerto de entrada.....	93
Fig. 5-17. Diagrama de radiación del sistema de antenas con el lóbulo principal direccionado. 94	
Fig. 5-18. Estructura del desfasador diseñado a 3.7 GHz .....	96
Fig. 5-19. Parámetros S del acoplador híbrido a 28 GHz.....	96
Fig. 5-20. Estructura del cruce diseñado a 3.7 GHz.....	96
Fig. 5-21. Parámetros S del cruce a 28 GHz .....	97
Fig. 5-22. Estructura del desfasador a 3.7 GHz.....	97
Fig. 5-23. Parámetros S del desfasador a 28 GHz.....	98
Fig. 5-24. Fase en el puerto de salida del desfasador a 28 GHz.....	98
Fig. 5-25. Estructura de la matriz de butler diseñado.....	99
Fig. 5-26. Fases en los puertos de salida de la matriz de Butler.....	100
Fig. 5-27. Amplitudes obtenidas en los puertos de salida .....	101
Fig. 5-28. Diagrama de radiación del sistema de antenas con el lóbulo principal direccionado103	
Fig. 6-1. Estructura del anillo metálico .....	105
Fig. 6-2. Análisis de campo eléctrico .....	105
Fig. 6-3 Línea de alimentación coaxial diseñada .....	106
Fig. 6-4. Características de la resistencia en una antena parche con alimentación coaxial.....	107
Fig. 6-5. Antena parche con alimentación coaxial a 28 GHz.....	107
Fig. 6-6. Resultados de S11 y ROE obtenidos en el software de simulación.....	108
Fig. 6-7. Diagrama de radiación en 3D y 2D del parche con línea coaxial.....	109
Fig. 6-8. Optimización de la distancia focal del sistema antena parche- anillo metálico.....	110
Fig. 6-9. Diagrama de radiación del sistema antena – anillo.....	110
Fig. 6-10. Curva de exploración en una antena zonal de Fresnel.....	111
Fig. 6-11. Separación entre elementos del arreglo de parches .....	112
Fig. 6-12. Estructura del sistema de antenas .....	112
Fig. 6-13. Diagrama de radiación del haz central.....	113

Fig. 6-14. Haces en el Plano $\Phi = 0^\circ$ .....	113
Fig. 6-15. Haces en el plano $\Phi = 45^\circ$ .....	114
Fig. 6-16. Haces en el plano $\Phi = 90^\circ$ .....	115
Fig. 6-17. Haces en el plano $\Phi = 135^\circ$ .....	116
Fig. 6-18. Sistema con antenas parche compartiendo sustrato.....	116
Fig. 6-19. Haz central.....	117
Fig. 6-20. Haces en el Plano $\Phi = 0^\circ$ .....	117
Fig. 6-21. Haces en el Plano $\Phi = 45^\circ$ .....	118
Fig. 6-22. Haces en el Plano $\Phi = 90^\circ$ .....	119
Fig. 6-23. Haces en el Plano $\Phi = 135^\circ$ .....	119

## RELACIÓN DE TABLAS

<b>TABLA 3-1.</b> VALORES DE RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA.....	49
<b>TABLA 3-2.</b> ESTABLECIMIENTO DE LAS ESPECIFICACIONES DE DISEÑO (ANTENA A 3.7 GHZ) .....	50
<b>TABLA 3-3.</b> ESTABLECIMIENTO DE LAS ESPECIFICACIONES DE DISEÑO (ANTENA A 28 GHZ) .....	50
<b>TABLA 3-4.</b> DIMENSIONES DE ANTENA PARCHE .....	57
<b>TABLA 3-5.</b> DIMENSIONES DE ANTENA PARCHE A 28 GHZ.....	62
<b>TABLA 4-1</b> GROSOR DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN EN RELACIÓN A SU IMPEDANCIA.....	68
<b>TABLA 5-1.</b> DIMENSIONES DEL ACOPLADOR HIBRIDO .....	85
<b>TABLA 5-2.</b> FASES DE SALIDA DE LA MATRIZ DE BUTLER A 3.7 GHZ .....	92
<b>TABLA 5-3.</b> AMPLITUDES DE SALIDA DE LA MATRIZ DE BUTLER A 3.7 GHZ.....	93
<b>TABLA 5-4.</b> DIMENSIONES DEL ACOPLADOR HIBRIDO A 28 GHZ .....	95
<b>TABLA 5-5.</b> DIFERENCIAS DE FASE ENTRE PUERTOS DE SALIDA .....	100
<b>TABLA 5-6.</b> AMPLITUDES DE LOS PUERTOS DE SALIDA .....	102

# CAPITULO I

## ASPECTOS GENERALES

### 1.1 **Ámbito geográfico**

El presente estudio tendrá como ámbito geográfico la Universidad Nacional de San Antonio Abad del Cusco, que cuenta con equipos necesarios para la evaluación de antenas e instalaciones en los cual se llevará a cabo actividades de desarrollo incluidas en el plan de trabajo de esta tesis.

### 1.2 **Planteamiento del problema**

Las tecnologías de comunicación inalámbrica han evolucionado constantemente con el tiempo, desde la primera generación, con servicios dedicados exclusivamente a la transmisión de voz, hasta la actual tecnología LTE (Long Term Evolution) y LTE Advance, que se encuentra implementado en algunos países y en etapa de madurez en otros ofreciendo mayores velocidades de transmisión de datos, menores latencias y mayor eficiencia que sus antecesores. Sin embargo, queda claro que la necesidad de transmitir mayor volumen de datos a mayores velocidades sumados al crecimiento exponencial de la cantidad de dispositivos móviles continuará y hará que las demandas de las redes en unos cuantos años no puedan ser satisfechas. Es por este motivo que el surgimiento de un nuevo sistema de comunicaciones móviles, es decir la quinta generación (5G) ha capturado la atención de ingenieros, investigadores y compañías del mundo para su planificación y desarrollo, impulsados por los grandes retos a los que nos enfrentaremos más adelante.

El futuro sistema de comunicaciones de quinta generación (5G) utilizará rangos de frecuencias altas y se espera que proporcione una tasa de transmisión de datos de varios gigabits por segundo, latencias de aproximadamente 1ms y reduzca consumos de energía para una conectividad inalámbrica de banda ancha. De esta manera la quinta generación móvil abrirá un espacio para el desarrollo de tecnologías novedosas tales como: vehículos autónomos, realidad virtual mejorada, telemedicina, y un sinfín de aplicaciones relacionadas con la “nube” y el “internet de las cosas”.

Por otro lado, para cumplir con las exigencias de la tecnología 5G será de vital importancia el diseño y desarrollo de una antena para los nuevos dispositivos móviles, y diversos tipos de antena se muestran como candidatos para dar soporte a esta tecnología.

### ***1.2.1 Selección del problema***

La tecnología de comunicación inalámbrica de quinta generación (5G) utilizará tres bandas de frecuencia: menores a 2 GHz, por debajo de 6 GHz y otra milimétrica [1], para proporcionar grandes capacidades de tráfico y velocidades de datos de varios gigabits por segundo. El diseño de un sistema de antenas para los nuevos dispositivos móviles es un gran reto debido a que 5G exige antenas con características totalmente diferentes a las anteriores vistas en un terminal de usuario [2]. Estos requisitos plantean numerosos desafíos para lograr su viabilidad, es decir un equilibrio entre cuestiones de diseño tecnológico y criterios comerciales: bajo costo, tamaño compacto, eficiencia de radiación, alta ganancia de la antena, gran ancho de banda, buen rendimiento en bandas de ondas milimétricas, entre otras. Frente a esta problemática las antenas parche y las antenas Vivaldi parecen buenas elecciones para lograr un elemento funcional ya que cuentan con una adecuada compensación entre rendimiento y complejidad de fabricación para aplicaciones 5G.

Actualmente las antenas de telefonía móvil emiten ondas omnidireccionales de tal forma que se conectan a cualquier estación base que les proporciona cobertura. Aunque esta es la solución más sencilla, también es la más ineficiente, debido a que se pierde una gran cantidad de energía y las nuevas antenas 5G planean acabar con este problema con un sistema de direccionamiento de haz entre estación base y terminal de usuario. En este sentido el desarrollo de un arreglo de antenas operando en la banda milimétrica con la

funcionalidad de direccionar el haz será una buena opción a considerar para esta tecnología.

Como se sabe, los estándares para las diferentes normas que registra la tecnología 5G se establecerán en los próximos años, esto representa una gran oportunidad para realizar aportes a la tecnología y publicación de resultados que puedan ser patentables. Es por esta razón que se pretende desarrollar el siguiente trabajo tomando como referencia la pregunta: ¿Es posible el diseño, implementación y evaluación de arreglos de antenas con direccionamiento de haz empleando las herramientas tecnológicas disponibles y cumpliendo los requisitos para aplicaciones de quinta generación móvil (5G)?

### **1.3 Formulación del problema**

Actualmente el diseño y evaluación de prototipos de arreglos de antenas que brinden la funcionalidad de direccionar el haz y que cumplan las exigencias de la futura quinta generación móvil es reducido.

### **1.4 Objetivos**

#### ***1.4.1 Objetivo general***

Diseñar y evaluar arreglos de antenas en la banda de 3.7GHz y con ciertas limitaciones en la banda de 28 GHz, que permitan el direccionamiento de haz para aplicaciones de la tecnología móvil 5G.

#### ***1.4.2 Objetivos específicos***

1. Determinar los parámetros fundamentales para el diseño de antenas en Quinta Generación Móvil.
2. Diseñar arreglos de antenas para las bandas de 3.7 GHz y 28 GHz utilizando herramientas computacionales.
3. Establecer analíticamente direcciones de haz en uno de los arreglos previamente diseñados.
4. Evaluar el desempeño de arreglos de antenas que cumplan con las exigencias de 5G.

## **1.5 Justificación del estudio**

La quinta generación móvil 5G no está definida por completo. Sin embargo, ya se puede intuir que las tecnologías claves para este futuro sistema serán el uso de bandas que antes no habían sido empleadas para comunicaciones móviles [2], junto con las antenas direccionales en las cuales la radiación puede ser orientada electrónicamente en una dirección dada.

En la actualidad existe una serie de esfuerzos en investigación para desarrollar sistemas de antenas inteligentes que cumplan los requisitos de 5G, que optimicen el gasto de recursos y que además minimicen las interferencias apuntando la señal en la dirección deseada de manera similar como lo hace un faro. Si bien hay estudios de esta clase de antenas, aún permanecen en conceptos, en los que falta profundizar mucho más. Es por ello que el diseño, implementación y evaluación de antenas con estas características representa una gran oportunidad para realizar aportes a la tecnología proporcionando potenciales métodos y técnicas para la implementación de 5G.

El desarrollo de este sistema de antenas permitirá un mejor progreso de la implementación la quinta generación móvil, logrando un eficiente uso de recursos en aplicaciones tan importantes como IoT, Ciudades Inteligentes, Industria 4.0, lo que beneficiará a estudiantes, profesionales e industrias.

## **1.6 Alcances**

El desarrollo de este trabajo tendrá los siguientes alcances:

- Se obtendrá mediante simulaciones los principales parámetros de antenas operando en frecuencias para 5G.
- Se analizará los desfases de subgrupos de antenas constituyente de un arreglo y su repercusión en el direccionamiento del haz.

## **1.7 Limitaciones**

El desarrollo de este trabajo tendrá las siguientes limitaciones:

- No se realizarán mediciones reales de los diagramas de radiación debido a la ausencia de ambientes especiales que eviten reflexiones e interferencias electromagnéticas.

- Se caracterizará solo algunos parámetros de las antenas a 3.7 GHz. Para las antenas que operen a 28 GHz se usará herramientas de simulación para su evaluación, debido a limitaciones en cuanto a equipamiento.

## 1.8 Hipótesis

El número de usuarios y la demanda de servicios inalámbricos se ha ido incrementando de manera exponencial [3] y la quinta generación móvil se ve en la necesidad de mejorar la cobertura de servicio y la calidad de transmisión. Esta es la razón por la cual el diseño, desarrollo y análisis del desempeño de un arreglo de antenas con direccionamiento de haz es una alternativa para proporcionar solución a este problema. Estos sistemas de antenas permitirán modificar la dirección de la radiación, variando las fases de elementos conformantes del arreglo o empleando dispositivos externos, mejorando así la conexión entre redes, optimizando el consumo de energía y logrando mayores velocidades de transmisión de datos.

Cabe mencionar que los estándares para la quinta generación móvil aún no están definidos por completo, y el desarrollo de este sistema de antenas es una oportunidad para aportar a la tecnología con métodos y técnicas que posibiliten la futura implementación de una red 5G

## 1.9 Variables e indicadores

### 1.9.1 Variables independientes

<i>VARIABLES</i>	<i>INDICADORES</i>
Frecuencia	(GHz)
Material del Sustrato	( $\epsilon$ )
Nº de elementos Radiantes	Nant
Desfases en entrada	Ang

### 1.9.2 Variables dependientes

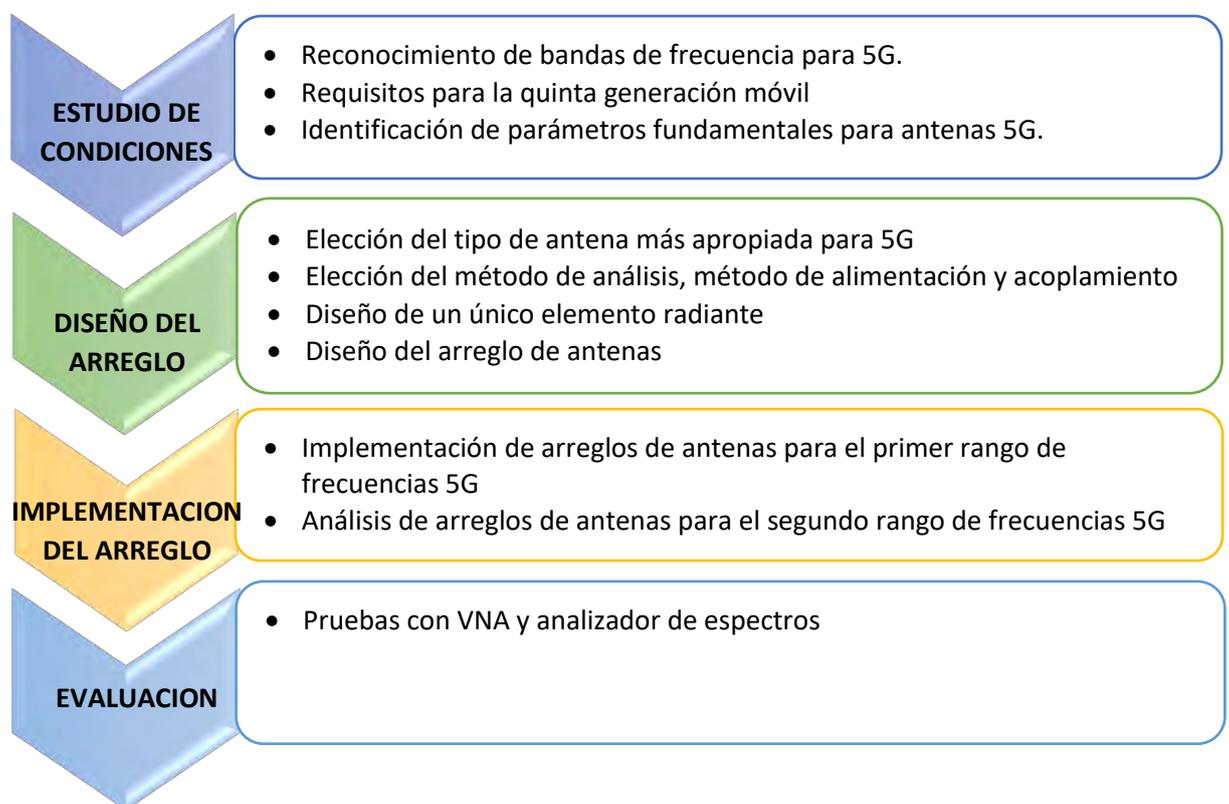
<i>VARIABLES</i>	<i>INDICADORES</i>
Dirección de haz	(theta)
Ancho de banda	(Hz)
Ganancia	(dB)
Directividad	(dB)
Perdidas de Retorno	( dB)

## 1.10 Metodología

### 1.10.1 Método y alcance de la investigación

En el presente estudio se utilizará el **método experimental**, ya que se manipulará de manera intencional nuestras variables y se realizarán mediciones de las mismas con el fin de obtener un arreglo de antenas para dispositivos móviles que cumplan los requerimientos de la quinta generación móvil 5G.

El siguiente esquema muestra el proceso lógico para lograr el objetivo del proyecto.



### 1.10.2 Alcance del método

El presente estudio tiene un alcance descriptivo, explicativo y experimental. Es descriptivo por que busca especificar las características de las antenas para una futura generación móvil, así como la propagación de ondas en frecuencias milimétricas; explicativo por que pretende explicar la línea de razonamiento detrás del diseño, implementación y evaluación de antenas que se desarrollara para terminales de usuario

de la quinta generación móvil; y experimental por que se realizaran pruebas con el fin de obtener posibles soluciones a la problemática planteada.

### **1.11 Análisis de datos**

El análisis de datos permitirá hallar la información que tienen los datos, sus variaciones y las relaciones existentes entre las variables, siendo este análisis:

- ***Multivariable***, porque se analizarán varias variables en el estudio (dirección de haz, ganancia, perdidas de retorno, etc.)
- ***Confirmatorio***, ya que se pretende confirmar las hipótesis planteadas.
- ***Cuantitativo***, debido a que el estudio emplea herramientas de análisis matemático.
- ***De decisiones***, pues mediante los resultados del análisis, se podrá proponer soluciones de diferentes antenas 5G.

# CAPITULO II

## MARCO TEORICO

### 2.1 Conceptos generales de 5G

Con el transcurso del tiempo las comunicaciones inalámbricas han crecido de manera exponencial en todo el mundo a tal punto que la red celular LTE (4G) no será suficiente para satisfacer las demandas de conectividad de múltiples dispositivos. En este contexto surge la tecnología de quinta generación móvil (5G), que pretende solucionar estos problemas brindando velocidades de datos de varios Gbps, latencias de aproximadamente 1 ms, aumento en la capacidad de las estaciones base y una mejora en la calidad de servicio en comparación a tecnologías anteriores.

La quinta generación móvil (5G) admitirá una serie de servicios altamente exigentes tales que requerirán velocidades de datos de decenas de Gbps, latencias de pocos milisegundos y densidades de conexión de millones de dispositivos por kilómetro cuadrado lo que representa un cambio radical en comparación a generaciones anteriores ya que incluirá frecuencias portadoras muy altas con grandes anchos de banda, densidades de dispositivos y un número de antenas sin precedentes.

Una tecnología clave para el despliegue de la red inalámbrica 5G radica en explorar bandas de frecuencias que jamás antes habían sido utilizadas para comunicaciones móviles, esta parte del espectro puede soportar mayores velocidades y capacidades que

las ofrecidas actualmente y por lo tanto representa un nuevo horizonte en las comunicaciones móviles. No obstante, surge el reto de superar los obstáculos que posee la propagación de ondas en frecuencias altas ya que los altos niveles de atenuación que sufren por las condiciones atmosféricas y su baja capacidad para penetrar estructuras hacen que sea necesario utilizar arreglos de antenas de alta ganancia y directividad.

### ***2.1.1 Requisitos tecnológicos para la quinta generación móvil***

La quinta generación móvil se enfrenta a diversos desafíos de ingeniería. Con el fin de ofrecer servicios 5G de manera efectiva se necesitan cambios innovadores tanto en tecnologías inalámbricas como en las redes centrales y para cumplirlos resulta de vital importancia identificar los requisitos de este nuevo sistema.

Estos requisitos se mencionan a continuación:

- **Velocidad de transmisión de datos.** – Uno de los desafíos más importantes para 5G es soportar el desmesurado crecimiento de tráfico móvil. La meta de 5G es ofrecer velocidades de transmisión mil veces mayores a su predecesor 4G [4] alcanzando valores máximos de varias decenas de Gbps.
- **Latencia.** - Actualmente los valores de latencia de ida y vuelta de 4G se encuentran en el orden de 15ms y 5G será capaz de reducirla a valores de 1 ms [4], pudiendo satisfacer la necesidad de aplicaciones y tecnologías novedosas en las que se incluyen juegos bidireccionales, “internet táctil” y aplicaciones de realidad virtual mejorada.
- **Costos y consumo de energía.** - Los costos y el consumo de energía, disminuirán por enlace. la razón de datos por enlace que será ofrecida aumentará en aproximadamente 100 veces por tanto el costo y consumo de energía por bit deberá disminuir en al menos un 99 por ciento. [5]

### ***2.1.2 Espectro 5G***

El espectro y su regulación desempeñan un papel fundamental para hacer que 5G sea un éxito, asegurando la disponibilidad oportuna del espectro y permitiendo que la futura generación móvil responda a la demanda de servicios de los consumidores e industrias.

Según el reciente estándar 3GPP que cubre redes 5G, la primera ola de redes y dispositivos se clasificará como No autónoma (NSA), lo que significa que las redes 5G serán compatibles con la infraestructura 4G existente. Aquí, los teléfonos inteligentes habilitados con 5G se conectarán a frecuencias 5G para mejoras en el rendimiento de los datos, pero seguirán usando 4G para tareas que no sean de datos, como hablar con las torres de telefonía y los servidores.

El despliegue inicial de la infraestructura celular 5G se centrará en la banda ancha móvil mejorada (eMBB) para proporcionar mayor ancho de banda de datos y fiabilidad de conexión a través de dos nuevas gamas de frecuencia de radio:

**Bandas por debajo de 2 GHz.-** En general las bandas de frecuencia por debajo de 2 GHz ofrecerán una mayor cobertura para extender la experiencia 5G de banda ancha móvil a escenarios amplios y ambientes de difícil acceso.

**Bandas de 2 a 6 GHz.-** Este rango de frecuencias es crucial para el despliegue temprano de 5G por las ventajas que presenta como su equilibrada combinación entre cobertura amplia y buena capacidad. Se espera que se utilice para desarrollar las primeras aplicaciones 5G.

**Bandas superiores a 6 GHz.-** Estas serán indispensables para brindar capacidad adicional y entregar las velocidades de datos extremadamente altos que requieren ciertas aplicaciones 5G. Actualmente el enfoque se encuentra en frecuencias superiores a los 24 GHz, que ha despertado un gran interés de la comunidad científica y que comúnmente se conoce como onda milimétrica (mmWave), aunque estrictamente hablando, la longitud de frecuencia "milimétrica" comienza en 30 GHz. A cambio en estas bandas la cobertura es bastante limitada.

### ***2.1.3 Frecuencias milimétricas para 5G***

Estudios referentes a la quinta generación móvil sugieren que las frecuencias de ondas milimétricas podrán usarse para aumentar las actuales bandas de espectro destinadas para comunicaciones inalámbricas ya que se encuentran saturadas. La combinación de nuevas tecnologías que se desarrollan para 5G y las antenas direccionales de alta ganancia en estaciones base y móviles fortalecen la viabilidad de las comunicaciones inalámbricas en ondas milimétricas. Además, operar en estas frecuencias permitirá mayores asignaciones de ancho de banda que a su vez implica altas velocidades de transferencia de datos.

Aumentar el ancho de banda del canal de radiofrecuencia para la telefonía móvil implica que la capacidad de datos aumenta y la latencia para el tráfico digital disminuye significativamente.

A diferencia de la tecnología móvil actual donde las distancias de cobertura varían ampliamente, usar las ondas milimétricas tendrá asignaciones espectrales que se encuentren más juntos, haciendo que las características de propagación sean las adecuadas.

Es necesario también comentar que uno de los temas que genera muchas dudas en la comunidad investigadora es que, si la lluvia y las condiciones atmosféricas pueden hacer que el espectro en ondas mm sea inservible para las comunicaciones móviles, No obstante, considerando que el tamaño de las celdas en sectores urbanos será del orden de 200 m se pueden superar estos problemas.

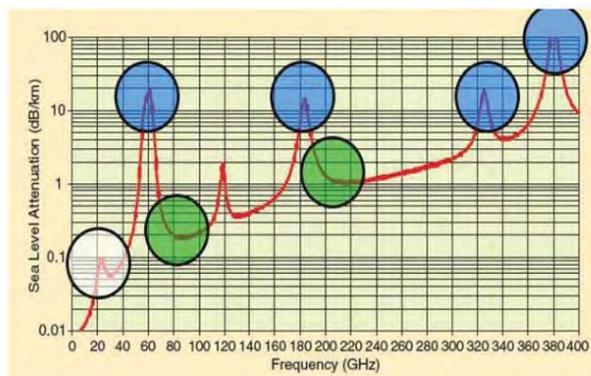


Fig. 2-1. Atenuación por absorción atmosférica [10]

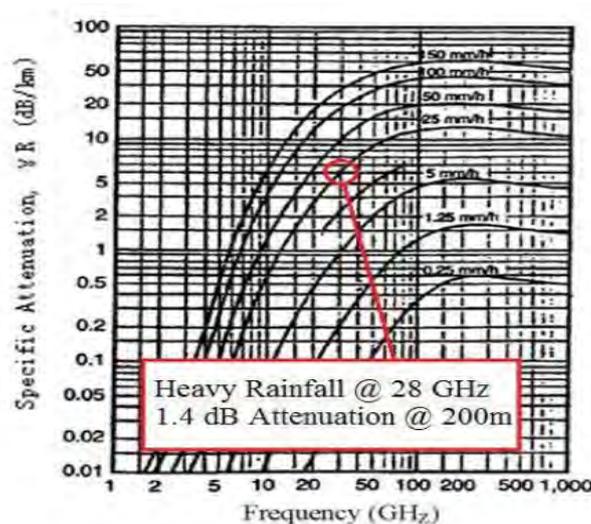


Fig. 2-2. Atenuación por lluvias [10]

La Fig. 2-1 y la Fig. 2-2 muestran las características de atenuación de lluvia y absorción atmosférica de la propagación de ondas mm. Podemos observar que, para un tamaño de celda del orden de 200 m, la absorción atmosférica no crea una pérdida de trayectoria adicional significativa para las ondas mm. Cuando hablamos de las frecuencias de 28GHz y 38 GHz solo se esperan 7 dB / km de atenuación debido a las fuertes tasas de lluvia para la propagación celular a 28 GHz, lo que se traduce en solo 1.4 dB de atenuación en una distancia de 200 m. Gracias al trabajo de varios investigadores podemos concluir que para distancias pequeñas (menos de 1 km), la atenuación de la lluvia presentará un efecto mínimo en la propagación de ondas mm a 28 GHz a 38 GHz para células pequeñas.

## 2.2 Conceptos generales de antenas

### 2.2.1 Antena

Una antena está definida como un elemento que forma parte de un sistema transmisor o receptor diseñado para radiar o recibir ondas electromagnéticas.

Una antena representa la etapa de transición del paso de las ondas electromagnéticas por una línea de transmisión a su paso por el espacio libre.

### 2.2.2 Parámetros de una antena

- **Impedancia de entrada.** - Se refiere a la relación que existe entre tensión y corriente en el puerto de entrada de una antena.

Una antena debe radiar con un máximo de potencia posible y con un mínimo de pérdidas en ella es por ello que la antena y el transmisor deben adaptarse para una máxima transferencia de potencia.

$$Z_A = R(\omega) + jR(\omega) \quad (2-1)$$

$$Z_A = R_r(\omega) + R_\Omega(\omega) + jX(\omega) \quad (2-2)$$

Donde:

R<sub>r</sub>: resistencia de radiación (resistencia en la que se disipa la potencia radiada)

R<sub>Ω</sub>: resistencia de pérdidas (potencia que se disipa en forma de calor)

La importancia de la impedancia de entrada se debe a que este parámetro condiciona el valor de la tensión que debe entregar el generador así obtener una corriente determinada en la antena y una potencia radiada concreta.

- **Coefficiente de desadaptación de impedancias en transmisión.**- El coeficiente de desadaptación de impedancias en una antena para transmisión es definido como la relación entre la potencia que se entrega a la antena y la potencia que se hubiera entregado en condiciones de máxima transferencia de potencia (adaptada perfectamente) [4].

$$C a_T = \frac{P_A}{P_{A_{MAX}}} = 1 - |\rho|^2 = 1 - \left| \frac{ROE - 1}{ROE + 1} \right|^2 \quad (2-3)$$

- **Eficiencia de radiación.** - La impedancia de entrada de una antena tiene una parte real y una imaginaria, la parte real está formada por una resistencia de radiación ( $R_r$ ) y una resistencia de pérdidas ( $R_\Omega$ ). Gracias a esto podemos definir a la eficiencia como la relación entre la potencia radiada ( $P_r$ ) y la potencia entregada a la antena ( $P_r + P_\Omega$ ).

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_r + P_\Omega} = \frac{I^2 \cdot R_r}{I^2(R_r + R_\Omega)} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2-4)$$

En pocas palabras la eficiencia representara la capacidad de la antena para radiar. Esta normalmente se expresa en porcentaje, aunque también puede expresarse en dBs..Así mismo se usa el término de eficiencia total que es el producto de la eficiencia de radiación por el coeficiente de desadaptación de impedancias.

$$\eta = \eta_r (1 - |\rho|^2) \quad (2-5)$$

- **Intensidad de radiación.** - La intensidad de radiación permite medir la capacidad de una antena para concentrar la energía que radia en ciertas direcciones del espacio (las coordenadas esféricas permitirán definir una dirección en el espacio). De tal manera podemos definir a la intensidad de radiación como la potencia radiada por unidad de ángulo solido en una determinada dirección.

$$K(\theta, \varphi) = r^2 \rho(\theta, \varphi) \quad (2-6)$$

Donde:

$\rho(\theta, \varphi)$ : densidad de potencia radiada

- **Diagrama de radiación.** - El diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de sus propiedades de radiación en función de las diferentes direcciones del espacio a una distancia fija.

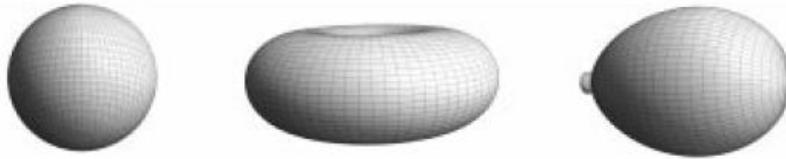


Fig. 2-3. Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y directivo [5]

Este diagrama de radiación puede ser representado en forma tridimensional usando diversas técnicas gráficas. La información de la radiación tridimensional puede ser importante, sin embargo, en muchos casos solo es necesaria representar un corte del diagrama.

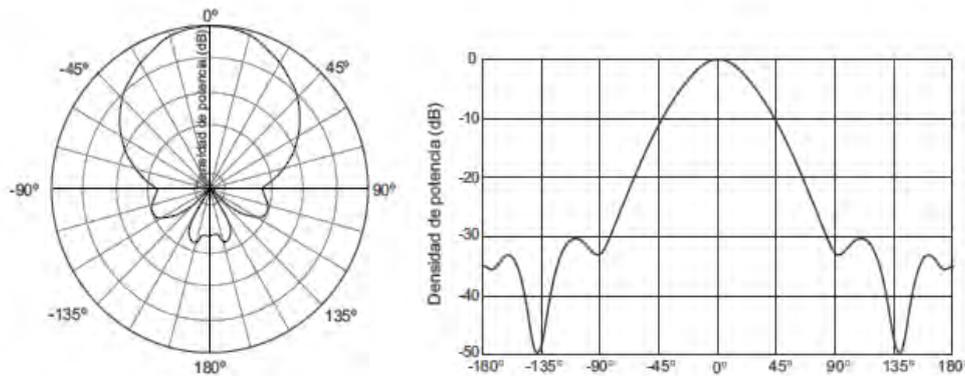


Fig. 2-4. Diagramas de radiación en coordenadas polares y cartesianas [4]

En un diagrama de radiación podemos diferenciar algunas zonas, la zona en que la radiación es máxima se le denomina lóbulo principal, las zonas que rodean a los máximos de menor amplitud se denominan lóbulos laterales, al lóbulo lateral de mayor amplitud se le denomina lóbulo secundario y la zona opuesta al lóbulo principal es el lóbulo posterior.

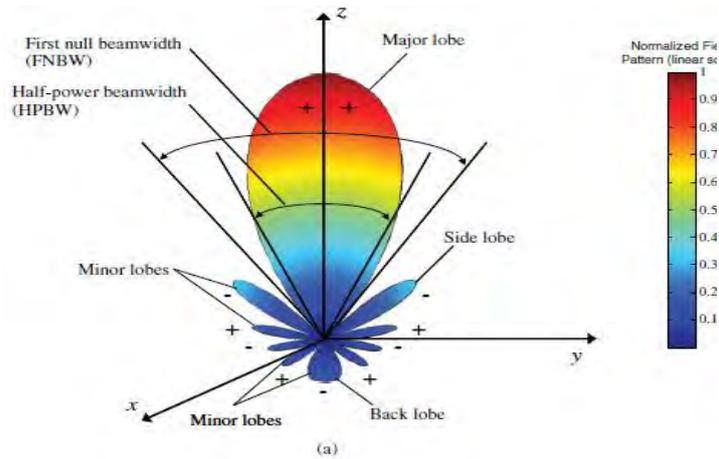


Fig. 2-5. Lóbulos de un diagrama de radiación [4]

- **Directividad.** - La directividad de una antena nos da una idea de la direccionalidad de la radiación. Este parámetro se define como una comparación entre la densidad de potencia que radia nuestra antena y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, suponiendo que ambos radian la misma potencia. A esta diferencia en densidades de potencia se le conoce como directividad.

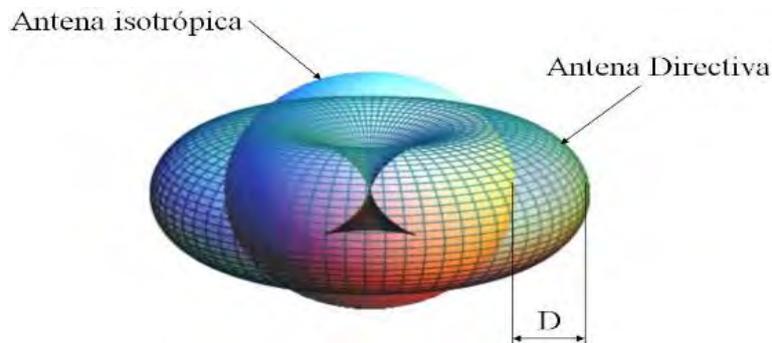


Fig. 2-6. Representación de la directividad [5]

Entonces podemos decir que si una antena es directiva puede concentrar la potencia que radia en una sola dirección y de la misma manera recibir señales de una sola dirección.

Una antena isotrópica tiene una directividad igual a uno, que es la mínima que existe y es utilizada como referencia.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi r^2 \frac{S(\theta, \varphi)}{P_r}$$

- **Ganancia.** - Una antena es un elemento pasivo esto quiere decir que no amplifica la señal, no puede ser comparable a la ganancia de los amplificadores. Por tanto, la ganancia de una antena pone de manifiesto de que una antena real no radia toda la potencia que se le entrega, sino que parte de esta potencia entregada se disipa en calor.

La ganancia y la directividad están relacionados por la eficiencia de la antena:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi)}{\frac{P_A}{4\pi r^2}} = \frac{P_r}{P_A} \cdot \frac{S(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} = \eta_r \cdot D(\theta, \varphi) \quad (2-7)$$

$$G = \eta_r \cdot D \quad (2-8)$$

- **Polarización.** - Se denomina polarización a la orientación del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo.

De manera más comprensible se puede explicar de la siguiente manera: Sabemos que en cada punto del espacio tenemos un vector de campo eléctrico que está en función de la posición y el tiempo. Con el paso del tiempo el extremo de este vector describirá una figura geométrica en un punto del espacio perpendicular a la dirección de propagación, a esta figura geométrica se le conoce como polarización de la onda.

Las polarizaciones pueden ser las siguientes:

- Lineal
- Circular
- Elíptica

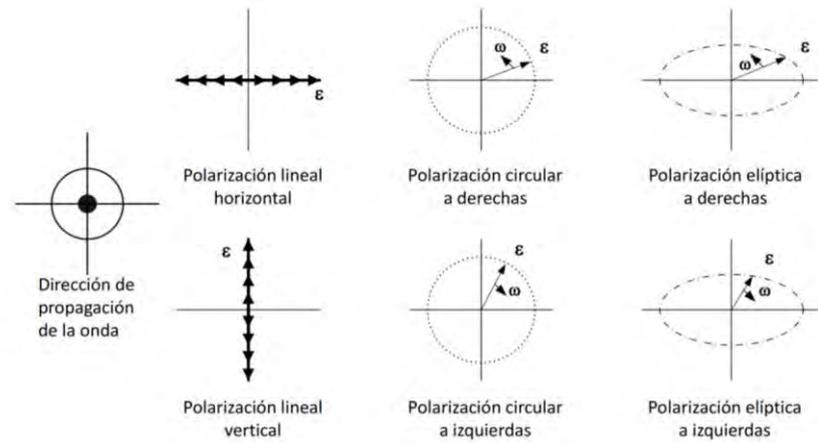


Fig. 2-7. Tipos de Polarización [6]

- **Ancho de banda.** - Todas las antenas operan satisfactoriamente en un margen de frecuencias. Este margen de frecuencias donde las características de una antena tales como impedancia de entrada, ganancia, eficiencia de radiación...etc están dentro de un valor aceptable, es denomina ancho de banda.

Entonces podemos definir el ancho de banda (BW) como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central.

$$BW(\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \times 100\% \quad (2-9)$$

### 2.3 Antenas parche de microcinta

Las antenas parche son también conocidas como microstrip pues están basadas en dicha tecnología, estas pueden definirse como cavidades planas resonantes en las que el campo electromagnético se desborda por sus extremos generando la radiación.

Su uso tiene gran importancia en aplicaciones en las que el tamaño reducido es primordial, por ejemplo: comunicaciones satelitales, aeronáutica, aviación, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas en general, y para frecuencias elevadas.

Algunas de las principales ventajas de las antenas microcinta incluyen: peso reducido, bajo perfil y facilidad de fabricación utilizando técnicas estándar de circuitos impresos, cualidades que lo hacen idóneo para la producción en grandes volúmenes e integración

en arreglos, así como con otros circuitos de microondas. Sin embargo, este tipo de antenas también presentan ciertas limitaciones propias de su configuración, entre ellos su baja eficiencia, ancho de banda estrecho, niveles de ganancia reducidos (alrededor de 6dBi), pérdidas óhmicas inherentes a sus configuraciones de alimentación y radiaciones parasitas causadas por los mismos. Recientes investigaciones en el área de antenas parche se enfocan en aminorar las limitaciones e inconvenientes mencionados, en particular:

- El incremento de ancho de banda usando técnicas especiales de alimentación juntamente con una apropiada selección del tipo de parche.
- La mejora en ganancia y potencia mediante configuraciones de arreglos de antenas
- El uso de estructuras fotónicas para superar las limitaciones de eficiencia, acoplamiento y perturbación en el diagrama de radiación.

En términos generales las antenas de parche están compuestas por un pequeño parche metálico (elemento radiante) situada sobre un sustrato con una constante dieléctrica  $\epsilon_r$  determinada. Este sustrato está completamente cubierto de metal en su parte inferior llamado plano de masa, como se muestra en la figura.

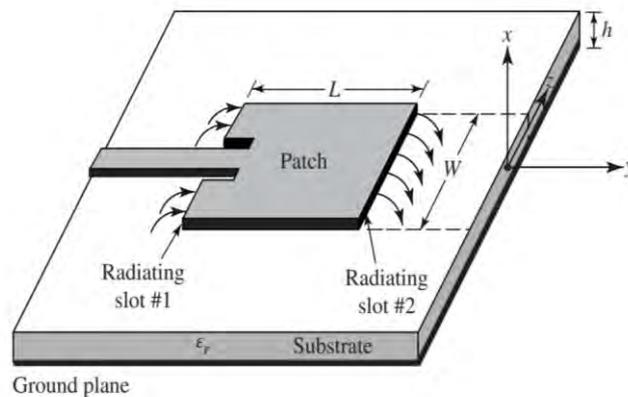


Fig. 2-8. Antena parche [4]

### 2.3.1 Técnicas de Alimentación

Un aspecto importante para el diseño de antenas microstrip es el esquema de alimentación, estas determinarán el correcto funcionamiento de un elemento radiante. Existen diversas configuraciones que se pueden utilizar para alimentar estas antenas, sin embargo, podemos clasificarlas en 3 categorías:

- **Alimentación directa.** - esta configuración requiere de un contacto directo entre el elemento radiante y la estructura de alimentación, los métodos más conocidos en esta categoría son alimentación por línea microstrip y alimentación por sonda coaxial.
- **Alimentación por línea microstrip.** - Este tipo de alimentación conecta una línea microstrip al elemento radiante. Esta técnica presenta un diseño sencillo, no obstante, la eficiencia disminuye con relación al ancho de banda y acoplamiento, además puesto que la antena y esta estructura se encuentran sobre un mismo sustrato debe existir un compromiso en características de radiación.

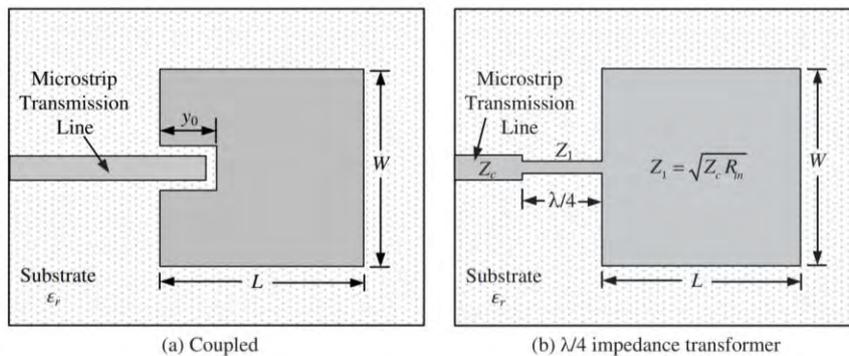


Fig. 2-9. Técnicas de alimentación por línea microstrip [4]

- **Alimentación directa con sonda coaxial.** - Este método consiste en unir de manera directa la parte conductora de un cable coaxial al radiador y la parte negativa al plano de tierra. En esta alimentación es importante la posición de la sonda en relación a la antena ya que de ello dependerá el correcto acoplamiento de ambos.

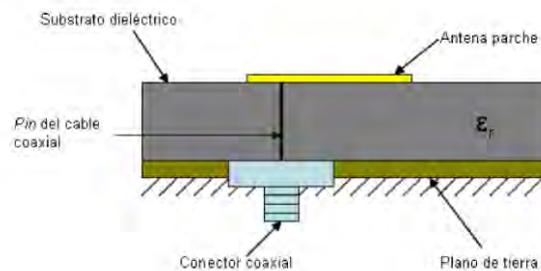


Fig. 2-10. Alimentación por sonda coaxial [7]

- **Alimentación por proximidad.** - Este tipo de alimentación se basa en un acoplamiento electromagnético en el cual el radiador se encuentra sobre el sustrato dieléctrico y debajo de esta estructura se encuentra la línea de alimentación, la ventaja de este método es que el radiador y la línea de alimentación pueden optimizarse por separado para lograr mejores características de radiación ya que se encuentran en sustratos diferentes.

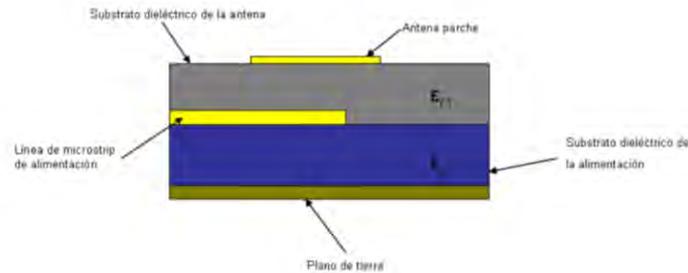


Fig. 2-11. Alimentación por proximidad [7]

- **Alimentación por apertura.** - Este método de alimentación se asemeja al anterior, nuevamente tenemos al radiador y a la línea de alimentación en sustratos dieléctricos diferentes pero esta vez el plano de tierra tiene una apertura que afectara la impedancia y acoplamiento con la antena dependiendo de las dimensiones y posicionamiento de dicha apertura.

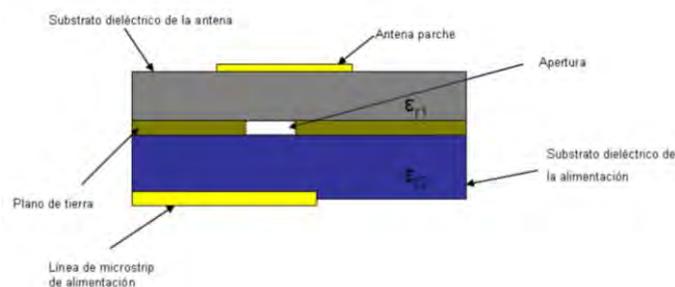


Fig. 2-12. Alimentación por apertura [7]

### 2.1.1. Métodos de Análisis

- **Modelo de línea de transmisión.** - Este es el modelo más sencillo para analizar el comportamiento de las antenas, pero con resultados menos precisos en referencia a otros, resulta bastante útil en el diseño de antenas parche y arreglos de antenas parche rectangulares.

Este método considera a la antena parche como una línea microstrip conformada por dos conductores y dos dieléctricos, así mismo se toma los bordes de la antena como dos aperturas cada una de ancho  $W$  y altura  $h$ , separadas por una distancia  $L$  que radian con admitancias complejas compuestas de una conductancia  $G$  y una susceptancia  $B$  tal como se muestra en la Fig. 2-13.

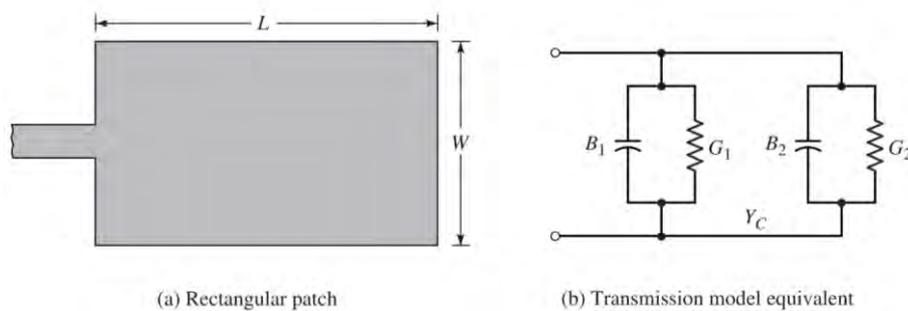


Fig. 2-13. Método de línea de transmisión [4]

En este modelo los campos sufren interferencia debido a la difracción en los bordes del parche formando así líneas de radiación como se aprecia en la Fig. 2-14.



Fig. 2-14. Efecto borde [4]

- **Modelo de cavidad resonante.** - El modelo de cavidad resonante analiza las antenas de parche microstrip basándose en la suposición de que la región entre el parche microstrip y el plano de tierra es una cavidad de resonancia limitada por el techo y el piso de los conductores eléctricos y las paredes magnéticas a lo largo del borde del conductor, como se muestra en la Fig. 2-15.

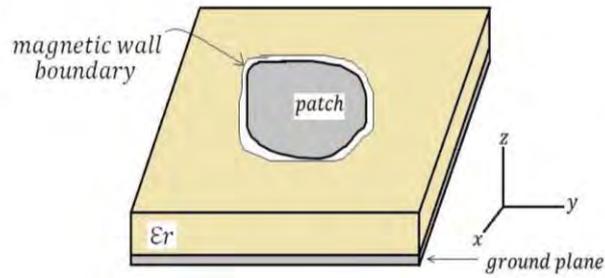


Fig. 2-15. Método de cavidad resonante [4]

La suposición anterior se basa en la observación de:

1. Solo hay tres componentes de campo en la región encerrada por la cavidad: componente E en el eje z y dos componentes de H a lo largo de los ejes x e y.
2. Debido a que h (altura del sustrato) es muy delgada ( $h \ll \lambda$ ), el campo en la región interior no varía con las coordenadas z para todas las frecuencias.
3. La corriente eléctrica en el parche microstrip no tiene un componente normal al borde del parche en ningún punto.

Entonces para los cálculos se toma en cuenta el siguiente diagrama.

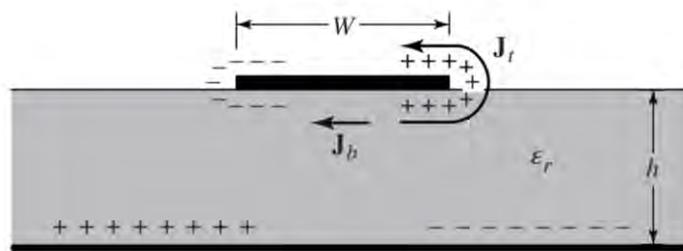


Fig. 2-16. Diagrama de distribución de carga [4]

Cuando la antena microstrip está conectada a una fuente de alimentación, la carga se distribuye en los planos superior e inferior de la antena como se muestra en la Fig.2-16. Esta distribución crea una densidad de corriente en el interior del dieléctrico  $J_b$ .

La fuerza de repulsión entre las cargas iguales donde se tiende a empujar las cargas desde la parte inferior del parche alrededor del borde hasta la parte superior del parche, esto creará la densidad de corriente  $J_t$  como se muestra en la Fig. 2-16.

En el caso de las antenas de microstrip donde  $W \gg h$ , el mecanismo de atracción entre cargas predomina "Esto permitiría modelar las cuatro paredes laterales como superficies conductoras magnéticas perfectas que idealmente no perturbarían el campo magnético y, a su vez, la distribución del campo eléctrico debajo del parche". Esta aproximación al modelo de cavidad nos conduce a considerar las paredes laterales como paredes conductoras magnéticas perfectas.

## 2.4 Agrupamiento de antenas

Las antenas básicas como las estudiadas anteriormente constan de un solo elemento radiante y proporcionan bajos niveles de ganancia y directividad, en nuestro caso las antenas parche tienen una directividad relativamente baja. Sin embargo, existen aplicaciones que requieren mejores características de radiación con altas ganancias y directividades que son alcanzables mediante una agrupación de antenas. Un arreglo de antenas consiste en una disposición de varios elementos radiantes distribuidos de forma lineal planar o volumétrica y espaciados de manera que el acoplo entre ellos hace que la antena en su conjunto logre los objetivos de diseño.

Por otro lado el diseño y análisis de arreglos de antenas toma mayor importancia cuando se trata de antenas con direccionamiento de haz. Si la intención es lograr un patrón más directivo se debe asegurar que los campos de los elementos individuales se interfieran constructivamente en la dirección deseada y de manera destructiva en el restante de los espacios.

### 2.4.1 Agrupamiento lineal

Se trata de una agrupación con los elementos radiantes dispuestos sobre una línea recta. Cuando se tiene  $n$  elementos espaciados de manera uniforme el campo lejano del  $i$ -ésimo elemento está dado por la expresión:

$$E_i(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) I_i e^{jk_0 z_i \cos\theta + \beta_i} \quad (2-10)$$

En la que  $f(\theta, \phi)$  es la radiación asociada a un elemento en particular,  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$  es la constante de fase,  $I_i$  representa la amplitud de un elemento en particular y  $\beta_i$  su fase.

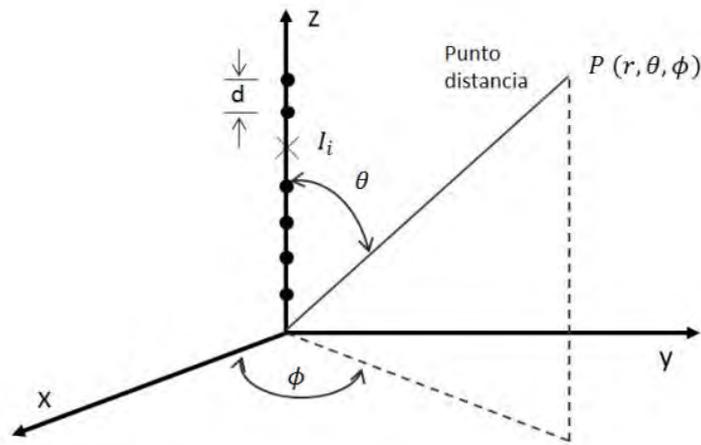


Fig. 2-17. Agrupamiento a lo largo del eje Z [8]

El campo total está dado por las ecuaciones:

$$E_i(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{i=1}^n I_i e^{jk_0 z_i \cos \theta + \beta_i} \quad (2-11)$$

$$|E_i(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| |F.A| \quad (2-12)$$

$$|F.A| = \sum_{i=1}^n I_i e^{jk_0 z_i \cos \theta + \beta_i} \quad (2-13)$$

Las ecuaciones 2-11 y 2-12 refieren a que el campo total se puede obtener al multiplicar la aportación de un solo elemento radiante multiplicado por el factor de agrupamiento F.A que se muestra en la ecuación 2-13 y que es única para cada agrupamiento.

Además, el factor de agrupamiento tiene un máximo en la dirección  $\theta_m$  que se da por:

$$\theta_m = \cos^{-1} \left( \frac{\lambda \beta}{2\pi d} \right) \quad (2-14)$$

De esta ecuación podemos deducir que la dirección de máxima radiación puede ser variada manipulando la diferencia de fase entre elementos  $\beta$  y la distancia entre los mismos  $d$ . Así mismo para un arreglo del tipo “end fire” la dirección de máxima radiación es paralela al eje donde se encuentran las antenas, es decir  $\theta_m = 0^\circ$ , mientras que para un arreglo de tipo “broadside” el haz de máxima radiación es transversal al plano donde se encuentra el arreglo, es decir  $\theta_m = \pi/2$ , esta condición se cumple si la diferencia de fase entre elementos es  $0^\circ$ ,  $\beta = 0^\circ$ .

Si queremos cambiar la orientación del haz hacia un ángulo dado debemos ajustar la excitación entre elementos de tal manera que tenemos:

$$kd \cos \theta_0 + \beta = 0 \quad (2-15)$$

Y así:

$$\beta = -kd \cos \theta_0 \quad (2-16)$$

No obstante podemos dirigir el máximo de radiación controlando la diferencia de fase progresiva entre elementos.

#### 2.4.2 Agrupamiento planar

En este arreglo los elementos se encuentran dispuestos bidimensionalmente sobre un plano tal como se muestra en la Fig. 2-18 este tipo de agrupamientos pueden ser dispuestos para direccionar el haz en azimut ( $\phi$ ) así como en elevación ( $\theta$ ) y el factor de agrupamiento planar se da como la suma de los campos de cada elemento. De acuerdo a la figura mostrada el patrón de radiación de un elemento está dado por  $f(\theta, \phi)$ ,  $I_{mn}$  es la corriente en el  $mn$  esimo elemento y el campo eléctrico en el punto  $P(\theta, \phi)$  se da por la expresión:

$$E_i(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{m=-N_x}^{N_x} \sum_{n=-N_y}^{N_y} I_{mn} e^{j(mk_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \cdot e^{j(nk_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (2-17)$$

$\beta_x$  y  $\beta_y$  son las excitaciones relativas de los elementos. Entonces por el principio de multiplicación de patrones:

$$|E_i(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| X |F.A|_{planar} \quad (2-18)$$

Donde:

$$|F.A|_{planar} = T_{TOTAL} = T_X T_Y$$

$$T_X = \sum_{m=-N_x}^{N_x} I_{m0} e^{j(mk_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)}$$

$$T_Y = \sum_{n=-N_y}^{N_y} I_{n0} e^{j(nk_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}$$

$$I_{mn} = I_{m0} \cdot I_{n0}$$

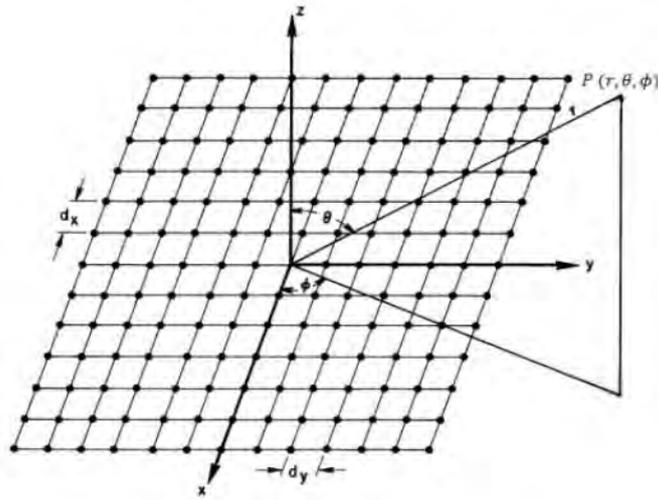


Fig. 2-18. Agrupamiento planar de antenas [8]

## 2.5 Direccionamiento de haz

Existen diversas técnicas de escaneo electrónico: fase, retraso en tiempo, retraso en frecuencia y conmutación por alimentación electrónica. En nuestro caso si optamos por el escaneo en fase es necesario analizar la expresión de la dirección del haz principal para un agrupamiento, la cual es:

$$\theta_m = \cos^{-1} \left( \frac{\lambda_0 \beta_0}{2\pi d} \right) \quad (2-19)$$

Donde  $\beta_0$  es el factor de fase del elemento y es capaz de producir un cambio en la dirección de haz cuando se varía. Este concepto es la base de un phased array y su diagrama se muestra en la Fig. 2-19.

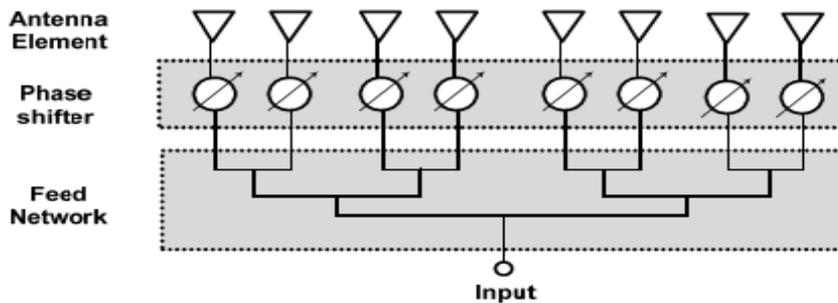


Fig. 2-19. "Phased Array" [9]

La dirección del haz es una función de la diferencia de fase entre elementos del arreglo. Estos cambios de fase se logran mediante desfasadores que pueden ser conectados en serie o en paralelo. Cuando se tiene corrientes en fase y amplitudes iguales para los elementos entonces resulta un haz de tipo broadside. También es importante la separación entre elementos ya que espaciamentos mayores a  $\lambda/2$  pueden ocasionar lóbulos laterales con amplitudes incluso iguales al del haz principal.

Siendo así el haz broadside será transversal al plano donde se encuentra las antenas y para que en un arreglo lineal podamos direccionarlo, la diferencia de fase entre elementos será:

$$\beta_0 = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta \quad (2-20)$$

Mientras que para un arreglo bidimensional el incremento consecutivo de fase entre filas y columnas estará dado por:

$$\beta_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda_0} \sin\theta \cos\phi \quad (2-21)$$

$$\beta_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda_0} \sin\theta \sin\phi \quad (2-22)$$

Donde  $d_x$  y  $d_y$  son los espaciamentos de las antenas conformantes del arreglo en el plano x y y respectivamente. De las ecuaciones anteriores podemos obtener la dirección en elevación o azimut en función del cambio de fase mediante las siguientes expresiones:

$$\tan\phi = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y} \quad (2-23)$$

$$\sin^2\theta = (\beta_x/Kd_x)^2 + (\beta_y/Kd_y)^2 \quad (2-24)$$

## 2.6 Herramientas de simulación de antenas

El programa CST Microwave Studio pertenece a la empresa CST (Computer Simulation Technology) y es una herramienta especializada que permite la simulación

electromagnética de antenas desde alta hasta extra alta frecuencia. Cuenta con una interfaz gráfica en la que se puede generar superficies y volúmenes implementando el Método de Integración Finita.

Esta herramienta realiza una evaluación del comportamiento electromagnético de los diseños proporcionando un análisis rápido y preciso de antenas, estructuras resonantes y diversos dispositivos. Así mismo CST Microwave Studio da la opción de extraer parámetros de antenas tales como ganancia, eficiencia, directividad, pérdidas de retorno que resultan de gran interés para un diseñador. Además, permite la optimización de resultados obtenidos con la finalidad de mejorar el desempeño del diseño inicial.

## CAPITULO III

# METODOLOGIA Y DISEÑO DE LAS ANTENAS PARCHE

El presente capítulo empieza abordando la metodología que usará este trabajo para el diseño de un arreglo de antenas que opere en quinta generación móvil y que permita la funcionalidad de direccionar el haz. Al tratarse de un sistema de antenas para 5G uno de los puntos claves en este capítulo es determinar las especificaciones técnicas para que este trabajo cumpla con los requisitos de dicha tecnología y a partir de ello describir el proceso de diseño de antenas para esta generación de comunicaciones móviles.

### 3.1 Propuesta de diseño

La configuración más usual de los “phased array” requiere un desfasador en cada elemento radiante para así direccionar el haz, entonces se tendría valores de fase progresivos en ambos ejes del array tanto vertical como horizontal de acuerdo a las siguientes expresiones:

$$\beta_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda_0} \sin \theta \cos \varphi \quad (3-1)$$

$$\beta_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda_0} \sin \theta \cos \varphi \quad (3-2)$$

Sin embargo, esta configuración hace demasiado complejo el diseño del arreglo, el diseño de la red, la inserción de desfasadores y la fabricación de los mismos. Por consiguiente, en este trabajo se busca una forma de minimizar el número de componentes y facilitar el diseño de los mismos.

Con este propósito se analiza los factores  $\beta_y$  y  $\beta_x$  del factor de agrupamiento planar (3-1), (3-2) y se despeja para obtener el ángulo de direccionamiento del haz, tanto en azimut como en elevación, así como se muestra a continuación:

$$\tan\phi = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y} \quad (3-3)$$

$$\sin^2\theta = (\beta_x/Kd_x)^2 + (\beta_y/Kd_y)^2 \quad (3-4)$$

En la Fig. 3-1 se puede apreciar que en un arreglo de 4 elementos requerimos de diferencias de fase progresiva en el eje horizontal  $\beta_x$  y en el eje vertical  $\beta_y$ .

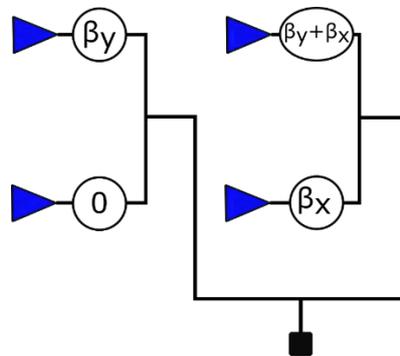


Fig. 3-1. Diferencia de fase progresiva

Entonces para simplificar el número de componentes hacemos que  $\beta_x \neq 0$  ,  $\beta_y = 0$  y también agrupamos los elementos radiantes en dos grupos, nos quedaríamos con un agrupamiento de agrupamientos con una dirección del haz principal controlado solo en elevación. La estructura inicial de este diseño se muestra en la Fig.3-2a. En esta se puede observar un arreglo lineal de dos elementos y una matriz que indica la diferencia de fase que le corresponde a cada uno, en este caso se muestra una diferencia de fase  $\beta_i = \sigma^\circ$ . En la Fig.3-2 b se muestra 4 parches agrupados en subgrupos de 2 antenas donde también contamos con una diferencia de fase  $\beta_i = \sigma^\circ$ . Y por último en la Fig. 3-2c muestra el modelo que plantea este trabajo basado en las dos anteriores. Aquí se puede apreciar un agrupamiento de 16 elementos en conjuntos de 4 antenas con la capacidad de direccionar el haz en concordancia a las diferencias de fase aplicada a cada conjunto denominadas como  $\beta_0 = 0$ ,  $\beta_1 = \alpha$ ,  $\beta_2 = \alpha_1^\circ$ ,  $\beta_3 = \alpha_2^\circ$ .

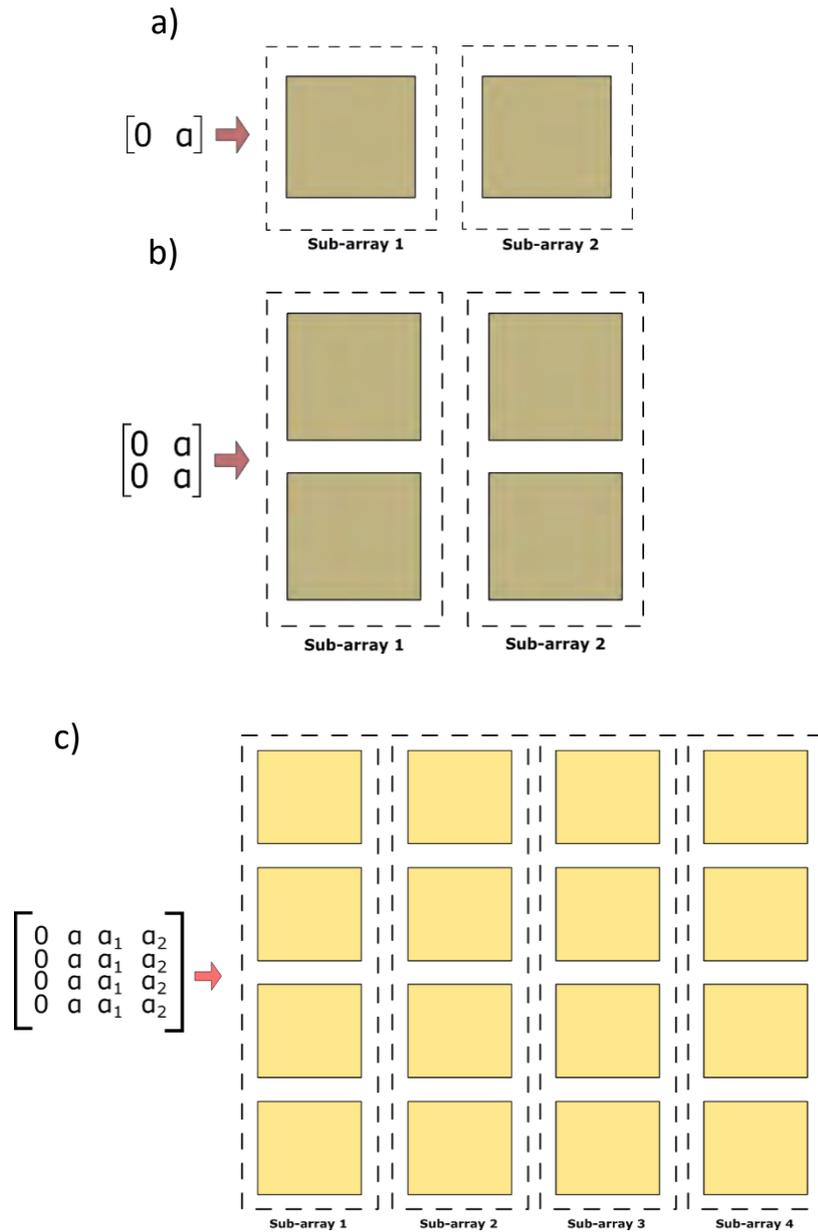


Fig. 3-2. Propuesta de agrupamiento de antenas

Finalmente, la simplificación que se propone en este trabajo en el cual se desfasan grupos de antenas y no solo elementos radiantes por individual hace más sencillo el diseño del agrupamiento, la inserción de elementos desfasadores, el diseño de la red de alimentación y la manera en que se puede dirigir el patrón de radiación ya que solo se necesita un cambiador de fase por un subgrupo de antenas.

El siguiente paso es precisar cuáles serán las características, materiales y parámetros que se deben tomar en cuenta para el diseño de antenas en quinta generación móvil

### 3.2 Establecimiento de las especificaciones de diseño

Como se mencionó para el desarrollo de este capítulo resulta de vital importancia establecer las especificaciones que nuestras antenas deben cumplir. Las antenas operarán sobre bandas potenciales 5G y por tanto están comprometidas a cumplir los requisitos que esta nueva tecnología exige. A continuación, se detalla los valores de los principales parámetros que la antena debe satisfacer:

- **Frecuencia.** -El potencial de 5G para brindarnos velocidades de banda ancha, menores latencias y favorecer la implantación de nuevas tecnologías como IoT hace que sea necesario el uso de una parte del espectro libre. Por ello 5G usará tres rangos de frecuencia: por debajo de 2GHz, de 2 a 6GHz, y por encima de 6GHz, frecuencias que anteriormente jamás habían sido usadas para telefonía móvil[1] [11].

En este trabajo usaremos 2 bandas de frecuencia centrándonos en las dos últimas, ya que estas representan las bandas que darán inicio a la nueva generación de comunicaciones móviles y su futuro despliegue.

**Banda de 2 a 6GHz.** - Dentro de esta banda el rango de 3.3 a 4.2 GHz está siendo utilizado como cimiento para los primeros servicios 5G,[1],[11][12]por su buena combinación entre cobertura y capacidad la cual proporciona el entorno adecuado para brindar una conectividad 5G más temprana.

La banda de 3.7 GHz ha sido adoptada en España para ofrecer los servicios iniciales 5G y sobre la cual Vodafone y HUAWEI han completado conjuntamente la primera llamada del mundo utilizando el nuevo estándar de radio (NR) 3GPP 5G no autónomo (NSA) y espectro sub 6 GHz.

Los esfuerzos de la UIT para sentar las bases del nuevo estándar 5G en Latinoamérica se basa en la planeación del espectro radioeléctrico disponible, dentro de esto, la banda de 3.7 GHz está siendo evaluado por muchos países. En este sentido teniendo como antecedentes lo expuesto anteriormente en este trabajo se eligió la banda de 3.7 GHz para el desarrollo de nuestra antena para aplicaciones de la quinta generación móvil.

**Banda superior a 6 GHz.** - Las frecuencias altas por encima a 6 GHz resultan indispensables para lograr las velocidades ultrarrápidas. Sin ellas, la tecnología

5G no será capaz de ofrecer velocidades altas o sostener el exponencial crecimiento de tráfico móvil que se ha proyectado para los próximos años. Se espera que el espectro por encima de los 6 GHz incluya una combinación de bandas móviles con y sin licencia.

Los rangos de 24.25-29.5 y 37-43.5 GHz son las frecuencias más prometedoras para el despliegue temprano de sistemas de ondas milimétricas 5G, y varios mercados a nivel mundial están considerando porciones de estos dos rangos para el desarrollo de 5G.

Debido a la cantidad relativamente limitada de investigación realizada en comunicaciones móviles de onda mm, se han realizado campañas de medición de propagación a 28 GHz y 38 GHz para obtener información sobre propagación de retardo, pérdida de ruta y la construcción de características de penetración y reflexión para el diseño de futuros sistemas celulares de ondas mm [1], [10]. En los cuales se muestra que se puede lograr una cobertura consistente en estas frecuencias si se tienen estaciones base con un radio de celda de 200 metros.

De todo lo expuesto anteriormente y en concordancia con las últimas subastas de espectro 5G, para este trabajo elegimos la banda de 28 GHz para el desarrollo de nuestra antena para la nueva generación móvil.

- **Ancho de banda.** – Ya determinadas las frecuencias en las que trabajaremos, el siguiente paso es especificar el ancho de banda que necesitamos para cumplir con los requisitos de quinta generación móvil.

Para la primera banda, el rango de 3.3 GHz a 3.8GHz es aceptada como banda primaria 5G por la 3GPP NR y se recomienda que para este rango de frecuencia se asigne al menos 100 MHz de ancho de banda contiguo para la red 5G [1].

En este trabajo usaremos la banda de 3,7 GHz, en este sentido las antenas que diseñaremos deben cumplir con este parámetro y trabajar con un ancho de banda de 100 MHz tomando como referencia el valor de -10 dB en las pérdidas de retorno.

Para la segunda banda, en el documento de HUAWEI se menciona que los rangos de frecuencia de 24 – 29 y 37 - 43 GHz son los más prometedores para el

despliegue de la tecnología 5G en la banda milimétrica y recomienda asignar al menos 800 MHz de espectro contiguo para cumplir con los requisitos de la futura generación móvil.

Por ello en este trabajo nuestra antena diseñada para que opere en 28 GHz deberá cumplir con esta exigencia de la futura generación móvil.

- **Ganancia y Directividad** – Para especificar este parámetro se recurrió a la literatura de varios documentos, investigaciones y artículos referidos a antenas para quinta generación móvil.

En la banda de 2 a 6 GHz se encontró trabajos de desarrollo de antenas y arreglos de antenas para 5G con ganancias cercanas a los 6 dBi [13]. De igual manera en el documento de 5G Américas [14] referido a los sistemas avanzados de antena se puede analizar simulaciones de un sistema de acceso inalámbrico fijo en un entorno suburbano, usando para este escenario una antena transceptora de 8 columnas y 4 subarreglos con una ganancia máxima de 10 dBi, esto con la finalidad de comprender mejor el equilibrio entre cobertura y capacidad de esta banda 5G.

En consecuencia, en este trabajo para nuestra antena que opere en la frecuencia de 3,7 GHz se tomará como referencia una ganancia y una directividad de 10 dBi como parámetro satisfactorio en un escenario de despliegue temprano de quinta generación móvil.

Por otro lado, para la segunda banda elegida, la milimétrica, en la revista [15] es posible encontrar menciones del rendimiento aproximado que debe tener un arreglo de antenas para el despliegue de la quinta generación móvil en esta banda de frecuencias.

En relación a lo detallado en la revista, para nuestra antena que opere en la frecuencia de 28 GHz se tomó como referencia un valor de ganancia de 10 dBi para un rendimiento adecuado de las antenas de quinta generación móvil en la banda milimétrica.

- **ROE** – Para determinar cuál es el valor adecuado de ROE para el correcto desempeño de una antena recurrimos a la siguiente tabla:

**TABLA 3-1. VALORES DE RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA**

<i>ROE</i>	$\Gamma(S_{11})$	<i>Potencia reflejada (%)</i>	<i>Potencia reflejada (dB)</i>
1	0	0	-Infinito
1.5	0.2	4	-14
2	0.333	11.1	-9.55
2.5	0.429	18.4	-7.36
3	0.5	25	-6
3.5	0.556	30.9	-5.1
4	0.6	36	-4.44
5	0.667	44	-3.52
6	0.714	51	-2.92
7	0.75	56.3	-2.5
8	0.778	60.5	-2.18
9	0.8	64	-1.94
10	0.818	66.9	-1.74
15	0.875	76.6	-1.16
20	0.905	81.9	-0.87
50	0.961	92.3	-0.35

Debemos tener en cuenta que una potencia reflejada de 0 dB indica que toda la potencia se refleja (100 %), mientras que -10 dB indica que se refleja el 10 % de la potencia. Entonces de acuerdo a la tabla anterior, si por ejemplo tenemos un ROE de 4 el 36 % de la energía es reflejada hacia el receptor desde la antena mientras que el restante es radiado por la misma.

A medida que el ROE aumenta es mayor el porcentaje de energía reflejada y por tanto es energía que no es radiada por la antena. En general un valor de ROE por debajo de 2 es el recomendado ya que la adaptación de la antena con este valor se considera muy buena [16].

- **Perdidas de retorno.** -Las pérdidas de retorno pueden ser expresadas con los parámetros S, estos describen cómo se dispersan las ondas sinusoidales de una interconexión. El término reflejado,  $S_{11}$ , es la relación de la onda sinusoidal que se refleja desde el frente de la interconexión, en comparación con la onda sinusoidal incidente a ese puerto, El umbral de  $S_{11}$  permitido es de alrededor de -10 dB a -15 dB.
- **Impedancia.** - Con la finalidad de que la transferencia de energía entre la línea de transmisión y la antena sea de manera eficiente y evitar reflexiones, en este trabajo

se considerará una impedancia de entrada de 50 Ohm en ambos modelos de antena.

A continuación, se presenta un cuadro resumen de las especificaciones.

**TABLA 3-2. ESTABLECIMIENTO DE LAS ESPECIFICACIONES DE DISEÑO (ANTENA A 3.7 GHZ)**

CRITERIO DE DISEÑO	VALOR
GANANCIA	$\geq 10\text{dB}$
ANCHO DE BANDA	$\geq 100\text{ MHz}$
IMPEDANCIA	50 Ohm
ROE	$< 2$
PERDIDAS POR RETORNO	$< -10\text{dB}$

**TABLA 3-3. ESTABLECIMIENTO DE LAS ESPECIFICACIONES DE DISEÑO (ANTENA A 28 GHZ)**

CRITERIO DE DISEÑO	VALOR
GANANCIA	$> 11\text{dB}$
ANCHO DE BANDA	$\geq 800\text{ MHz}$
IMPEDANCIA	50 Ohm
ROE	$< 2$
PERDIDAS POR RETORNO	$< -10\text{dB}$

Una vez identificado los parámetros fundamentales de las antenas para su utilización en la quinta generación móvil, en este capítulo se desarrollan los pasos para el diseño de antenas y su posterior simulación usando herramientas computacionales.

En vista de que un arreglo de antenas está conformado por un número finito de elementos radiantes, como primer paso será necesario diseñar este elemento fundamental del arreglo tomando en consideración las características y desempeño que se desea lograr en el arreglo final. Una vez diseñado este elemento se procederá a conformar los arreglos

Considerando lo anterior, el diseño y simulación de nuestro arreglo de antenas tendrá dos partes:

- Diseño de una única antena parche operando en bandas potenciales 5G
- Conformación de un arreglo de antenas en frecuencias potenciales 5G, tomando como base el diseño anterior

En este capítulo desarrollaremos la primera parte de este proceso.

### 3.3 Diseño de una antena parche operando a 3.7 GHz

#### 3.3.1 Selección de la forma del parche y los sustratos

Las antenas parche pueden ser diseñadas en diversas formas, cuadradas, rectangulares, circulares y figuras irregulares. Siendo las rectangulares las de mayor utilización ya que durante años han sido estudiadas a profundidad y existen ecuaciones que permiten obtener sus dimensiones en una frecuencia determinada. Por lo expuesto en este trabajo se optó por usar la antena parche de forma rectangular porque además presenta mayor facilidad al momento de implementar su alimentación modificando menos parámetros para su adaptación en comparación con otras formas de parche.

La siguiente parte de la metodología es la selección de sustratos sobre los cuales se diseñarán los modelos de antenas. Para este trabajo se eligieron dos sustratos con diferentes características de radiación de acuerdo a las frecuencias en las que serán diseñadas. Para nuestra primera antena que operará en una frecuencia no muy alta se optó por un sustrato accesible con una constante dieléctrica alta, este tiene un desempeño aceptable para frecuencias bajas y medias. El segundo sustrato tiene una constante dieléctrica baja y además de reducir el tamaño permitirá una mejor efectividad en la potencia de radiación y un mejor desempeño para frecuencias altas que el mencionado anteriormente [17].

Tomando en consideración esto y los materiales dieléctricos existentes en el mercado, los sustratos escogidos son los siguientes:

- **FR4.-** Es un material compuesto de fibra de vidrio, muy popular y versátil, cuyas buenas cualidades de aislamiento eléctrico, características de fabricación y su bajo coste lo hacen adecuado para diversas aplicaciones electrónicas.
- **ROGERS 5880LZ.** - Es un material reforzado con microfibras producido por Rogers Corporation para la fabricación de placas de circuitos, conocidos por sus mejores propiedades en altas frecuencias.

En general para el diseño de antenas parche, el sustrato FR4 y Rogers Duroid proporcionan buenos resultados en términos de ganancia, eficiencia, pérdidas de retorno y buen acople de impedancias. No obstante, para aplicaciones en altas frecuencias, como

antenas parche, el sustrato Rogers da como resultado mejores características de radicación debido a su mayor eficiencia[18].

### ***3.3.2 Elección del método de análisis***

En el capítulo dos se mencionan algunos métodos para el análisis de antenas parche, unos sencillos, pero de resultados menos precisos y otros de mayor complejidad y precisión, y cuando se pretende calcular las dimensiones de una antena a partir de una frecuencia y el sustrato a utilizar, entonces normalmente se recurre a lo que conocemos como ingeniería inversa. Existen métodos que nos permiten usar esta técnica para el diseño de antenas parche tales como el método de línea de transmisión, sencillo y aplicable a antenas parche rectangulares, y el método de cavidad resonante, de mayor precisión, aunque de difícil implementación y que puede ser aplicado a diversas formas.

En el presente trabajo debido a la relativa sencillez que presenta y buena aproximación, elegimos el método de línea de transmisión para obtener las dimensiones de la antena parche. Estas serán comprobadas por un segundo método, el de onda completa, usado por el software de simulación electromagnética CST Microwave Studio.

### ***3.3.3 Elección del tipo de alimentación***

Existen diversas maneras de alimentar una antena parche que fueron detallados en el capítulo anterior. Para alimentar este parche fue elegido el método de acoplamiento directo, en el cual usaremos una línea de transmisión para conectar directamente al elemento radiante, este método es de fácil modelado y de buena respuesta debido a que se adapta de excelente manera a la forma del parche que nosotros hemos seleccionado, la rectangular, además este método ayuda a que el diseño de arreglos sea de menor complejidad en cuanto a su diseño, fabricación y modelación.

Se sabe que en el diseño de antenas se desea evitar reflexiones de ondas que afecten la potencia de radiación y para lograrlo se debe procurar que el punto de alimentación sea lo más cercano a 50 Ohm, de esta manera existirá un correcto acople de impedancias y se evitara fenómenos reflexivos no deseados. Por ello es necesario tomar en cuenta la resistencia de entrada de un parche para asegurar que la alimentación directa ya sea por un transformador de cuarto de onda o por ranura sea de 50 Ohm

En la alimentación directa por transformador de cuarto de onda la resistencia de entrada será necesaria para calcular la sección de línea de  $\lambda / 4$  para la compensación de impedancias tal como se muestra en la Fig. 3-3.

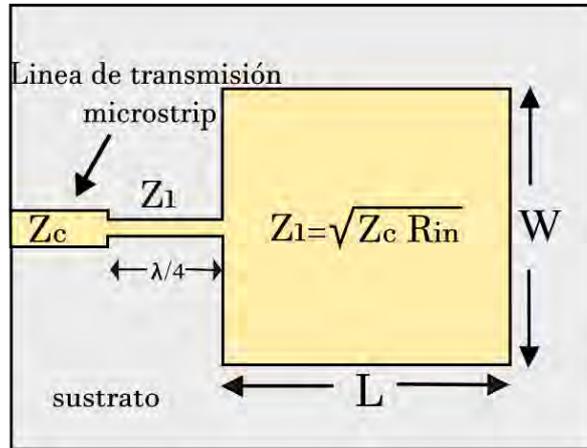


Fig. 3-3. Alimentación usando un transformador de cuarto de onda

Mientras que en la alimentación por ranura se considerara la disminución del valor de esta resistencia a medida que nos acercamos al centro[4]. En este sentido se buscará la profundidad a la que esta resistencia de entrada disminuye a 50 Ohm para que pueda conectarse a la línea de alimentación tal como se muestra en la Fig. 3-4.

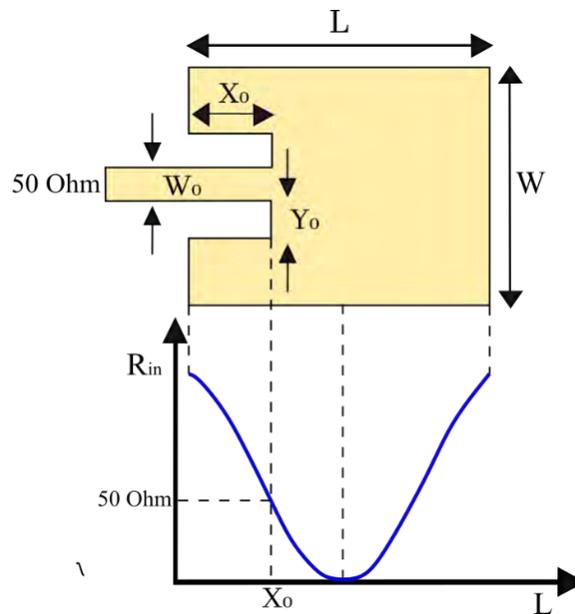


Fig. 3-4. Características de la resistencia de entrada del parche en relación a la longitud

La resistencia de entrada en la antena parche rectangular en función de la profundidad que será denominada  $X_0$  está dada por la siguiente relación.

$$R_{in}(X_0) = R_{in} \cos^2 \left( \frac{\pi}{L} X_0 \right); 0 \leq X_0 \leq L \quad (3-5)$$

Donde  $R_{in}$  es la resistencia en los extremos del parche y  $L$  la longitud. Esta es la que deseamos que sea de 50 Ohm

$$R_{in}(X_0) = 50 \Omega \quad (3-6)$$

Para hallar  $X_0$  despejamos de la ecuación 3-5 y obtenemos

$$X_0 = \frac{L}{R} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{R_{in}(X_0)}{R_{in}}} \right) \quad (3-7)$$

Entonces para acoplar la antena parche a la línea de alimentación se tiene que hallar la resistencia en los extremos del parche  $R_{in}$ , la cual se puede expresar de la siguiente forma:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \quad (3-8)$$

Donde  $G_1$  es la conductancia de entrada del parche y  $G_{12}$  es la conductancia mutua que se produce entre las ranuras. Estas expresiones pertenecen al método de línea de transmisión abordada en el capítulo anterior. Estas se obtienen de la siguiente forma:

$$G_1 = \frac{I_1}{120 \pi^2} \quad (3-9)$$

$$G_{12} = \frac{I_{12}}{120 \pi^2} \quad (3-10)$$

A su vez:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[ \frac{\sin \left( \frac{k_0}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (3-11)$$

$$I_{12} = \int_0^\pi \left[ \frac{\sin \left( \frac{k_0}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 j_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (3-12)$$

Donde  $j_0$  es la función de Bessel de orden cero y  $k_0$  el número de onda:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (3-13)$$

### 3.4 Diseño de la antena parche a 3.7 GHz

La antena propuesta utiliza el FR4 ( $\epsilon_r = 4.3$ ) como sustrato, que es un material disponible y de bajo costo. Para el diseño de la antena se consideraron varios parámetros como: La frecuencia operativa ( $f = 3.7$  GHz), el material apropiado con su constante dieléctrica para el sustrato ( $\epsilon_r$ ) y el grosor del sustrato ( $H = 1.6$  mm), que nos permitirá calcular las dimensiones del parche utilizando las siguientes ecuaciones [4]:

El ancho de la antena se puede calcular con:

$$W = \frac{C}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3-14)$$

El largo con:

$$L = L_{eff} - 2\Delta L = \frac{C}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3-15)$$

Usando

$$\Delta L = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{H} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{H} + 0.8\right)} \quad (3-16)$$

Y

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{H}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3-17)$$

Donde:

- W = Ancho de la antena de parche.
- L = Longitud de la antena de parche.
- f = Frecuencia de resonancia.
- C = Velocidad de la luz.
- $\epsilon_r$  = Constante dieléctrica del sustrato.
- $\Delta L$  = Extensión de longitud eléctrica.
- H = Grosor del sustrato
- $\epsilon_{eff}$  = Constante dieléctrica efectiva del sustrato.

Los resultados obtenidos en ancho y Longitud son los siguientes  $L = 19.084 \text{ mm}$ ,  $W = 4.904 \text{ mm}$ .

Resta diseñar la alimentación del parche. Usaremos el método de acople directo, en tal sentido será vital hallar la resistencia de entrada  $R_{in}$  para el acoplamiento de impedancias con la línea de alimentación. Usando las ecuaciones 3-6, 3-7, 3-8 tenemos que  $R_{in} = 296.03 \text{ Ohm}$ .

Ahora para el acoplamiento de impedancias escogimos la técnica del transformador de cuarto de onda, cuyo uso es común para realizar procesos de compensación en líneas de transmisión con cargas de diferente valor [19]. Con tal fin recordamos la fórmula de una línea de transmisión con impedancia característica  $Z_0$  y resistencia de carga  $R_L$  conectada con otra línea de impedancia característica  $Z_1$ .

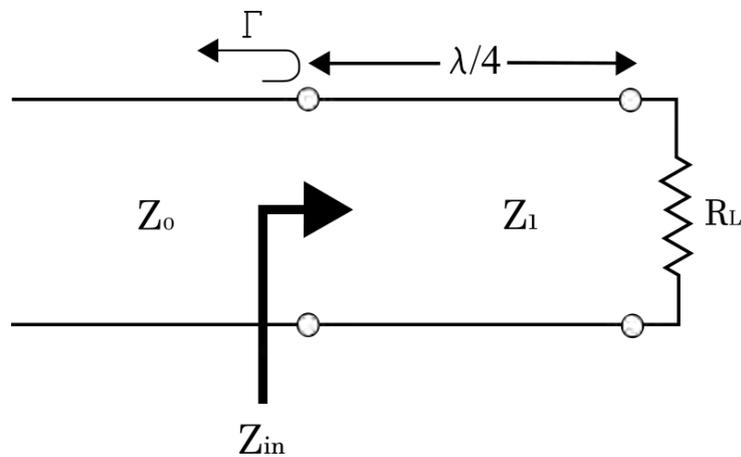


Fig. 3-5. Transformador de cuarto de onda [19]

Entonces la impedancia de entrada  $Z_{in}$  se puede escribir como:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jR_L \tan \beta l} \quad (3-18)$$

Cuando la longitud de la línea es  $\lambda/4$  sucede lo siguiente:

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (3-19)$$

Para el caso específico de nuestra antena  $Z_{in} = Z_0 = 50 \text{ Ohm}$  que representa justamente a la impedancia de la línea de alimentación, y  $R_L = R_{in}$  entonces tenemos:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_{in}} \quad (3-20)$$

$$Z_1 = \sqrt{50 * R_{in}} \quad (3-21)$$

Entonces  $Z_1 = 121.66 \text{ Ohm}$ . será la impedancia que nos permitirá adaptar el parche con la línea microstrip de alimentación. No obstante, aún queda calcular las dimensiones de esta línea. Esto lo haremos con las siguientes ecuaciones:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[ \frac{8h}{w_0} + \frac{W_0}{4h} \right], \quad \frac{W_0}{h} \leq 1 \quad (3-22)$$

$$Z_c = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[ \frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_0}{h} + 1.44 \right) \right]}, \quad \frac{W_0}{h} \leq 1 \quad (3-23)$$

Las dimensiones resultantes se optimizaron con el software y se muestran en detalle en la Tabla 3-4.

**TABLA 3-4. DIMENSIONES DE ANTENA PARCHÉ**

PARAMETRO	DIMENSION (MM)
W	23.32
L	18.107
WS	34.504
LS	28.68
W1	0.58
L1	11.49
W2	2.82
L2	4.48

La Fig. 3-6 muestra la antena diseñada para la frecuencia de 3.7 GHz y el método del transformador de cuarto de onda que se utiliza para acoplar la impedancia del parche con la línea de transmisión.

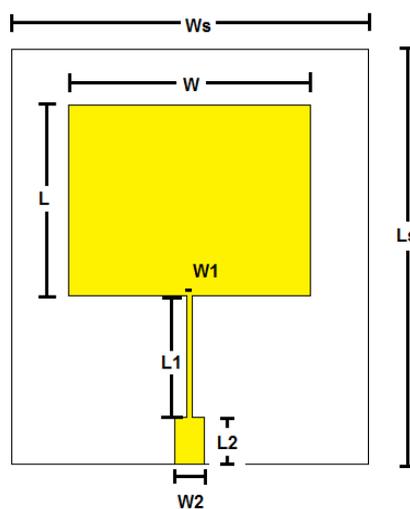


Fig. 3-6. Dimensiones de antena parche a 3.7 GHz

### 3.4.1 Análisis de los resultados de simulación

#### 3.4.1.1 Pérdidas de retorno

Son varios los parámetros que sirven para analizar el comportamiento de una antena. Dentro de ellos uno de los más importantes lo constituye el parámetro de dispersión  $S_{11}$  o pérdidas de retorno. Este expone las frecuencias a las que la antena resuena y el software CST permite visualizar dicho parámetro para un rango de frecuencias que han sido elegidas previamente al crear el proyecto.

Los resultados de la simulación se muestran en la Fig.3-7 donde podemos ver que la pérdida de retorno de la antena de parche propuesta a 3.7 GHz es -33.34 dB. De igual manera de esta grafica podemos deducir que nuestra antena posee un ancho de banda de 140 MHz tomando como criterio un valor de -10 dB para definir el ancho de banda.

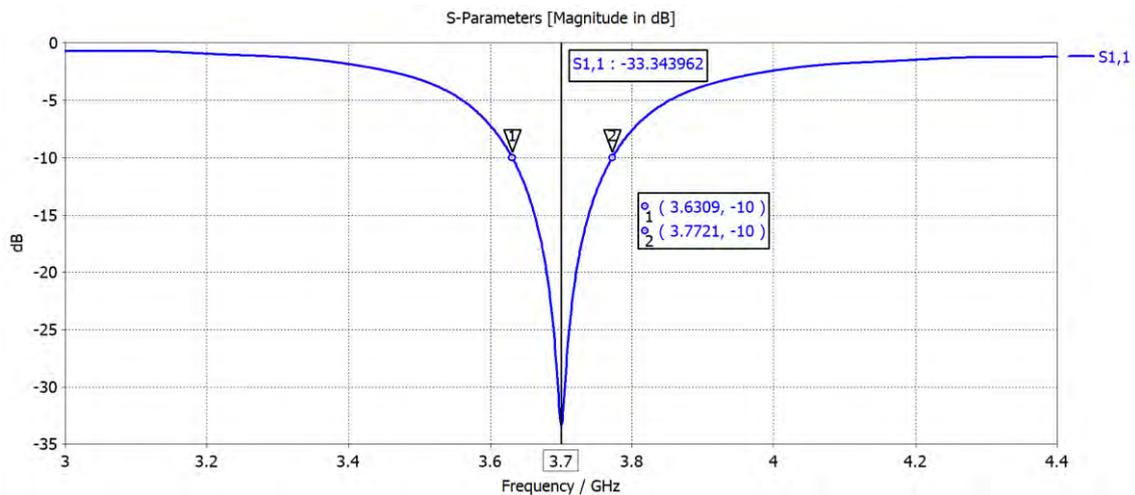


Fig. 3-7. Pérdidas de retorno de la antena a 3.7 GHz

#### 3.4.1.2 Relación de onda estacionaria

Otro parámetro a destacar es la relación de onda estacionaria, la Fig. 3-8 muestra los valores obtenidos de ROE en la frecuencia de resonancia y cómo podemos observar resulta un valor de 1.043 a 3.7 GHz que representa un excelente valor de acoplamiento de impedancia en nuestra antena.

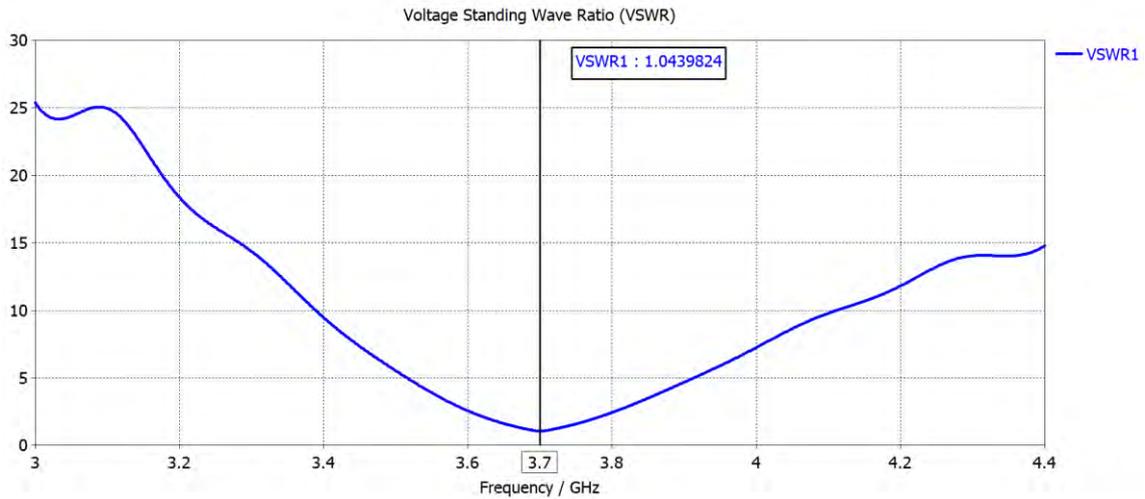


Fig. 3-8. Relacion de onda estacionaria de la antenna a 3.7 GHz

### 3.4.1.3 Diagrama de radiación

También se puede obtener el patrón de radiación en 3D y 2D para mostrarnos la dirección en la que distribuye la energía electromagnética radiada por la antenna. El resultado del software de simulación en la Fig. 3-9 nos muestra que la ganancia máxima obtenida es 3.46 dBi en la dirección de radiación, eje z, lo que se considera un buen valor en una antenna de parche rectangular compacta a esta frecuencia considerando que se utilizó el sustrato de mayor accesibilidad en el mercado local.

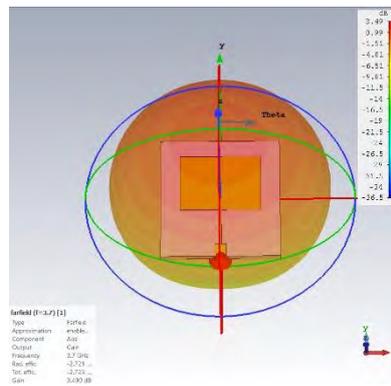


Fig. 3-9. Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ de la antenna a 28 GHz

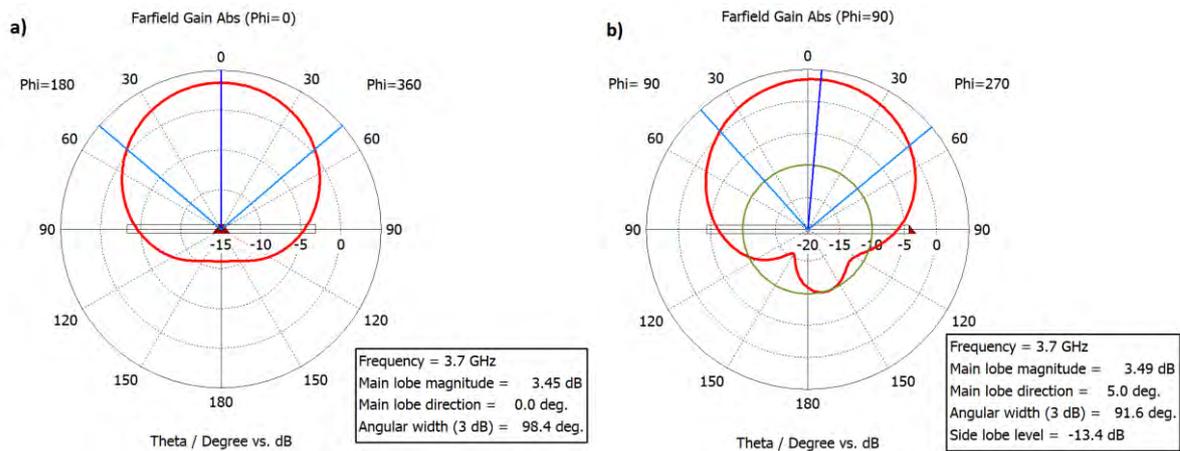


Fig. 3-10. Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ de la antena a 3.7 GHz

Por último, esta antena parche es evaluada experimentalmente usando un Analizador de Redes Vectorial (VNA) tomando en cuenta para su implementación la geometría presentada en la Fig. 3-6.

La fabricación de este prototipo considera las dimensiones y materiales empleados en la simulación. La antena fabricada se muestra en la Fig.3-11.

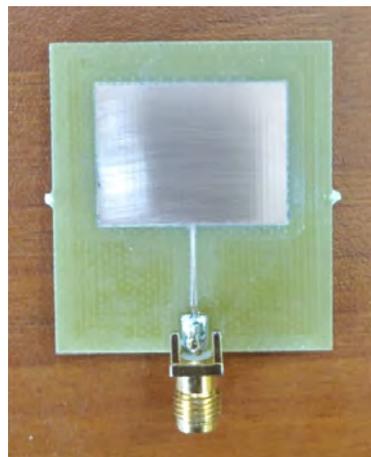


Fig. 3-11. Antena parche fabricada a 3.7 GHz

El desempeño de la antena se evalúa a través de mediciones de adaptación. La Fig. 3-12 muestra que el prototipo de antena parche está adaptado en el intervalo de 3.62 a 3.79 GHz ( $S_{11} < -10$  dB), esto se puede interpretar como un ancho de banda de aproximadamente 170 MHz.

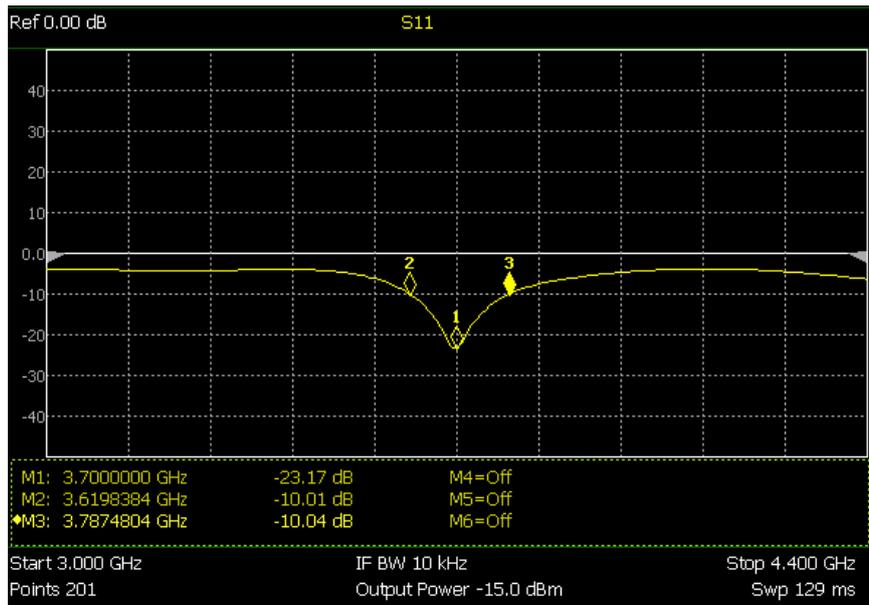


Fig. 3-12. Medición en VNA del  $S_{11}$  del parche a 3.7 GHz

### 3.5 Diseño de una antena a 28 GHz

La antena propuesta para la frecuencia de 28 GHz utiliza como sustrato el material ROGERS DUROID 5880lz, ya que este sustrato presenta mayores ventajas en características de radiación para frecuencias altas. Entonces para el diseño de nuestra antena tomamos en cuenta parámetros como: La frecuencia operativa ( $f = 28$  GHz), el material que será utilizado como sustrato con su correspondiente constante dieléctrica ( $\epsilon_r = 2$ ) y el grosor del sustrato ( $H = 0.508$  mm). De manera análoga a nuestro diseño anterior calculamos las dimensiones de la antena utilizando las fórmulas del método de línea de transmisión.

Así mismo usaremos nuevamente el tipo de alimentación directa usando una línea microstrip acoplada con la técnica del transformador de cuarta de onda.

Para ello se calcula la resistencia de entrada cuyo valor resulta  $R_{in} = 200.15$  Ohm Y también la impedancia que nos permitirá adaptar el parche con la línea microstrip de alimentación

$$Z_1 = 100.04 \text{ Además el grosor de la línea será de } W_1 = 0.49 \text{ mm}$$

Por último, el parche es evaluado y optimizado en el software de simulación electromagnética, cuyas dimensiones se detallan en la siguiente tabla.

TABLA 3-5. DIMENSIONES DE ANTENA PARCHE A 28 GHZ

<i>PARÁMETRO</i>	<i>DIMENSIÓN (MM)</i>
<b>W</b>	4,39
<b>L</b>	3.5
<b>WS</b>	5.3
<b>LS</b>	7.36
<b>W1</b>	0.51
<b>L1</b>	1,91
<b>W2</b>	1.62
<b>L2</b>	1

En la Fig. 3-11 se muestra la antena parche rectangular diseñada para operar a 28 GHz y acoplada a una línea de transmisión por medio de la técnica de transformador de cuarto de onda para su alimentación directa.

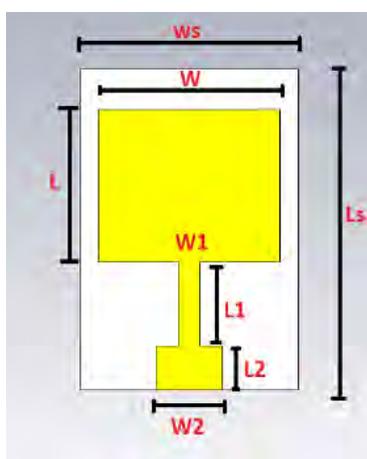


Fig. 3-13. Dimensiones de la antena parche diseñada a 28 GHz

### 3.5.1 *Análisis de los resultados de simulación*

#### 3.5.1.1 **Perdidas de retorno**

En la Fig.3-12 podemos observar que el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  es -50.87 dB a 3.7 GHz indicando un buen nivel de acoplamiento en el puerto de entrada y un ancho de banda de 1.24 GHz tomando como criterio el valor de -10 dB

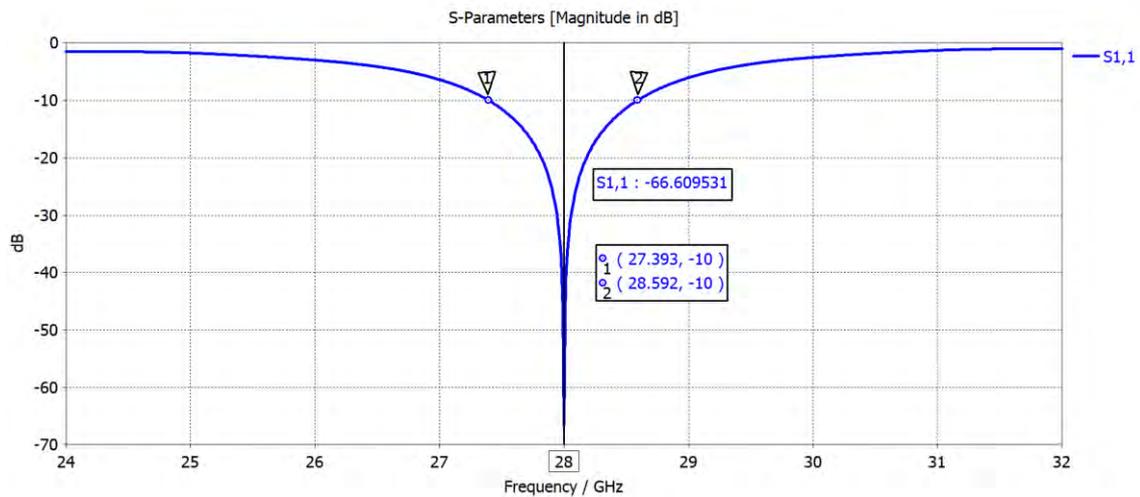


Fig. 3-14 Perdidas de retorno de la antena parche a 28 GHz

### 3.5.1.2 Relación de onda estacionaria

Los resultados de Roe se muestran en la Fig. 3-13 cuyo valor en la banda de interés está por debajo de 1.5 lo que significa que la energía se transmite a través de la línea de transmisión desde la fuente hacia la carga con un nivel de eficiencia adecuado.

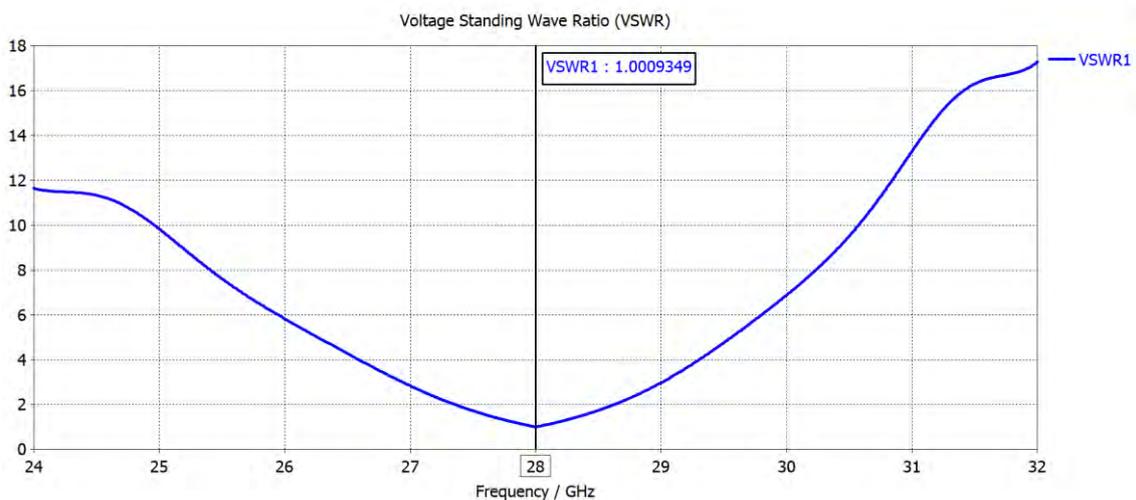


Fig. 3-15 Relación de onda estacionaria de la antena a 28 GHz

### 3.5.1.3 Diagrama de radiación y ganancia

El patrón de radiación en 2D y 3D es presentado en las Fig. 3-14 , 3-15 y se puede apreciar una ganancia de 6.53 dBi en la dirección de propagación, eje Z, considerado un valor bueno al tratarse de una antena parche compacta.

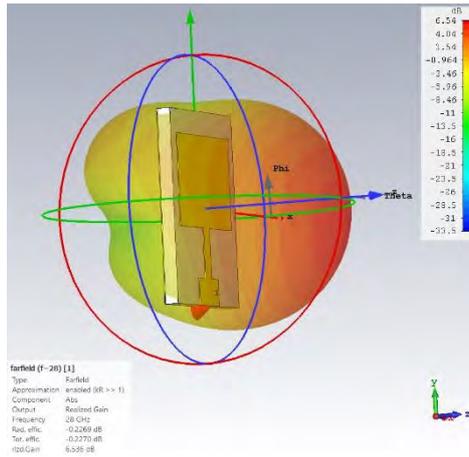


Fig. 3-16 Diagrama de Radiación en 3D de la antena parche a 28 GHz

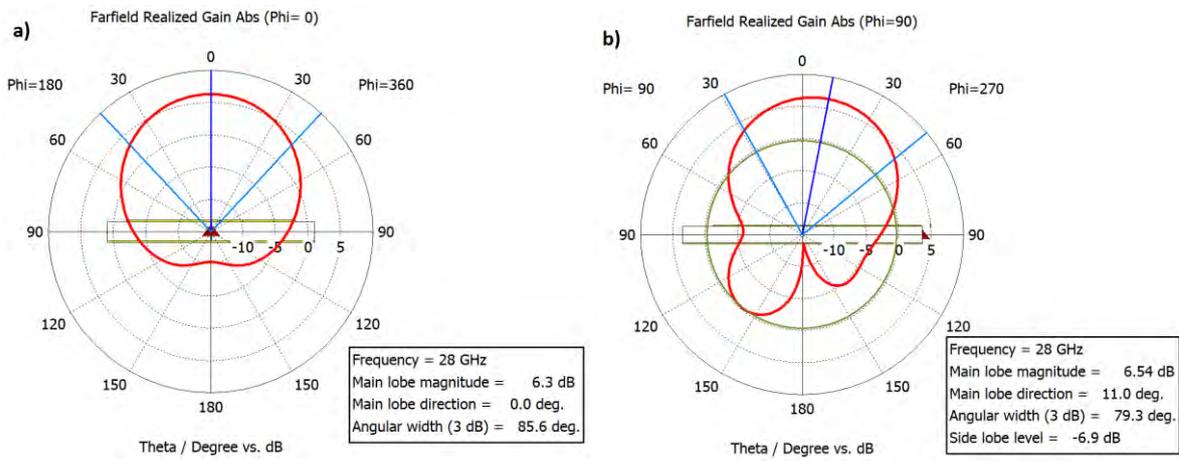


Fig. 3-17 Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ de la antena a 28 GHz

# CAPITULO IV

## DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS

Una vez diseñada las antenas base con características que permiten su uso para quinta generación móvil se puede iniciar el proceso de diseño y evaluación de arreglos de antenas. Estos arreglos tendrán una configuración rectangular que es una de las más empleadas debido a la facilidad de modelación y fabricación de la misma.

### **4.1 Arreglo de antenas operando a 3.7 GHz**

Un aspecto importante a tomar en cuenta para el diseño de arreglos de antenas es la separación entre elementos radiantes. Se debe prestar especial atención al hecho que la separación de estos elementos es directamente proporcional a la ganancia e inversamente proporcional al nivel de lóbulos secundarios [20]. En consecuencia, en este apartado es necesario considerar la red de alimentación ya que este sistema unirá todas las antenas constituyentes del arreglo y por ende también influirá en la separación de elementos, es por ello que se pretende lograr un equilibrio para evitar el nivel alto de lóbulo secundarios y lograr una ganancia adecuada a las exigencias de la quinta generación móvil.

Por lo expuesto el primer paso para el diseño de la antena a 3.7 GHz es desarrollar una red de alimentación adecuada a nuestra propuesta de diseño.

### 4.1.1 Diseño de la red de alimentación corporativa

De acuerdo a nuestro modelo propuesto necesitamos una red de alimentación que enlace 4 elementos radiantes para formar una columna. En este trabajo para el arreglo de antenas a 3.7 GHz se optó por una red corporativa, cuyo uso es común en dipolos y antenas parche debido a que brinda un buen aislamiento entre líneas y se puede conseguir anchos banda amplios [19]. Esta elección dividirá la alimentación en dos rutas y estas a su vez en otras dos conectando dos pares de antenas, permitiendo tener una línea de excitación independiente para cada elemento radiante de la columna. La red corporativa de este diseño estará conformada por dos tipos de divisores de potencia, T-junction y Wilkinson

#### 4.1.1.1 Divisor de potencia t-junction

El divisor de potencia T-junction es utilizado para la división o combinación de potencia gracias a una red simple de tres puertos que se puede implementar prácticamente en cualquier medio de línea de transmisión siendo los más comunes una estructura de guía de onda y una línea microstrip.

El divisor que se diseña en este trabajo es el denominado T-junction sin pérdidas debido a que desde el punto de vista práctico es fácil de construir y medir, este se puede modelar como la unión de tres líneas de transmisión tal como se muestra en la Fig. 4-1.

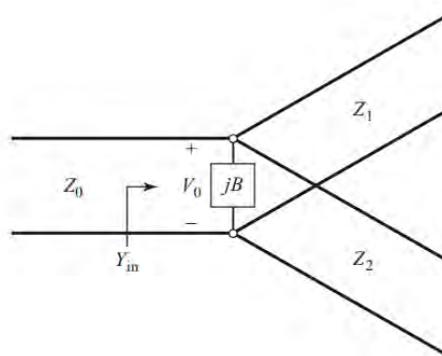


Fig. 4-1. Modelo circuital del divisor T-junction

Como se aprecia en la unión del modelo aparece una susceptancia debido al efecto de la discontinuidad que en una primera aproximación sería una capacidad parasita a tierra [19]. Entonces para que el divisor coincida con la línea de entrada de impedancia característica  $Z_0$ , se tiene:

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (4-1)$$

Al tratarse de un divisor T-junction sin pérdidas (o con bajas pérdidas) entonces se considera la susceptancia despreciable de tal manera las características de impedancia son reales y tenemos:

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (4-2)$$

Se puede diseñar este divisor para un reparto de potencia disparejo, no obstante, para nuestro caso requerimos una distribución equitativa y para una línea de entrada de 50 Ohm adaptada al dispositivo. De tal manera que en condiciones de adaptación la potencia de entrada sera:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_0} \quad (4-3)$$

Y las potencias de salida son:

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_1} = \frac{1}{2} P_{in} \quad (4-4)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_2} = \frac{1}{2} P_{in} \quad (4-5)$$

De estas ecuaciones deducimos los valores de impedancias características de nuestras líneas de salida :

$$Z_1 = 2Z_0 = 100 \text{ Ohm}$$

$$Z_2 = Z_0 = 100 \text{ Ohm}$$

Para evaluar el circuito en CST requerimos cargas adaptadas en las líneas de entrada y salida. Entonces es posible pasar a líneas de 50Ω con unos simples transformadores de λ/4 en serie quedando nuestro modelo final de la siguiente manera:

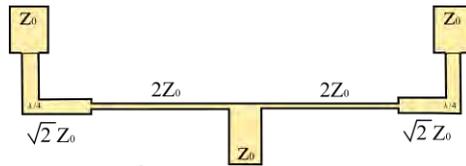


Fig. 4-2. Propuesta de diseño del divisor T-Junction

El siguiente paso es estimar las dimensiones de las líneas de transmisión de entrada y salida para que cumplan con los valores de impedancia y de esta forma el divisor distribuya de manera uniforme la potencia de entrada hacia las salidas.

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[ \frac{8h}{w_0} + \frac{W_0}{4h} \right], \quad \frac{W_0}{h} \leq 1 \quad (4-6)$$

$$Z_c = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[ \frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_0}{h} + 1.44 \right) \right]}, \quad \frac{W_0}{h} \leq 1 \quad (4-7)$$

Los grosores obtenidos para las líneas se especifican en la Tabla 4-1.

TABLA 4-1 GROSOR DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN EN RELACIÓN A SU IMPEDANCIA

LINEA	GROSOR
$Z_0$ (50 $\Omega$ )	3.11 mm
$2Z_0$ (100 $\Omega$ )	0.729 mm
$\sqrt{2}Z_0$ (70.71 $\Omega$ )	1.655 mm

También, cuando se tiene circuitos de microondas es necesario tener en cuenta que las discontinuidades en la microcinta introducen reactancias no deseadas, de manera que es importante trabajar con estructuras de microcinta con discontinuidades compensadas. Estas mejoran el rendimiento del circuito, así como su ancho de banda. Comúnmente son usadas las curvas biseladas o esquinas redondeadas. En este trabajo al tratar con divisores de potencia T-junction usaremos técnicas para compensar las discontinuidades que presenta este divisor.

La primera técnica que usaremos para compensar las discontinuidades en una estructura de una división de T-junction serán las curvas biseladas. En circuitos prácticos las esquinas de una microcinta están biseladas para compensar el exceso de capacitancia. Hammerstad y Bekkadal [21] han encontrado longitudes óptimas

del chaflán para microcinta de  $50 \Omega$  en sustratos de rexolita que tienen varios ángulos de curvatura ( $f = 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$  y  $120^\circ$ ). El valor de  $W_c$  resulta ser de aproximadamente  $1.8W$  en todos estos casos.

Así mismo han sido estudiados diversos tipos de biselado, como se muestra en la Fig. 4-3 y analizados para un ejemplo en particular. En [22] se compara el  $S_{11}$  calculado para una discontinuidad de curvatura en ángulo recto no compensada con diferentes topologías, en la cual la configuración de la Figura 4-3(c) proporciona la mejor compensación para este ejemplo.

De este modo se aplicará esta configuración para completar el diseño de nuestro divisor de potencia t-junction y así mejorar su rendimiento

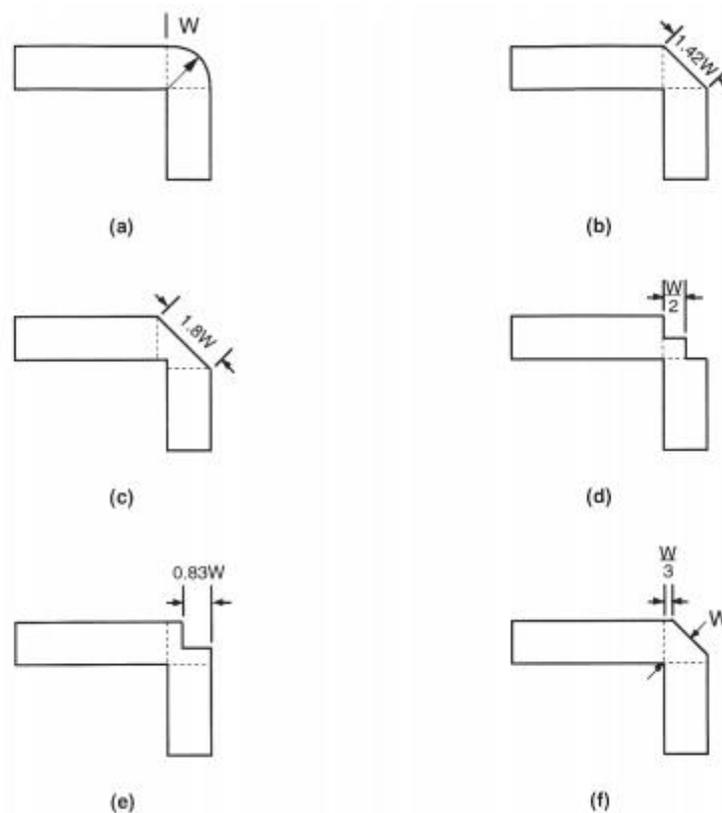


Fig. 4-3. Diferentes configuraciones para compensar curvas en ángulo recto [22]

La otra técnica de compensación que usaremos en este apartado será la compensación de discontinuidad de la unión en T, la cual resulta de mayor dificultad que la técnica de compensación anterior. La Fig. 4-4 (a) muestra configuraciones de compensación de unión en T usando hendiduras rectangulares y triangulares y sus dimensiones aproximadas. Sin embargo, las dimensiones

precisas de la configuración compensada dependen de los anchos de línea, constante dieléctrica y espesor del sustrato [22]. La Fig. 4-4 (b) ilustra configuraciones de minimización de discontinuidad de unión en T en las que los anchos de línea se reducen para minimizar el efecto de unión.

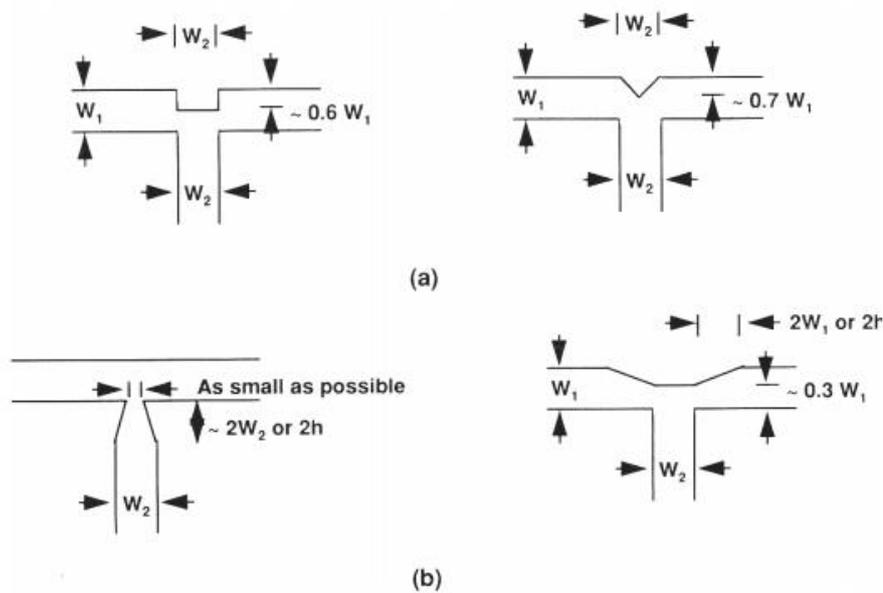


Fig. 4-4. Técnica de compensación y minimización de discontinuidades en divisores T-junction [22]

En este trabajo se optó por usar la configuración con hendidura rectangular mostrada en la Fig. 4-4 (a).

De esta manera el diseño final de nuestro divisor de potencia se presenta en la Fig. 4-5

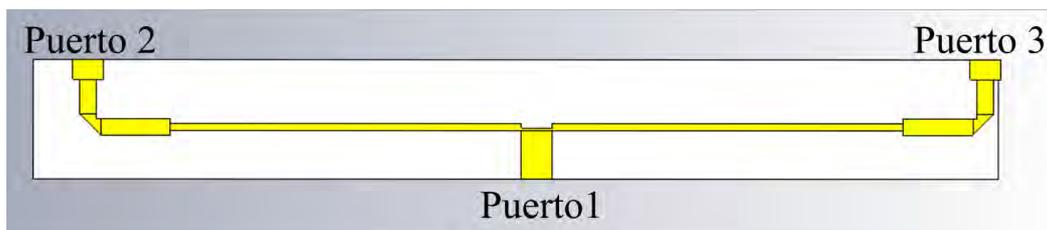


Fig. 4-5 Divisor T-junction diseñado

Los resultados de la simulación se muestran en la Fig. 4-6. En esta imagen podemos ver que el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  es  $-68.448$  dB, lo que indica un buen nivel de acoplamiento en el puerto de entrada. De manera similar, se muestran los parámetros  $S_{21}$  con un valor de  $-3,852$  dB y  $S_{31}$  con un valor de -

3,854. Estos resultados sugieren que la potencia de entrada se transfiere por igual a los puertos de salida 2 y 3.

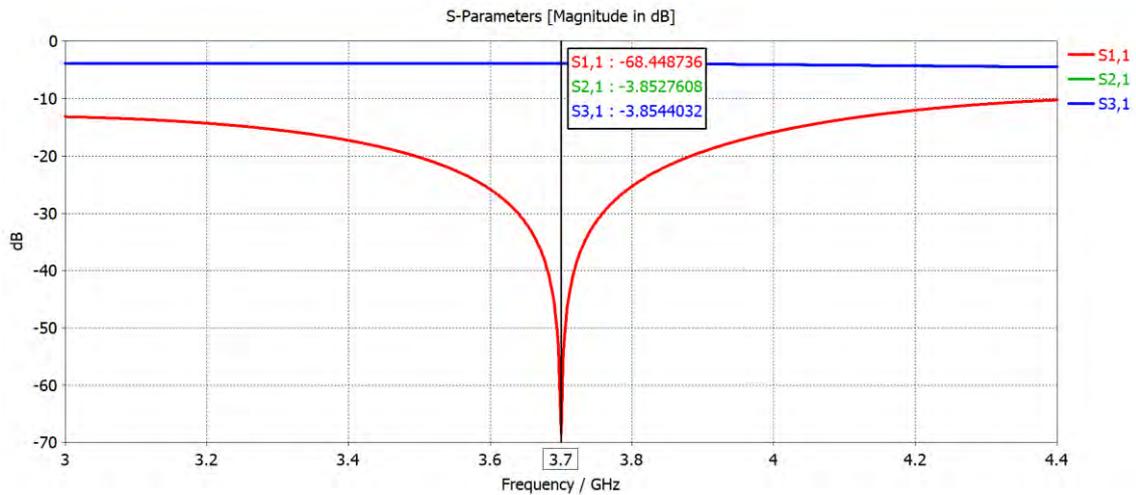


Fig. 4-6. Parámetros S del divisor T-junction

#### 4.1.1.2 Divisor de potencia Wilkinson

Un divisor de potencia Wilkinson puede ser de una división arbitraria, no obstante, usaremos uno de 3dB, es decir que la potencia de entrada será repartida equitativamente entre los puertos de salida [19], [23]. Este divisor esta implementado normalmente sobre tecnología microstrip [24] y su equivalente en líneas de transmisión es tal como se muestra en la Fig. 4-7.

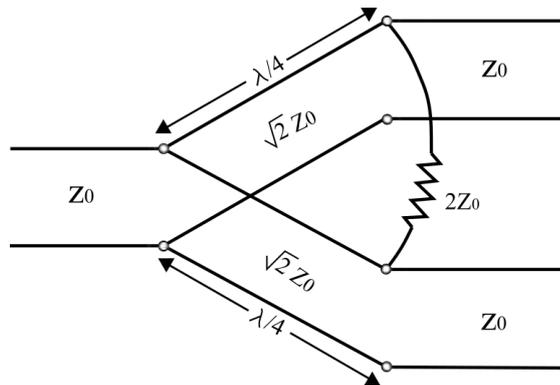


Fig. 4-7. Modelo circuital del divisor Wilkinson

Este modelo será construido utilizando la tecnología microstrip empleando para ello el sustrato FR4 con un grosor de 1.6 mm y una constante dieléctrica de 4.3. De esta manera aprovechará el mismo material y plano sobre el cual se encontrará el arreglo de antenas.

La frecuencia central de operación es 3.7 GHz y el divisor deberá estar acoplado a 50 Ohm en todos los puertos, así mismo se emplean los grosores de las líneas anteriormente calculados en el acoplador híbrido para replicar el modelo de línea de transmisión.

El diseño empieza con el modelado de la entrada, una línea de 50 Ohm que dividirá la señal usando una estructura circular para finalmente encaminar a la señal a dos puertos de salida de configuración rectangular tal como se muestra en la Fig. 4-8. Como este divisor presenta simetría de reflejo, se modelará inicialmente la mitad superior y luego usaremos un operador espejo para la otra mitad.

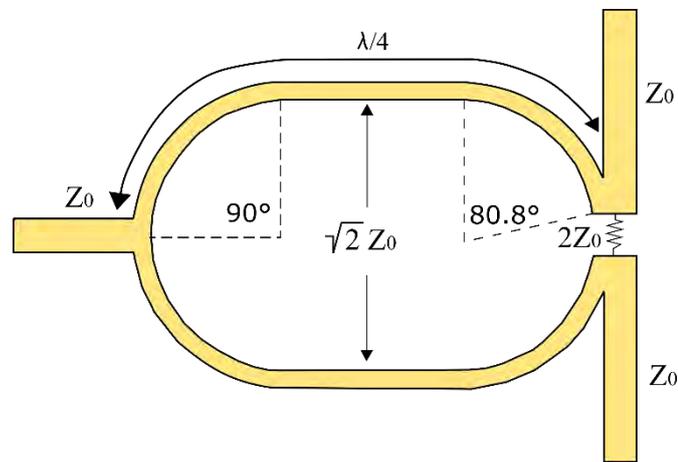


Fig. 4-8. Propuesta de diseño del divisor Wilkinson

La línea de entrada tendrá una longitud de 9 mm. y un ancho de 3.11 mm. que es el mismo que el calculado para el divisor de potencias anterior. Las ramificaciones circulares son de longitud  $\lambda/4$  formada a partir de arcos y una línea que nos dará opción a ajustar la longitud eléctrica de la división.

Al final de estas ramificaciones se adecua un espacio con un bloque para colocar la resistencia y seguidamente se modela la salida con una línea microstrip de 50 ohm. El modelo elaborado en CST para su análisis se muestra en la Fig. 4-9.

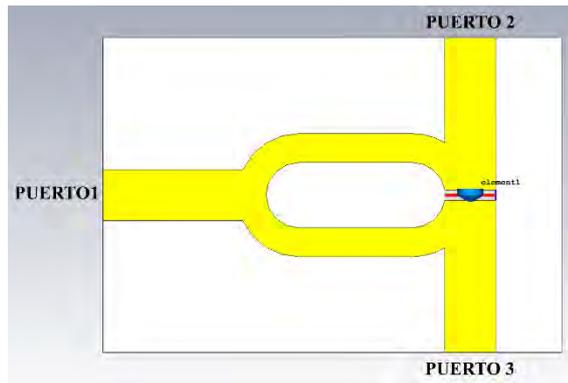


Fig. 4-9. Divisor de potencia Wilkinson diseñado

La Fig. 4-10 muestra los resultados obtenidos en el software de simulación del divisor de potencia Wilkinson, donde podemos ver que el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  a 3.7 GHz es -54.52, lo que representa un excelente nivel de acoplamiento en el puerto 1. También se muestra que los coeficientes de transmisión  $S_{21}$  y  $S_{31}$  son -3.61 dB y -3.68 dB respectivamente, lo que indica que la potencia de entrada se distribuye por igual entre el puerto 2 y el puerto 3.

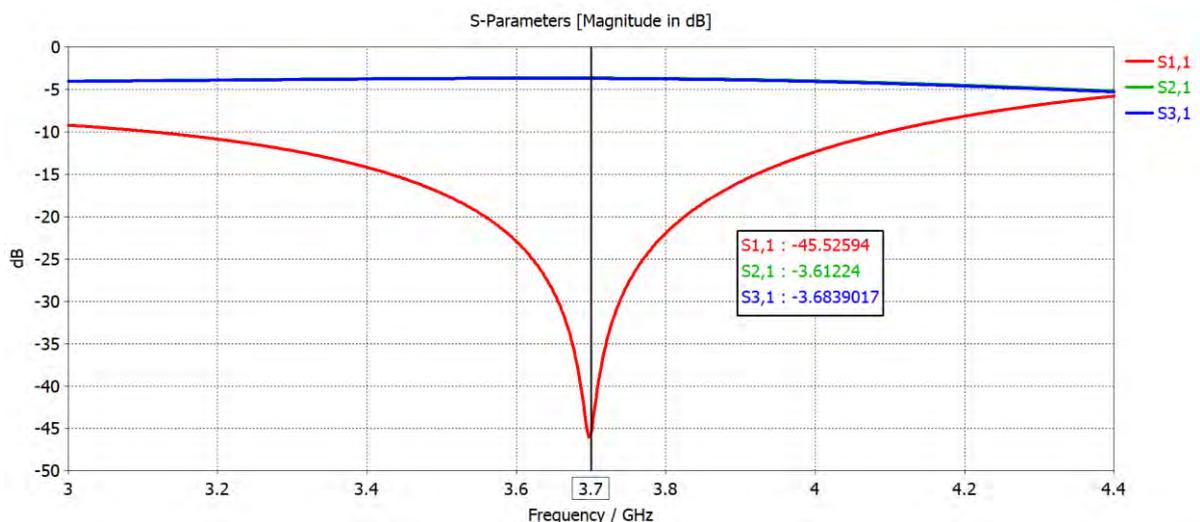


Fig. 4-10. Parámetros S del divisor Wilkinson

#### 4.1.2 Diseño del arreglo de antenas

Los dispositivos previamente diseñados forman parte del arreglo de antenas propuesto. Esta disposición constará de 16 elementos radiantes y es necesario determinar su separación tanto en el plano magnético H, denominada dH, como en el plano eléctrico E, denominado dE, que como se sabe son perpendiculares entre sí tal como se muestra en la Fig.4-11.

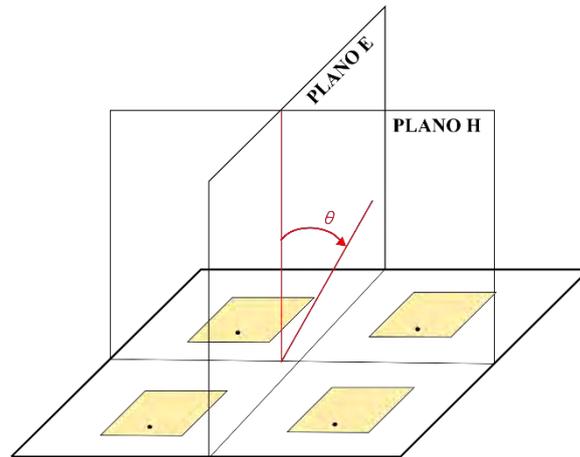


Fig. 4-11. Planos en un arreglo de antenas parche

Este distanciamiento entre antenas es un múltiplo de  $\lambda_g$ , que es la longitud de onda guiada en el material sobre el que se diseña el arreglo.

$$\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{3.7 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3.27}} = 44.84 \text{ mm}$$

Además, para maximizar la ganancia, la separación de antenas en ambos planos debe ser mayor a media longitud de onda guiada ( $d_H > \lambda_g/2$ ,  $d_E > \lambda_g/2$ )[20], no obstante, esto ocasiona que el nivel de lóbulos laterales (SLL) sea mayor. Esto se comprueba con un análisis realizado en CST en el que se demuestra que a medida que la separación entre elementos es mayor, el diagrama de radiación tiene un ancho haz más estrecho, es decir tiene mayor ganancia y directividad, pero a costa de obtener niveles de lóbulos secundarios altos.

Entonces buscando un equilibrio entre ganancia y SLL e igualmente tomando en cuenta las dimensiones de los divisores de potencia que forman parte del arreglo de antenas, se selecciona un distanciamiento entre antenas de 22.42 mm para ambos planos que corresponde a media longitud de onda guiada ( $\lambda_g/2$ ).

La Fig. 4-12. muestra el diseño en el software de simulación electromagnética. Como se puede ver, se utiliza una red de alimentación corporativa para formar 4 columnas de 4 antenas cada una, lo que da como resultado una disposición de 16 elementos con cuatro entradas, que servirán para introducir señales con diferentes fases, de modo que el lóbulo principal estará orientado en diferentes direcciones según los puertos de entrada.

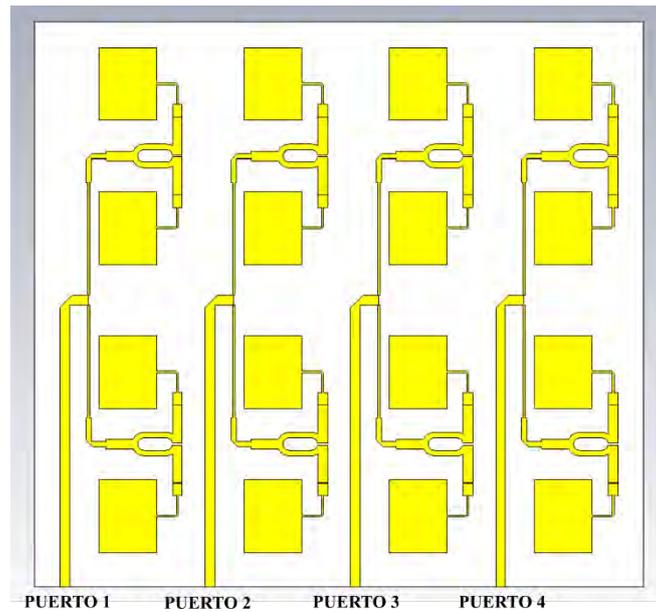


Fig. 4-12. Arreglo de antenas diseñado

El arreglo de antenas propuesto es evaluado en CST y los resultados se muestran a continuación.

Como se trata de un conjunto de antenas formado por cuatro grupos idénticos con potencia de entrada independiente, las pérdidas de retorno de una de las columnas se analizan obteniendo un coeficiente de reflexión  $S_{11}$  por debajo de  $-20$  dB como se aprecia en la Fig.4-13. La matriz opera en una banda potencial propuesta para la quinta generación móvil (5G) y tiene un ancho de banda de 249 MHz tomando  $-10$  dB como valor de referencia.

Las Fig. 4-14 y Fig. 4-15 presentan el patrón de radiación en 3D y 2D de la matriz 4x4 propuesta, obteniendo una ganancia máxima de 11.94 dBi para la frecuencia de operación. Estos resultados satisfacen nuestro requisito de una antena para aplicaciones 5G ya que un alto valor de ganancia compensará la atenuación sufrida por la propagación de la onda.

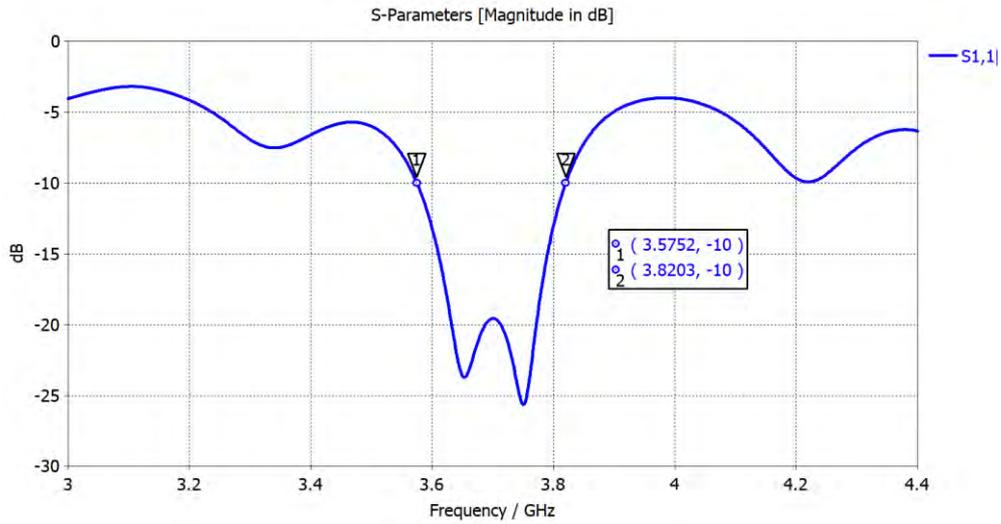


Fig. 4-13.- Parámetros S de una columna del arreglo de antenas

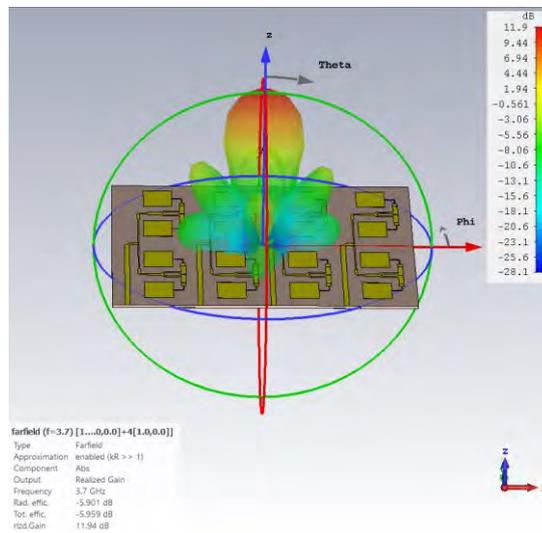


Fig. 4-14. Diagrama de radiación en 3D del arreglo de antenas

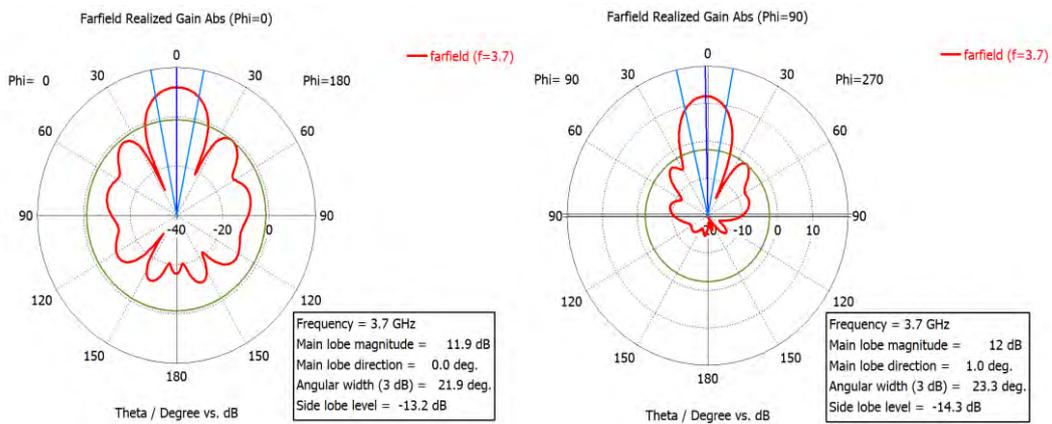


Fig. 4-15. Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ del arreglo de antenas

Además, es posible evaluar el desempeño del arreglo de antenas a 3.7 GHz realizando mediciones de adaptación en el Analizador de Redes Vectorial (VNA). La fabricación sigue las dimensiones del modelo de la Fig. 4-12 y el prototipo fabricado se observa en la Fig. 4-16

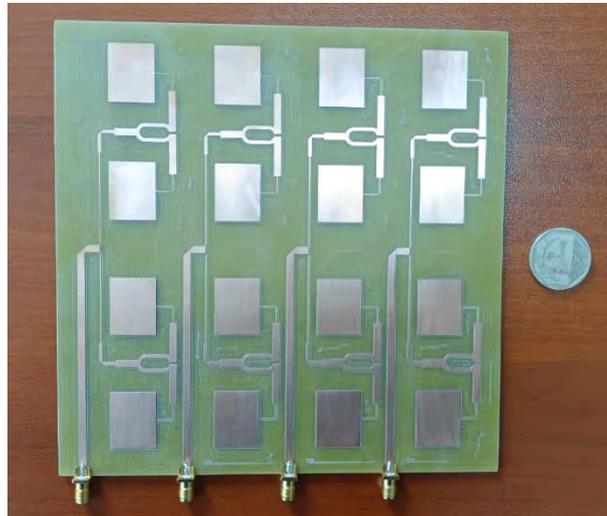


Fig. 4-16. Arreglo fabricado a 3.7 GHz

La Fig. 4-17 corresponde a la medición realizada del parámetro  $S_{11}$ . En ella se nota el buen nivel de adaptación del arreglo en el intervalo de 3.66 a 3.76 GHz con un ancho de banda de aproximadamente 100 MHz.

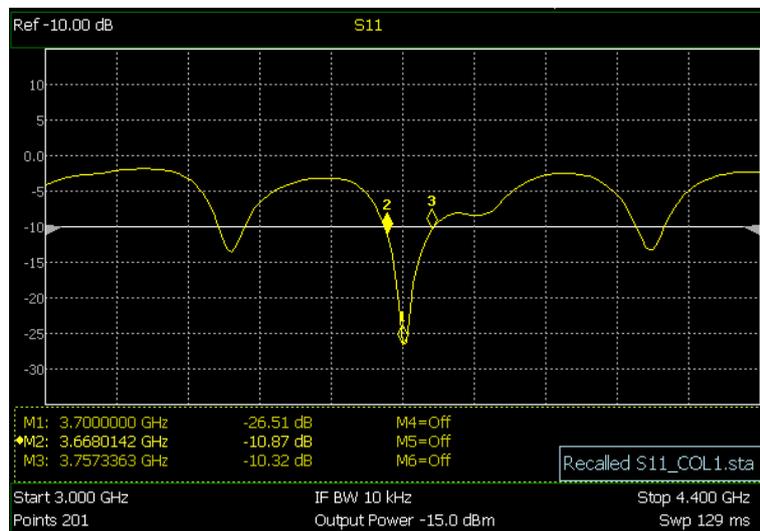


Fig. 4-17. Medición en VNA del  $S_{11}$  del arreglo a 3.7 GHz

## 4.2 Arreglo de antenas operando a 28 GHz

A diferencia del arreglo de antenas diseñado a 3.7 GHz para esta matriz se eligió una red de alimentación en serie. A pesar que con el uso de una red corporativa se puede lograr un mejor desempeño, los divisores de potencia a 28 GHz presentan dimensiones bastante considerables en relación a las dimensiones de los parches. Esto representaría mayor interferencia y radiación espuria si son colocadas en el mismo plano de manera que se elige una red en serie menos voluminosa y de diseño simple.

Es también necesario aclarar que se optó por la misma disposición anterior, es decir agrupar los 16 elementos radiantes en 4 grupos de 4 elementos cada uno. De esta manera solo se necesitará un desfasador por cada columna para lograr el direccionamiento de haz

### 4.2.1 Diseño de la red de alimentación en serie

Para el diseño de la red de alimentación se utilizó la técnica de alimentación en serie, esta consiste en una línea de transmisión continua en la cual la potencia se acopla progresivamente a cada elemento radiante dispuesto en la fila como muestra la Fig. 4-16. Este tipo de alimentación permite que el diseño del arreglo sea sencillo y compacto.

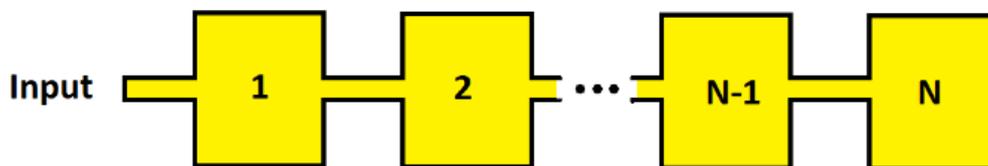


Fig. 4-18. Geometría de la alimentación en serie

### 4.2.2 Diseño del arreglo de antenas

Inicialmente se diseñó un arreglo de 4 x 1 elementos con un distanciamiento aproximado de media longitud de onda como se observa en la Fig. 4-17 y conectados con un transformador de cuarto de longitud de onda [25].

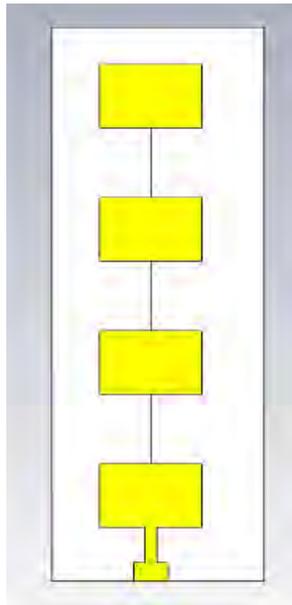


Fig. 4-19. Arreglo de antenas 4x1 diseñado a 28 GHz

Finalmente, con la disposición mostrada en la Fig. 4-18 se consigue un arreglo de 16 elementos con 4 puertos de alimentación, para probar la funcionalidad de direccionamiento de haz.

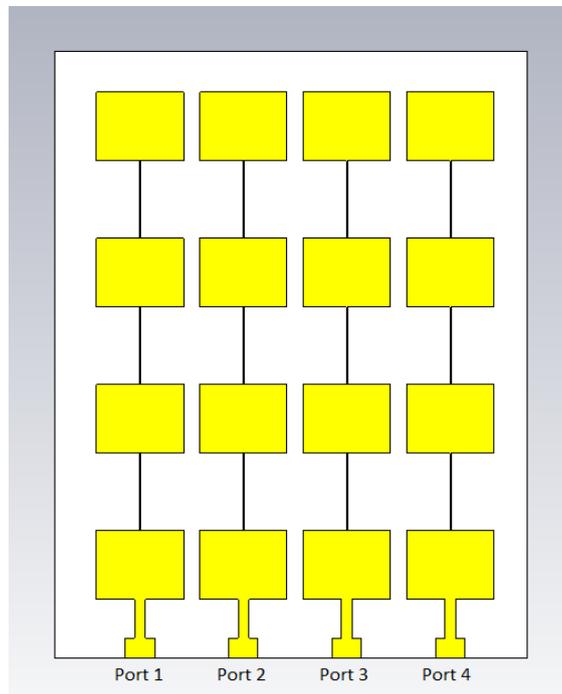


Fig. 4-20. Arreglo de 16 elementos diseñado

Al tratarse de un arreglo de antenas formado por cuatro idénticas agrupaciones con alimentación independiente, se analiza las pérdidas de retorno de una de las columnas

obteniéndose un coeficiente de reflexión  $S_{11}$  de -16.12 dB con un ancho de banda de aproximadamente 940 MHz, esto tomando como criterio el valor de -10 dB.

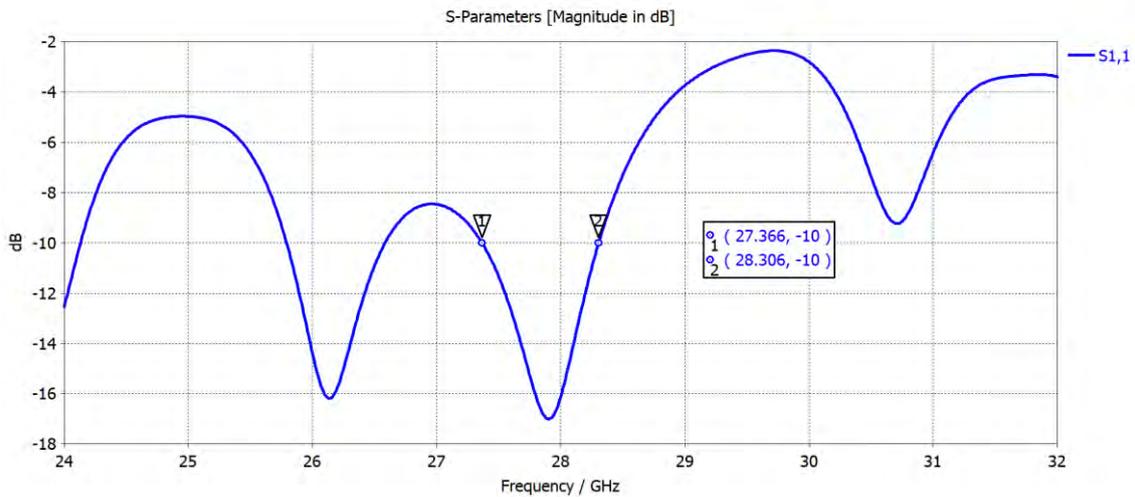


Fig. 4-21. Perdidas de retorno del arreglo de antenas

Las Fig.4-20 y Fig. 4-21 presentan el patrón de radiación en 2D y 3D logrando una ganancia máxima de 16.56 dBi en la dirección de propagación. Este resultado cumple con los requerimientos de la quinta generación móvil debido a que permitirá superar los obstáculos impuestos por la propagación de ondas en bandas milimétricas.

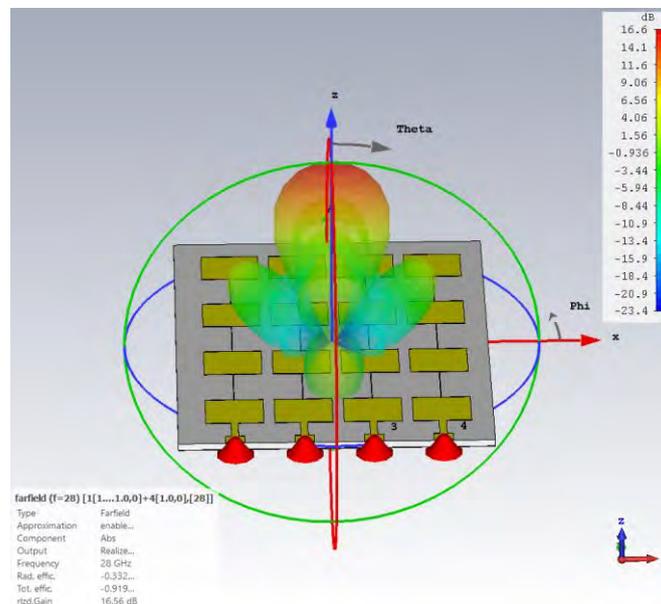


Fig. 4-22. Patrón de Radiación en 3D del arreglo de antenas

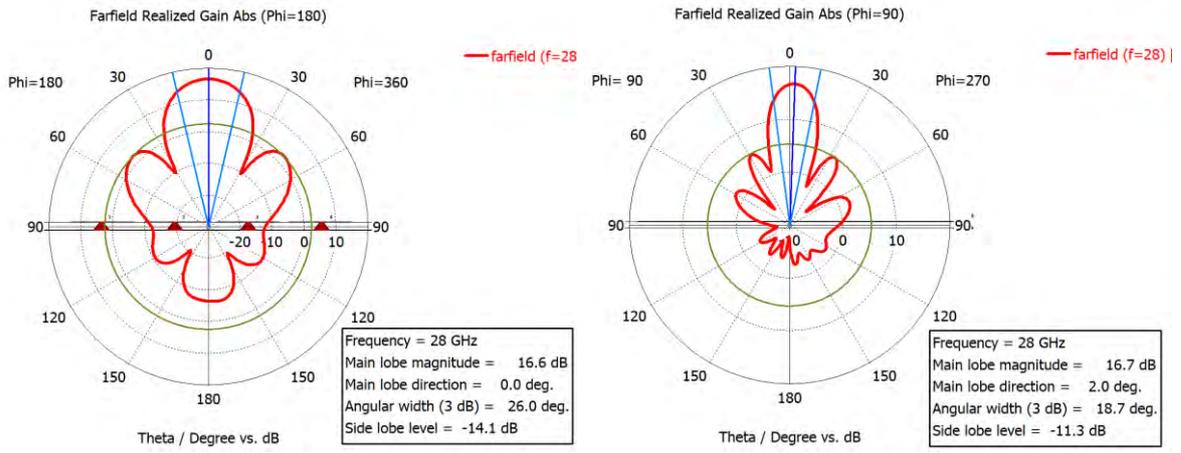


Fig. 4-23. Diagrama de radiación en los planos XZ y YZ del arreglo de antenas

# **CAPITULO V**

## **SISTEMA DE ANTENAS CON MATRIZ DE BUTLER**

En el capítulo 3 de este trabajo se plantea la idea de usar un desfasador por cada subgrupo de antenas en vez de uno por cada elemento con el propósito de orientar el diagrama de radiación. Por consiguiente, se estudiaron diversas formas para que la red sea capaz de direccionar el haz, tales como: un sistema de encendido-apagado, el uso de lentes de Rotman y el uso de matrices de Butler, siendo esta última la elegida para el desarrollo de este trabajo debido a su buen desempeño y simplicidad en comparación con otras redes de alimentación.

La matriz de Butler es una red de formación de haz pasivo constituido por  $N$  puertos de entrada, y  $N$  de salida con la capacidad de producir  $N$  haces ortogonales principales en diferentes direcciones [26], [27]. Esta matriz puede implementarse fácilmente usando la tecnología de microstrip ya que presenta numerosas ventajas como el bajo perfil, la fácil fabricación y el bajo costo. En una matriz de Butler la señal de radiofrecuencia (RF) excita cada uno de los puertos de entrada recorriendo por una serie de elementos de manera que se distribuye equitativamente y con una fase constante entre los puertos de salida. Como resultado se generan haces con distintas orientaciones. [28].

En este capítulo, con el propósito de comprobar la funcionalidad de escaneo de haz, se diseñan dos matrices de Butler una a 3.7 GHz y otra a 28 GHz, para finalmente acoplarlos

a los arreglos de antenas y analizar el comportamiento del diagrama de radiación. Entonces considerando las características de los arreglos de antenas previamente diseñados se puede inferir que la matriz de Butler adecuada será una de 4 entradas y 4 salidas siendo capaz de producir cuatro haces ortogonales en distintas direcciones ( $-45^\circ$ ,  $-15^\circ$ ,  $15^\circ$  y  $45^\circ$ ) con una cobertura mayor a  $90^\circ$  cuando se alimenta con las señales electromagnéticas tal como se muestra en la Fig. 5-1. En esta se aprecia la topología de una matriz de Butler  $4 \times 4$  con la dirección del haz ilustrada con respecto a cada puerto de entrada de modo que al alimentar cualquiera de los puertos de entrada se puede seleccionar la dirección del haz principal de radiación [29].

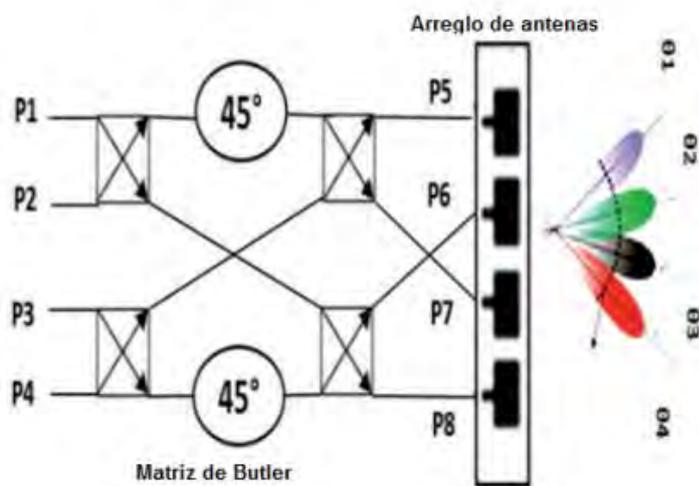


Fig. 5-1. Esquema de una matriz de butler acoplado a antenas

## 5.1 Sistema de antenas de haz conmutado a 3.7 GHz

Como se mencionó el componente clave del sistema de haz conmutado propuesto en este trabajo es una matriz de Butler plana con cuatro puertos de entrada, destinados a las conexiones de señal de ingreso, y cuatro puertos de salida que a su vez serán las entradas para cada subgrupo de elementos radiantes.

### 5.1.1 Diseño de una matriz de Butler a 3.7 GHz

Como se muestra en la Fig.5-2. una matriz Butler de  $4 \times 4$  está compuesta por cuatro híbridos en cuadratura, dos cruces y dos desfasadores de 45 grados, generando así cuatro diferencias de fase cuando se selecciona una de las entradas.

Así mismo esta red de formación de haz estará diseñada sobre el mismo sustrato del arreglo, es decir FR4 con espesor 1.6 mm y constante dieléctrica de 4.3, el cual es suficientemente accesible y barato.

Además, Cabe mencionar que se diseña independientemente cada uno de los tres elementos componentes de la matriz Butler en tecnología microstrip: un híbrido en cuadratura, un cruce y un desfasador de 45 °. Todos ellos operando en la denominada banda primaria de 5G, específicamente a la frecuencia de 3.7 GHz.

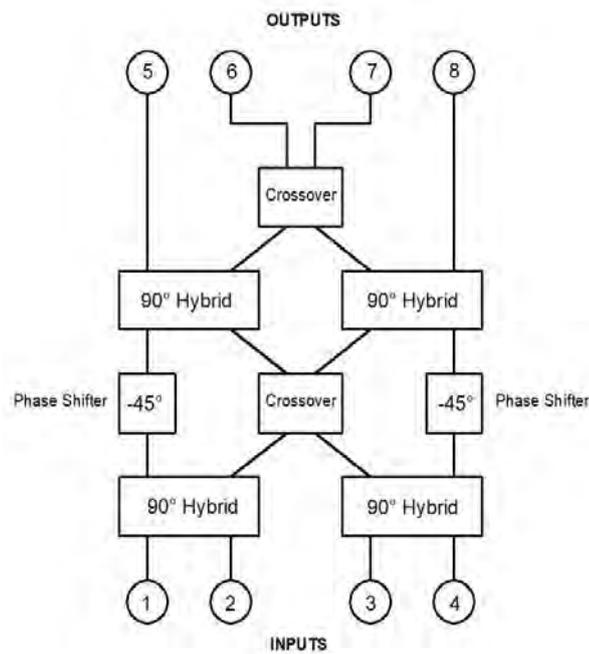


Fig. 5-2. Diagrama de bloques de una matriz Butler 4x4

- **Diseño del acoplador híbrido en cuadratura.** - Un híbrido en cuadratura es un circuito acoplador de 3dB. Este circuito consigue dividir una señal de entrada en dos señales de salida con igual amplitud y con una diferencia de fase de 90 ° entre ambas. La estructura de este elemento se muestra en la figura Fig. 5-3. y está formada por secciones con longitud eléctrica de cuarto de onda [19],[30]. Como se observa consta de dos brazos para el ingreso de la señal y dos para su salida. También tiene 2 brazos verticales paralelos con una longitud de  $\lambda/4$  e impedancia de  $Z_0$  y por último 2 brazos horizontales de longitud  $\lambda/4$  e impedancia  $Z_0/\sqrt{2}$ .

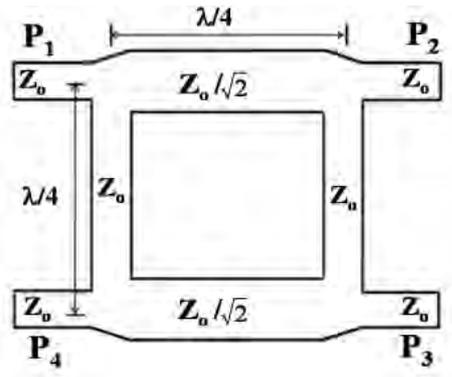


Fig. 5-3. Esquema de un híbrido en cuadratura [19]

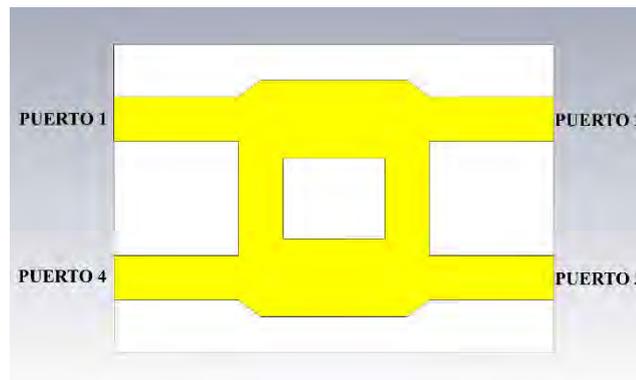


Fig. 5-4. Modelo del híbrido en cuadratura diseñado

Entonces para obtener la dimensión del acoplador híbrido se utiliza las ecuaciones de línea Microstrip presentadas en el capítulo 3. Así resulta.

**TABLA 5-1. DIMENSIONES DEL ACOPLADOR HÍBRIDO**

LÍNEA	GROSOR
$Z_0$ (50 $\Omega$ )	3.11 mm
$Z_0/\sqrt{2}$ ( $\Omega$ )	5.3 mm

Seguidamente la estructura es evaluada con el software de simulación electromagnética, considerando la entrada en el puerto 1, las salidas en los puertos 2,3 y el puerto 4 aislado con una carga de 50 Ohm. Los resultados de simulación del híbrido en cuadratura en la Fig. 5-5 muestran que las magnitudes de  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$  para el acoplador híbrido son -26.604 dB, -3.75 dB, -3.71dB y -32.46 dB respectivamente. Mientras que la Fig. 5-6. confirma la diferencia de fase de  $90^\circ$  entre ambas salidas resultando 87.02 grados para el puerto 2 y -2.11 grados para el puerto 3. Estos valores obtenidos son positivos e indican que la potencia de

entrada ha sido dividida de manera uniforme en las salidas y con un cambio de fase de  $90^\circ$  entre ellas.

En la Fig. 5-7 se presenta el flujo de potencia del circuito acoplador. Esta grafica resume los aspectos antes señalados, podemos apreciar que la potencia de entrada del puerto 1 es dividida uniformemente hacia los puertos de salida 2-3, manteniéndose entre estas una diferencia de fase de 90 grados, mientras que el puerto 4 permanece aislado. Análogamente si se cambia el puerto de entrada, la potencia será dividida entre los puertos opuestos y aislada en el puerto adyacente.

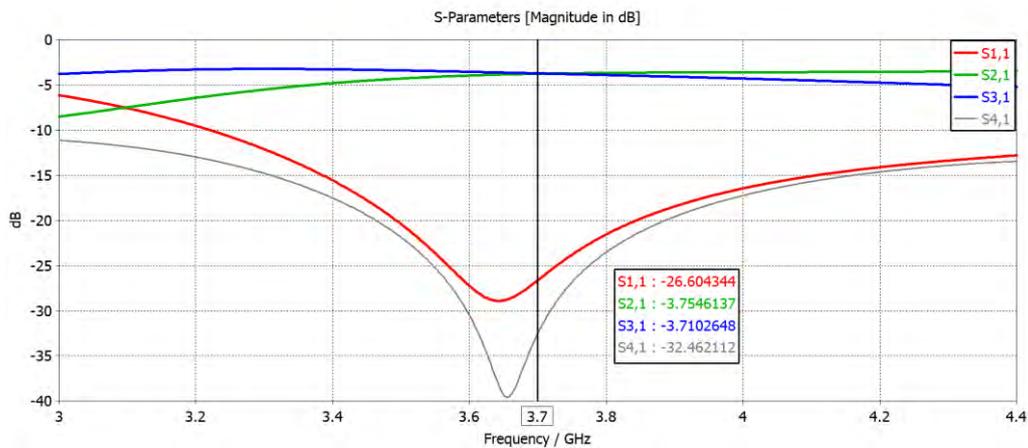


Fig. 5-5. Parámetros S del acoplador hibrido a 3.7 GHz

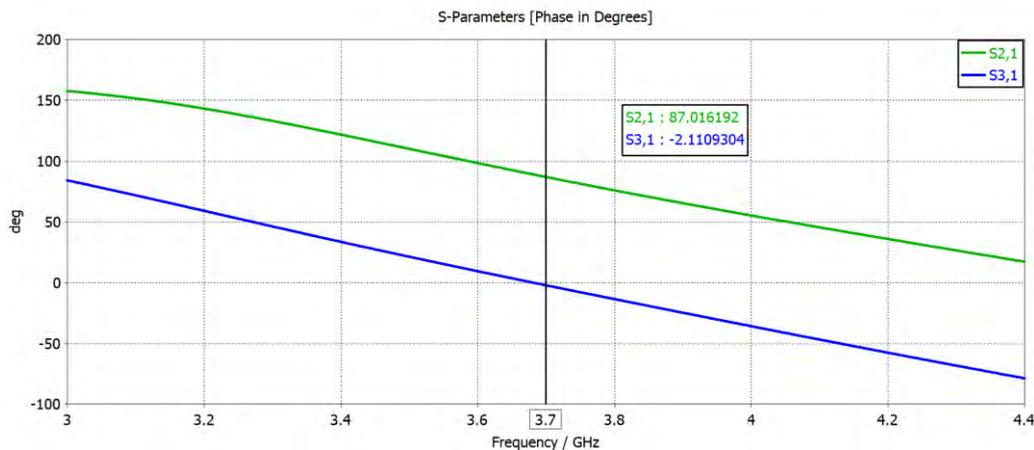


Fig. 5-6. Diferencia de fase entre los puertos del hibrido a 3.7 GHz

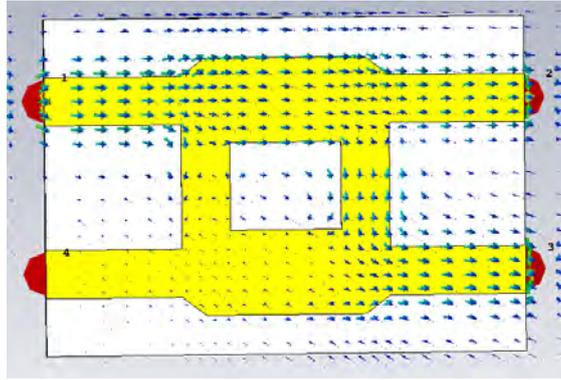


Fig. 5-7. Flujo de potencia de acoplador híbrido

- Diseño del cruce.** - El cruce es el mayor obstáculo en la realización de la matriz de Butler . Para evitar que las señales se superpongan en los cruces, debemos utilizar el cruce con un buen nivel de aislamiento entre los puertos de entrada. Puede construirse simplemente por la unión de dos acopladores híbridos Fig.5-8. También tiene cuatro puertos simétricos con 2 entradas y 2 salidas. El diseño perfecto de cruce se logra si todos los puertos adyacentes están aislados. Para el diseño se usan líneas de impedancia  $Z_0$ , que en nuestro caso son líneas de 50 Ohm, cuyo grosor fue anteriormente calculado y es de 3.11 mm. La Fig. 5-8. muestra la estructura del cruce construido y optimizado en el software de simulación electromagnética.

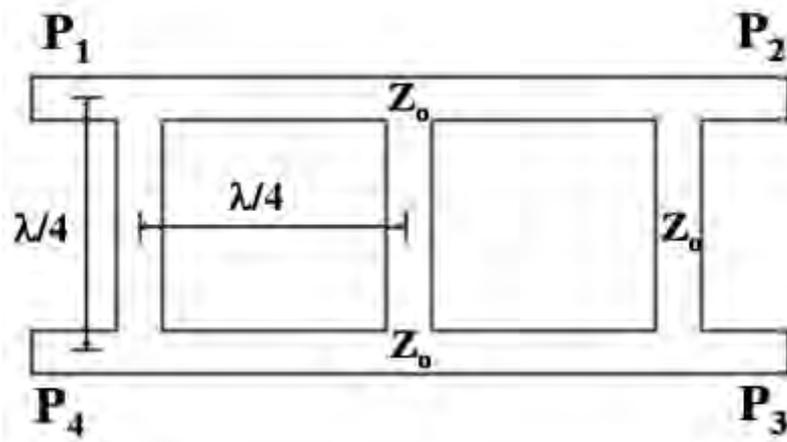


Fig. 5-8. Esquema del cruce

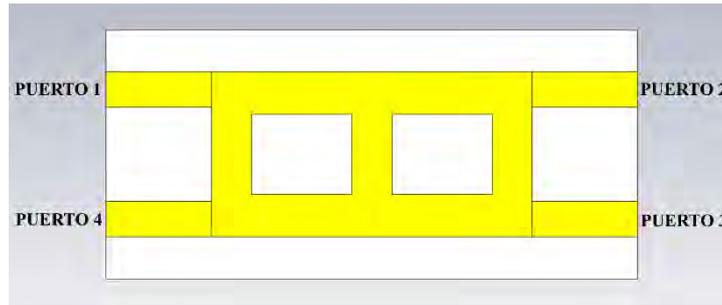


Fig. 5-9. Estructura de cruce diseñado a 3.7 GHz

La Fig. 5-10 presenta los resultados de la simulación del cruce donde se observa que las magnitudes de los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  para el cruce son -29.99 dB, -29.99 dB, -1.14 dB y -28.09 dB respectivamente. Estos resultados sugieren que el cruce tiene un óptimo acoplamiento en el puerto de entrada, un buen acoplamiento entre el puerto 1 y puerto 3; y finalmente un excelente aislamiento entre los puertos 1 y el puerto 4; y entre el puerto 1 y 2.

De estos resultados se deduce que la potencia es transferida al puerto 3 y aislada en los demás puertos. Además, si el puerto de entrada cambia los resultados seguirán este patrón.

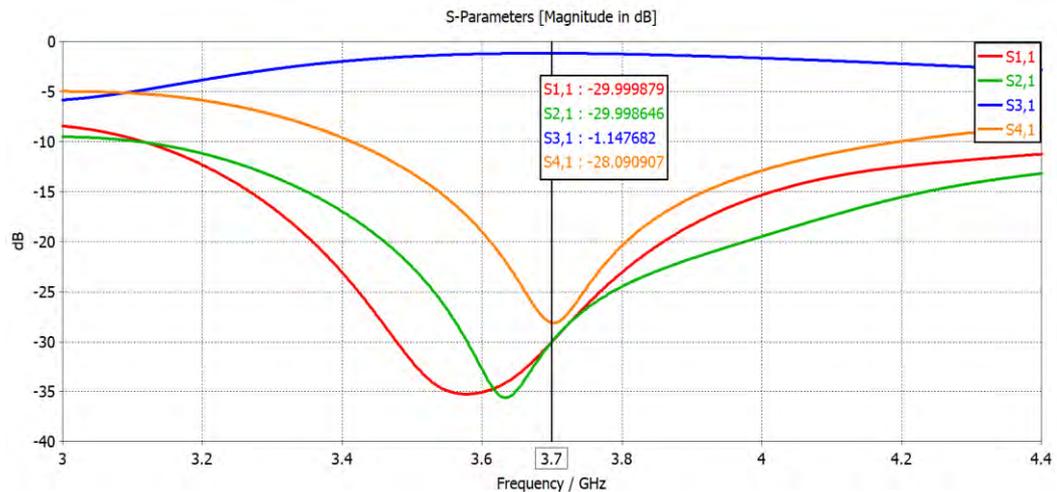


Fig. 5-10. Parámetros S del Cruce a 3.7 GHz

- **Diseño del desfasador.** - Un componente de la matriz de Butler es el circuito desfasador de  $45^\circ$ . La técnica utilizada en este trabajo es del desfasador Microstrip por retardo en el cual el cambio de fase se logra creando una línea de transmisión de microstrip de mayor longitud que una de referencia [26], así como se muestra en la Fig. 5-11. El desfase logrado  $\theta$  está dado por:

$$\theta = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\Delta L$$

Donde  $\Delta L$  está en metros y  $\theta$  está en radianes.  $\lambda$  es la longitud de la onda que se propaga en la línea de transmisión y se calcula mediante la siguiente expresión:

$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

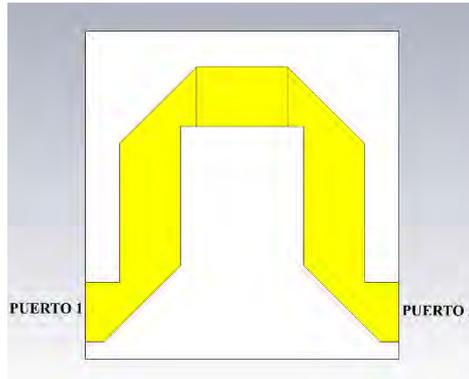


Fig. 5-11. Estructura del desfaseador diseñado a 3.7 GHz

En la Fig.5-12 se puede apreciar que el valor del parámetro  $S_{21}$  es -0.7467 dB, lo que significa que la potencia de entrada es transferida al puerto de salida casi en su totalidad.

La Fig.5-13 presenta la gráfica del coeficiente de transmisión en términos de fase a la frecuencia de 3.7 GHz y podemos ver que el desfase entre el puerto 1 y el puerto 2 es casi 45 grados.

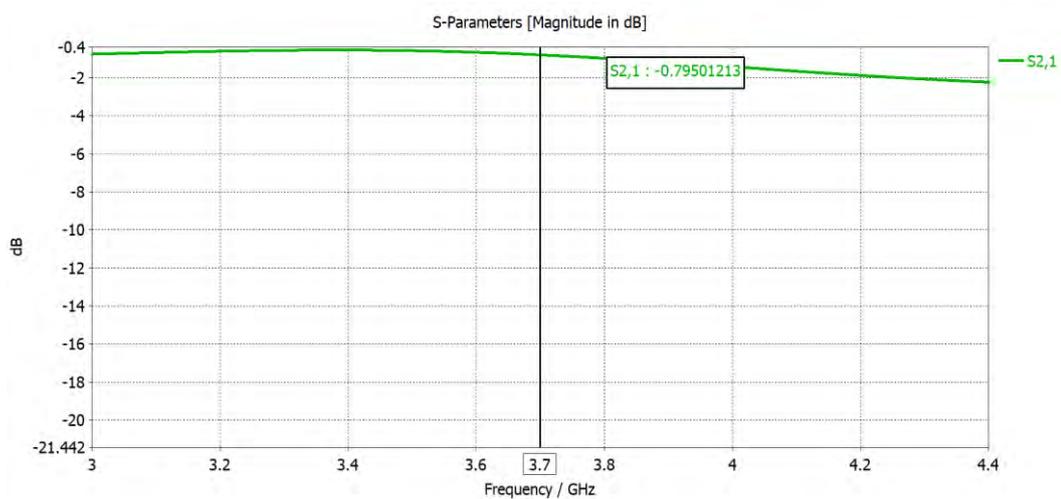


Fig. 5-12. Parámetro  $S_{21}$  del desfaseador a 3.7 GHz

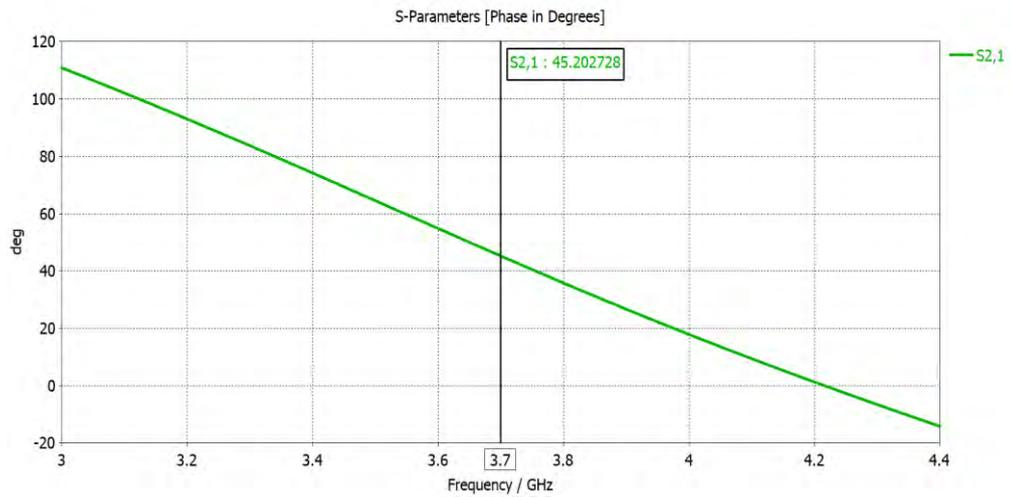


Fig. 5-13. Diferencia de fase entre puertos del desfasador a 3.7 GHz

Ahora los componentes son conectados para formar la matriz Butler de 4x4. Como se mencionó anteriormente está constituido por cuatro híbridos en cuadratura, dos cruces y dos desfasadores de 45 grados. El diseño final de la matriz de Butler se muestra en la Fig.5-14.

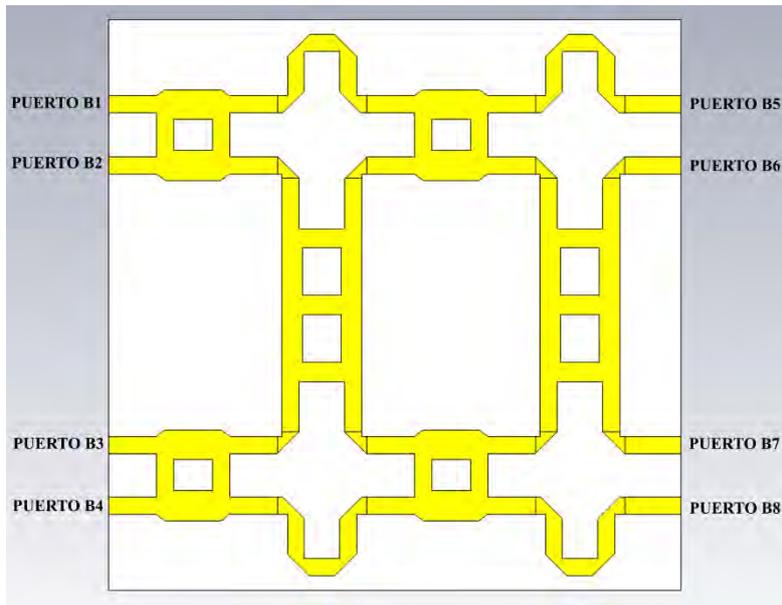


Fig. 5-14. Estructura de la matriz de butler diseñado a 3.7 GHz

Para evaluar el circuito en el software de simulación electromagnética se considera como entrada los puertos B1, B2, B3, B4 y como salida los puertos B5, B6, B7, B8. Los resultados de la simulación se muestran en las Fig.5-15.

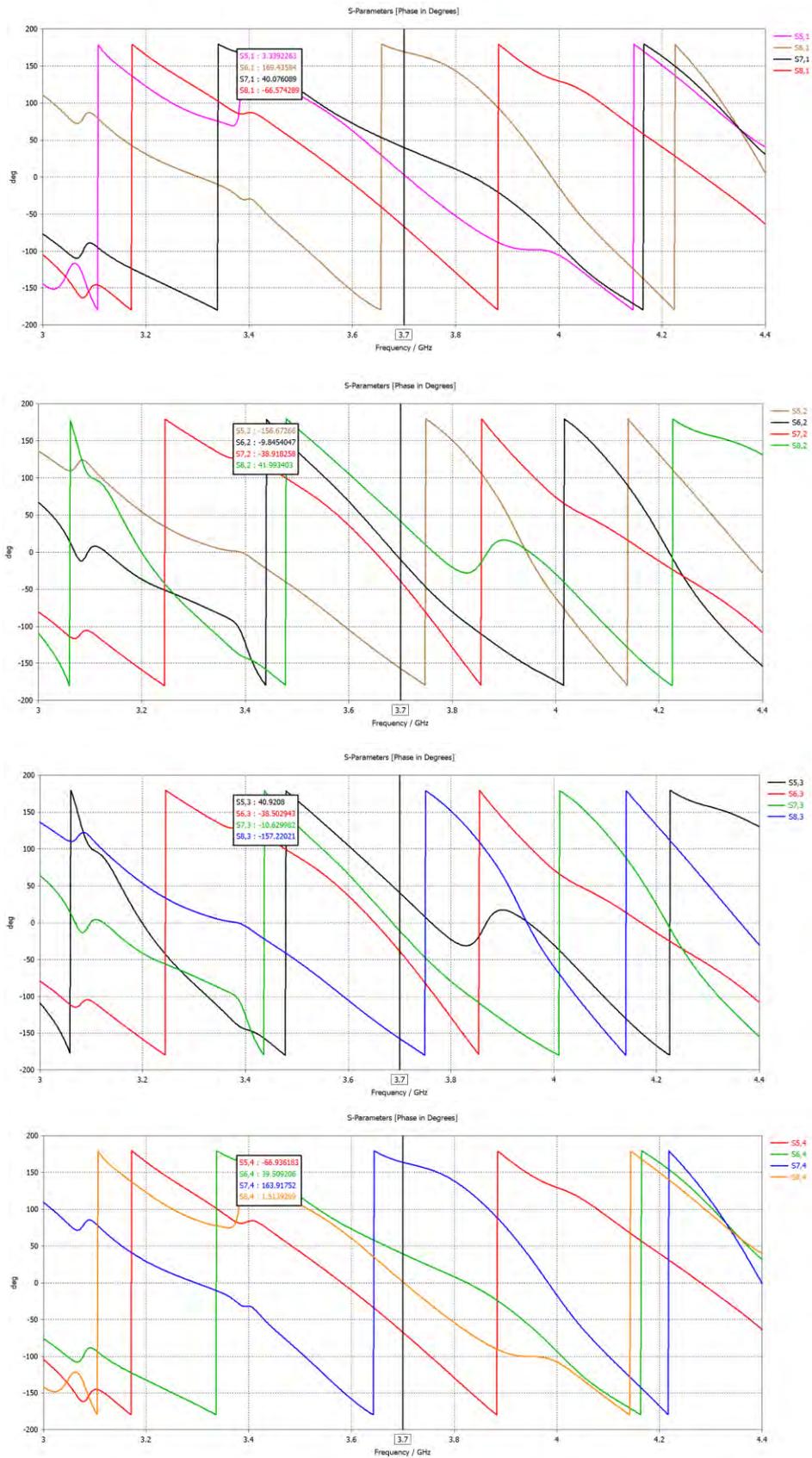


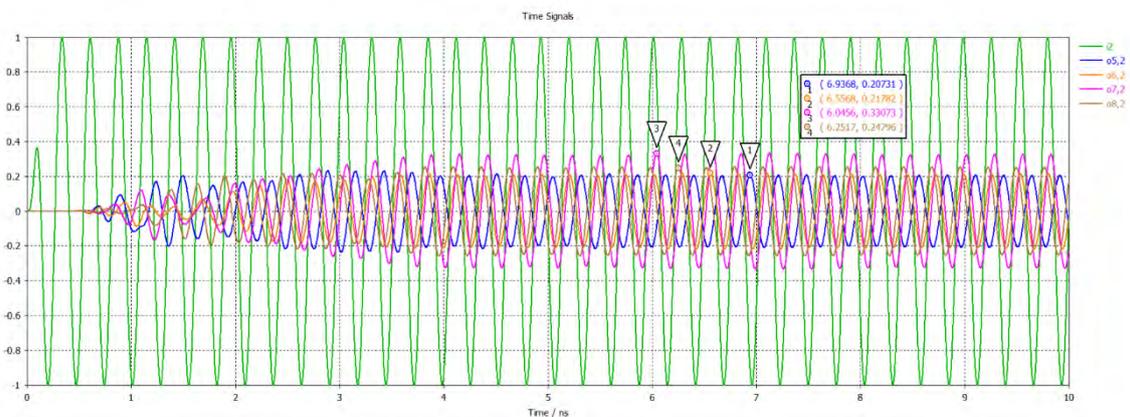
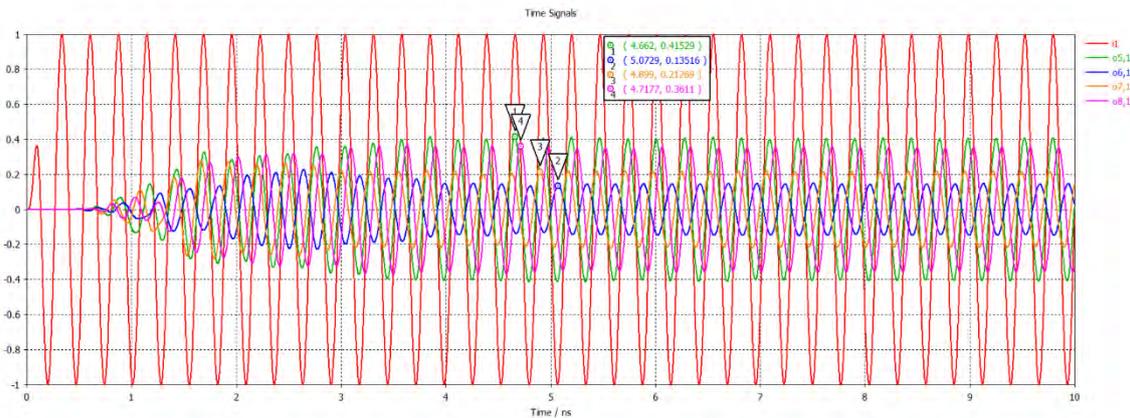
Fig. 5-15. Fases en los puertos de salida de la matriz de Butler

De acuerdo a lo obtenido en las gráficas procedemos a determinar la diferencia de fases entre los puertos de salida, así tenemos:

**TABLA 5-2. FASES DE SALIDA DE LA MATRIZ DE BUTLER A 3.7 GHZ**

ENTRADA / SALIDA	B5	B6	B7	B8
<b>B1</b>	3.34°	169.44°	40.08°	-66.57°
<b>B2</b>	-156.67°	-9.85°	-38.92°	41.99°
<b>B3</b>	40.92°	-38.5°	-10.63°	-157.22°
<b>B4</b>	-66.94°	39.51°	163.92°	1.51°

Así mismo, resulta necesario precisar las amplitudes de la señal en cada puerto de salida en relación al puerto de entrada que está siendo excitado, es decir las amplitudes en B5, B6, B7 Y B8 cuando se alimenta el circuito por el puerto B1, cuando se alimenta por el puerto B2 y así respectivamente para los demás puertos de entrada. Para ello se ha seleccionado una señal sinusoidal como señal de excitación y a continuación se evalúa el circuito en CST. Los resultados con las amplitudes en cada puerto se muestran en la Fig. 5-16.



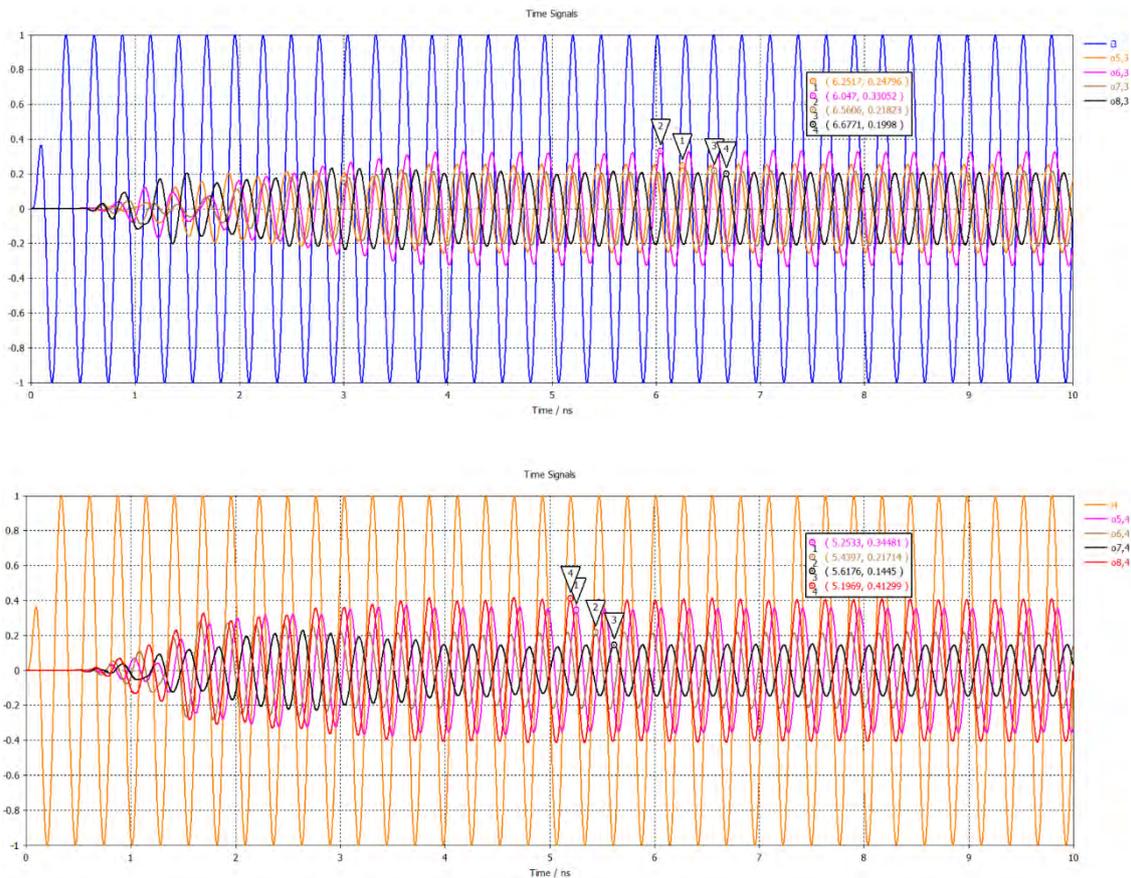


Fig. 5-16. Amplitudes en los puertos de salida respecto al puerto de entrada

La Tabla 5-3 detalla las amplitudes obtenidas respecto a cada puerto de entrada.

**TABLA 5-3. AMPLITUDES DE SALIDA DE LA MATRIZ DE BUTLER A 3.7 GHZ**

Puerto de excitación	Amplitud en puertos de salida			
	PB5	PB6	PB7	PB8
<b>PB1</b>	0.425	0.135	0.213	0.361
<b>PB2</b>	0.207	0.217	0.331	0.248
<b>PB3</b>	0.248	0.331	0.218	0.200
<b>PB4</b>	0.345	0.217	0.145	0.413

El siguiente paso consiste en acoplar la matriz de Butler y el dispositivo radiador con el propósito de analizar el comportamiento y las características del diagrama de radiación [31]. Entonces se relaciona la respuesta en fase y amplitud de los puertos de salida de la matriz de Butler B5, B6, B7, B8 con los puertos de entrada 1,2,3,4 del arreglo de antenas.

De esta manera se obtienen los siguientes diagramas de radiación en relación a los puertos excitados.

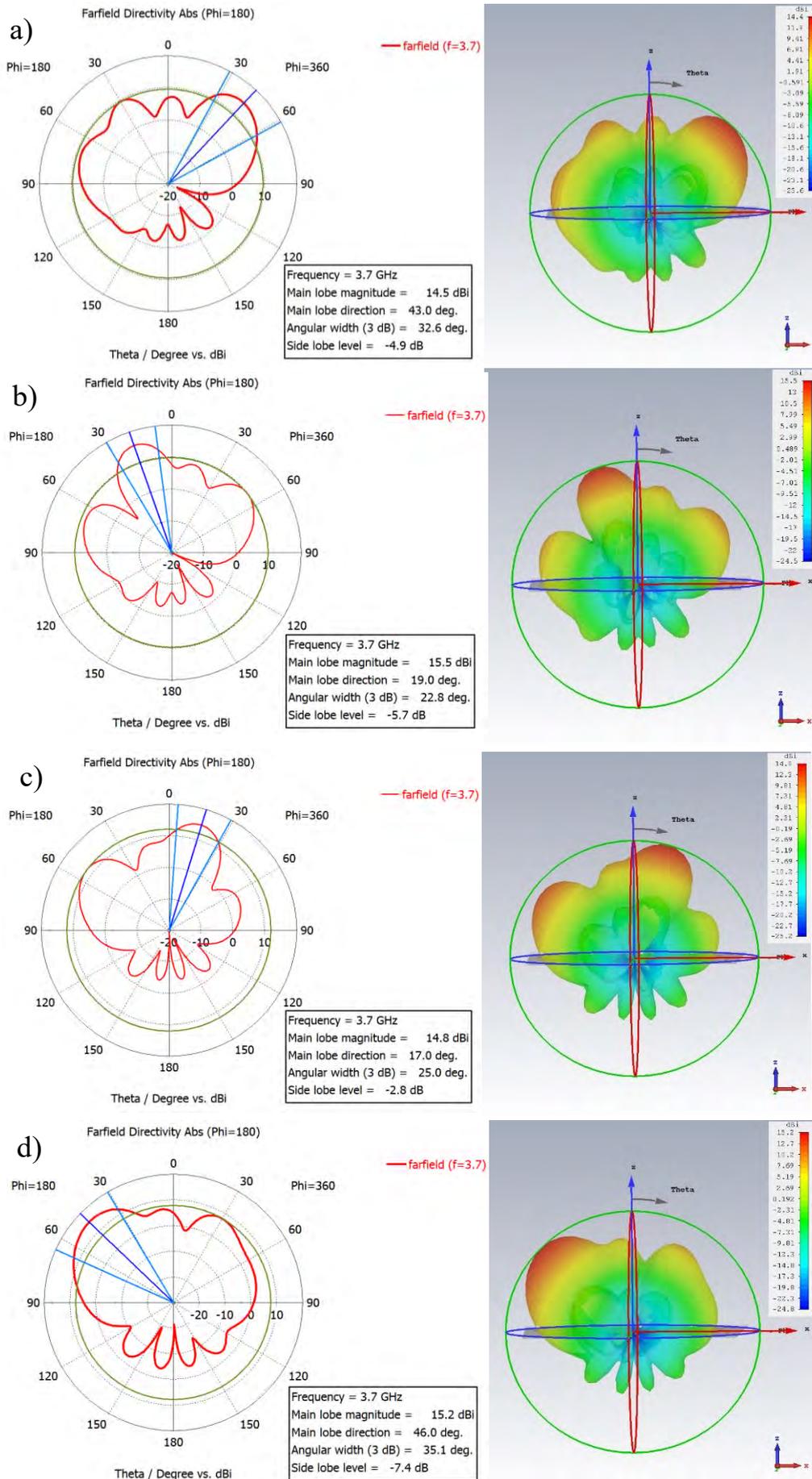


Fig. 5-17. Diagrama de radiación del sistema de antenas con el lóbulo principal direccionado

Como se observa en la Fig. 5-17 el sistema completo de antenas compuesto por la red de formación de haces y el arreglo de 16 elementos tiene la capacidad de orientar el lóbulo principal en 4 distintas direcciones, -46, -19, -17 y -43 grados, todos ellos con ganancias y superiores a 10 dBi y directividades mayores a 14.5 dBi, logrando así un barrido eléctrico electrónico del haz en elevación con un rango de exploración de ms de 90 grados.

## 5.2 Sistema de antenas de haz conmutado a 28 GHz

Al igual que el sistema de antenas anterior, para lograr haces conmutados en diferentes direcciones se tiene que diseñar una matriz de Butler que opere esta vez a 28 GHz, para ello se procede de manera análoga que el apartado 5.1.

- **Diseño del acoplador híbrido en cuadratura.** - Al igual que el diseño anterior se considera un acoplador simétrico con un factor de acoplamiento de 3 dB y un cambio de fase de 90° entre los puertos de salida

Las dimensiones del acoplador para su funcionamiento a 28 GHz se detallan en la Tabla 5-4.

**TABLA 5-4. DIMENSIONES DEL ACOPLADOR HIBRIDO A 28 GHZ**

LINEA	GROSOR
$Z_0$ (50 $\Omega$ )	1.66 mm
$Z_0/\sqrt{2}$ (35.35 $\Omega$ )	2.69 mm

El acoplador diseñado se presenta en la Fig.5-18. Este el evaluado en CST y los resultados de los parámetros S se muestran en la Fig. 5-19. Estos sugieren nuevamente que la potencia que ingresa por el puerto de entrada 1 se divide en partes iguales entre el puerto 2 y 3 ( $S_{23} = S_{32} = -3.1$  dB), y que además se restringe el paso de la energía por el puerto 4 ( $S_{41} = -34.26$  dB)

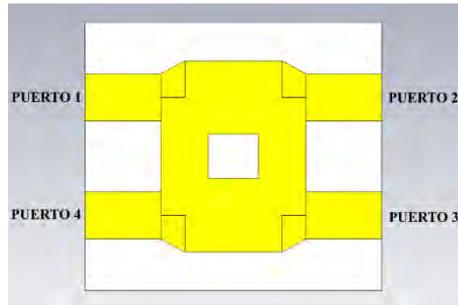


Fig. 5-18. Estructura del desfasador diseñado a 3.7 GHz

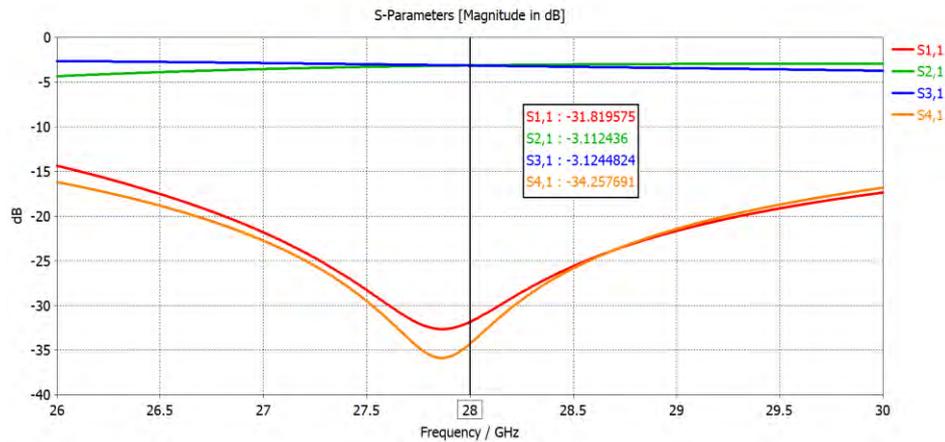


Fig. 5-19. Parámetros S del acoplador híbrido a 28 GHz

- **Diseño del cruce.** - La red de 4 puertos para la frecuencia de 28 GHz en un caso ideal con aislamiento perfecto, permite que:
  - Si se considera el puerto 1 como entrada, entonces la energía que ingresa al circuito sea transferida al puerto 3 y viceversa.
  - Si se considera el puerto 4 como entrada, entonces la energía que ingresa al circuito sea transferida al puerto 2 y viceversa.

El cruce es construido con líneas de impedancia  $Z_0$  y la estructura diseñada se muestra en la Fig.5-20.

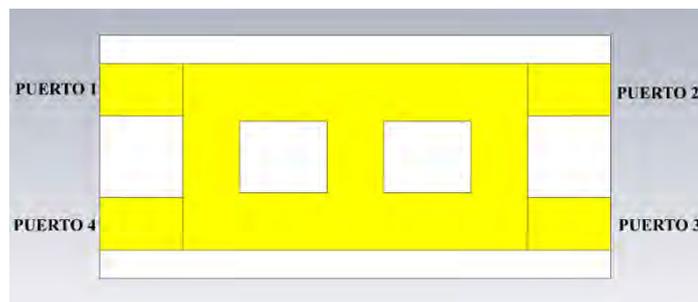


Fig. 5-20. Estructura del cruce diseñado a 3.7 GHz

Los resultados de la simulación se observan en las Fig 5-21.

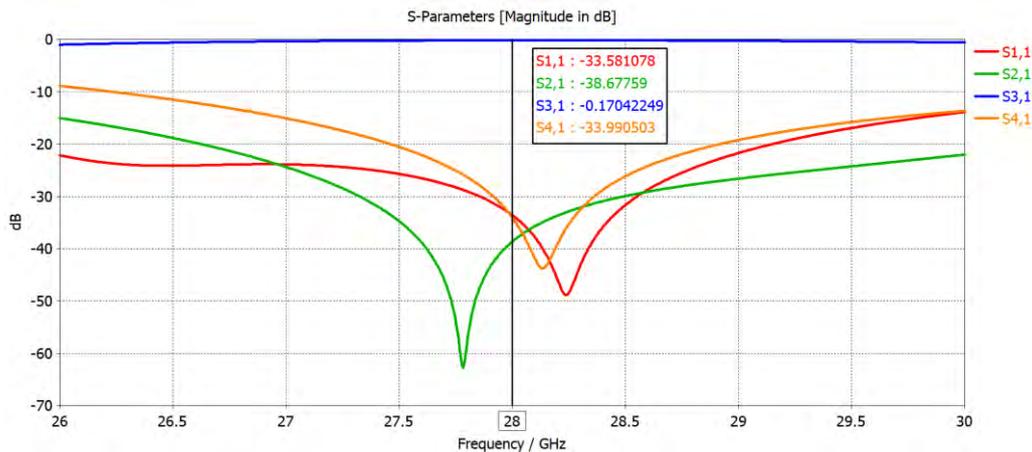


Fig. 5-21. Parámetros S del cruce a 28 GHz

En los gráficos se demuestra el buen rendimiento del cruce a 28 GHz, logrando una transferencia de potencia casi total ( $S_{31} = -0.25$  dB) y con altos niveles de aislamiento ( $S_{21} = -38.58$ ,  $S_{41} = -33.99$ )

- **Diseño del desfaseador.** - Para generar un retraso en fase entre dos líneas se añade nuevamente una porción de microstrip extra. La estructura del desfaseador a 28 GHz se muestra en la Fig.5-22

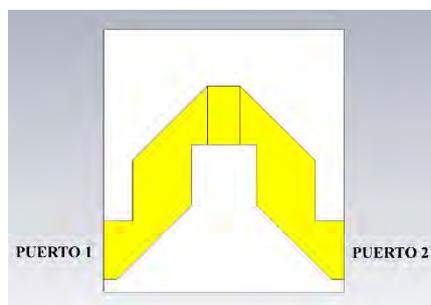


Fig. 5-22. Estructura del desfaseador a 3.7 GHz

En los resultados obtenidos de los parámetros S es posible apreciar el desfase de  $45^\circ$  a 28 GHz del coeficiente de transmisión  $S_{21}$ , además de su valor en dB de  $-0.25$  que indica una transferencia de casi la totalidad de la potencia que ingresa al circuito

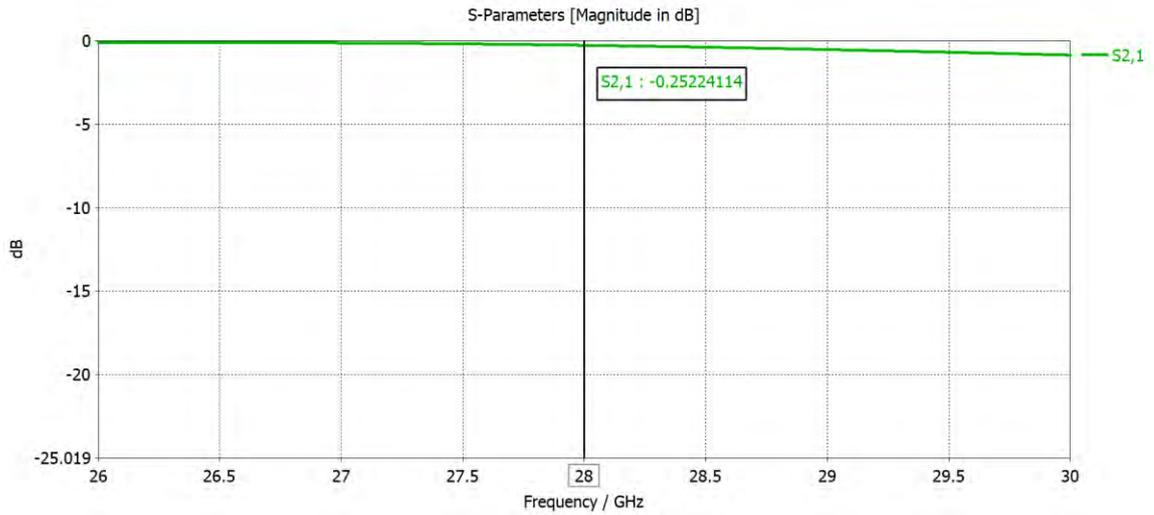


Fig. 5-23. Parámetros S del desfasador a 28 GHz

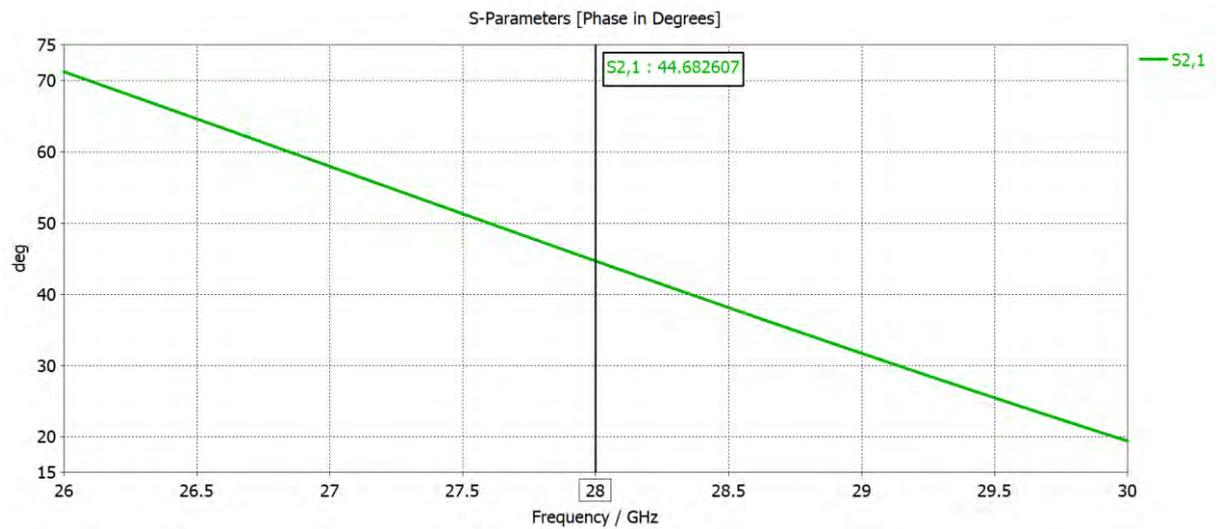


Fig. 5-24. Fase en el puerto de salida del desfasador a 28 GHz

El acoplador híbrido, el cruce y el desfasador son conectados para crear la red de formación de haces. En la Fig. 5-25. se muestra la estructura de la matriz de Butler a 28 GHz

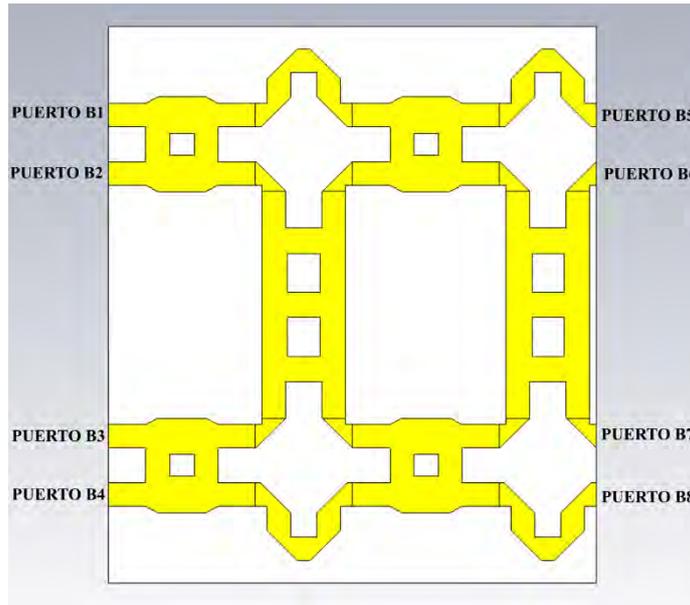
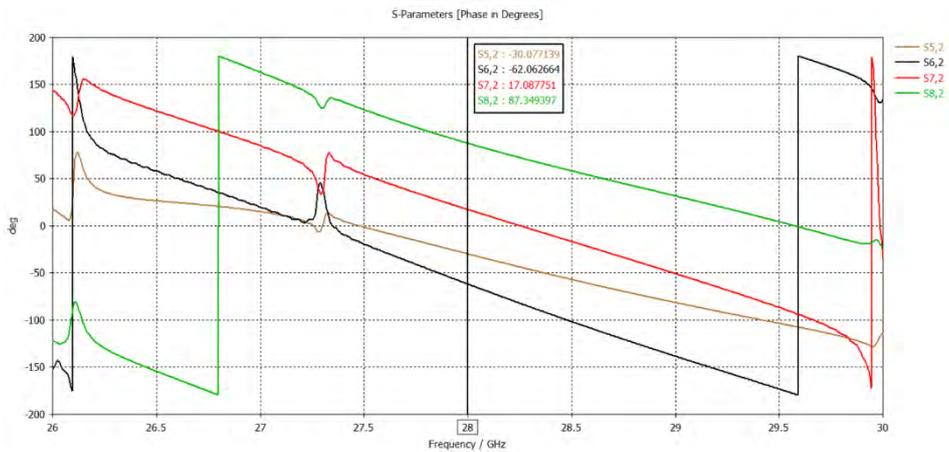
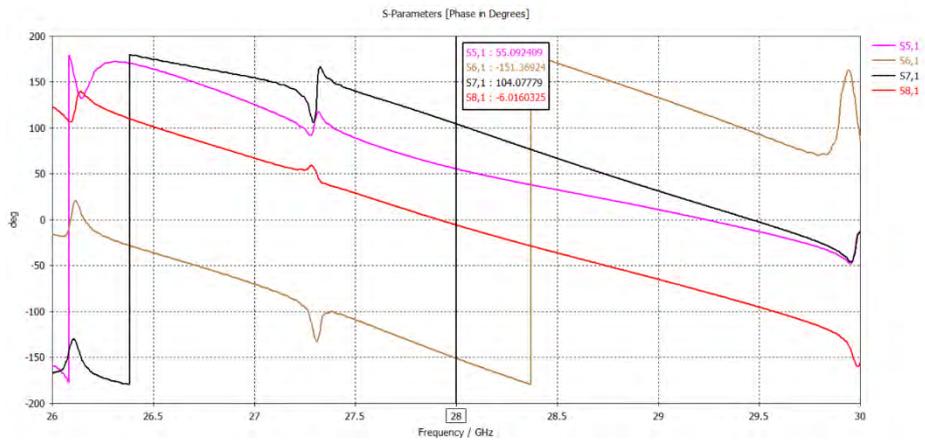


Fig. 5-25. Estructura de la matriz de butler diseñado

Las diferencias de fase entre el puerto 1 y los puertos de salida de la matriz de Butler obtenidos en la simulación se muestran a continuación en la Fig. 5- 26



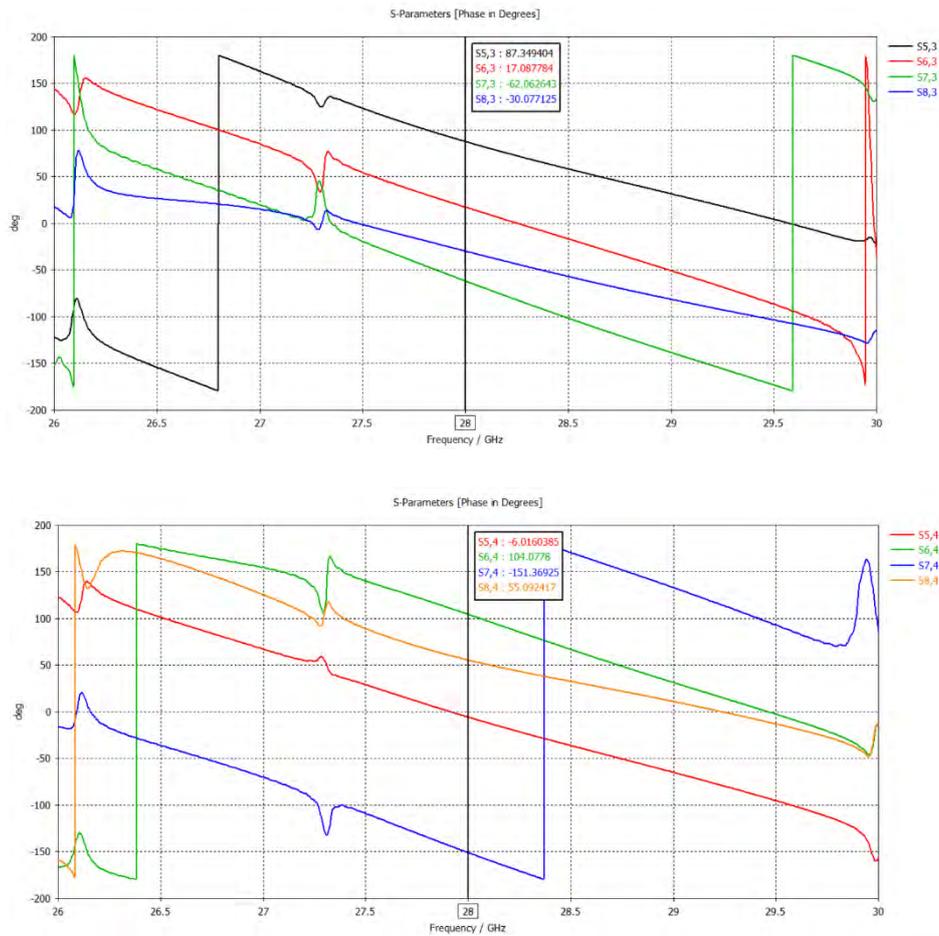


Fig. 5-26. Fases en los puertos de salida de la matriz de Butler

En la siguiente tabla se detalla estas diferencias de fase.

TABLA 5-5. DIFERENCIAS DE FASE ENTRE PUERTOS DE SALIDA

ENTRADA / SALIDA	5	6	7	8
1	55.09°	-151.37°	104.078	-6.02
2	-30.08°	-62.06°	17.08°	87.34
3	87.34°	17.09°	-62.06°	-30.08°
4	-6.02°	104.078	-151.37°	55.09

Una vez más se determina las amplitudes de la señal en los puertos de salida dependiendo del puerto de entrada por el que el circuito está siendo alimentado, como se mencionó en el caso anterior se emplea una señal sinusoidal como señal de excitación. Las amplitudes que se obtuvieron se muestran en la Fig. 5-27.

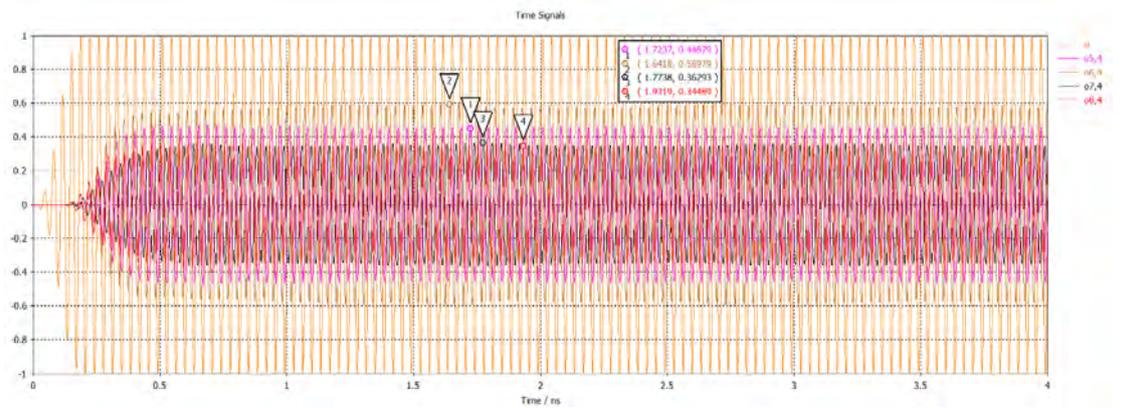
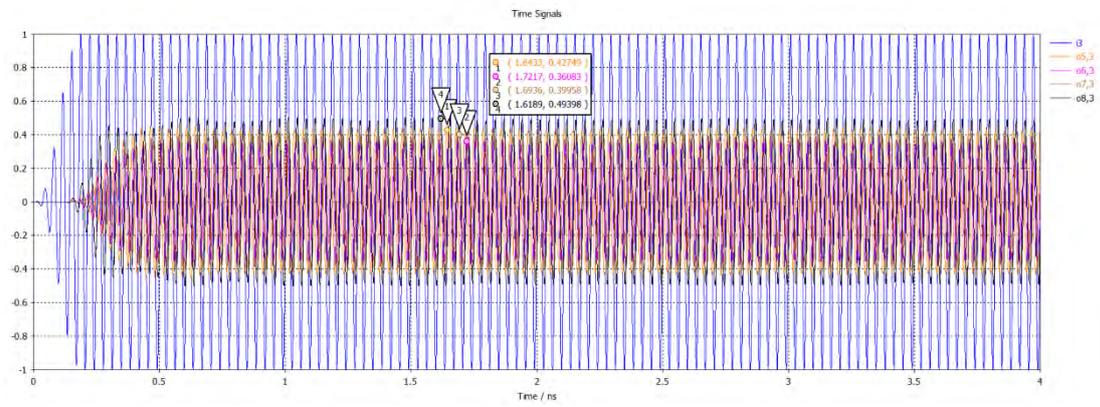
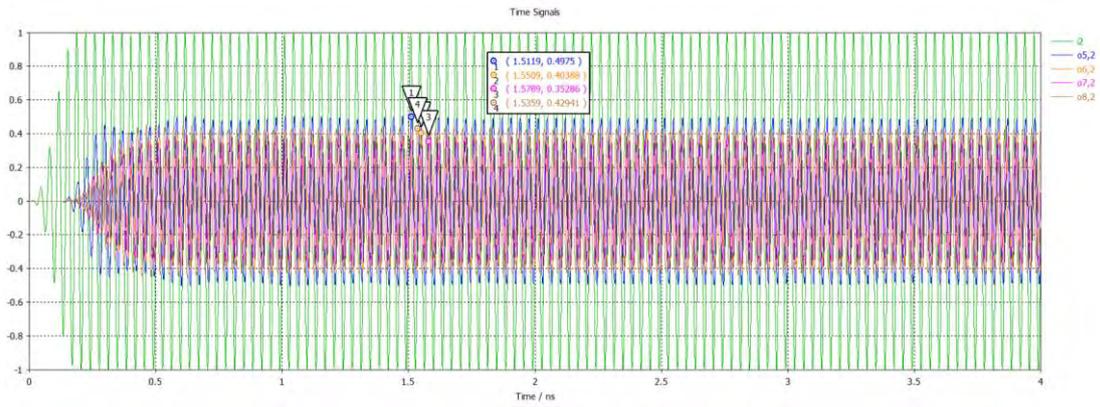
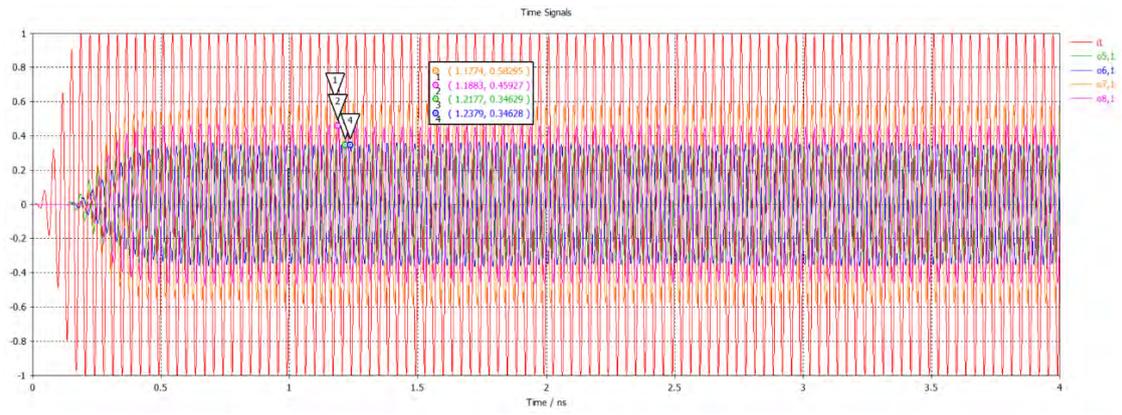


Fig. 5-27. Amplitudes obtenidas en los puertos de salida

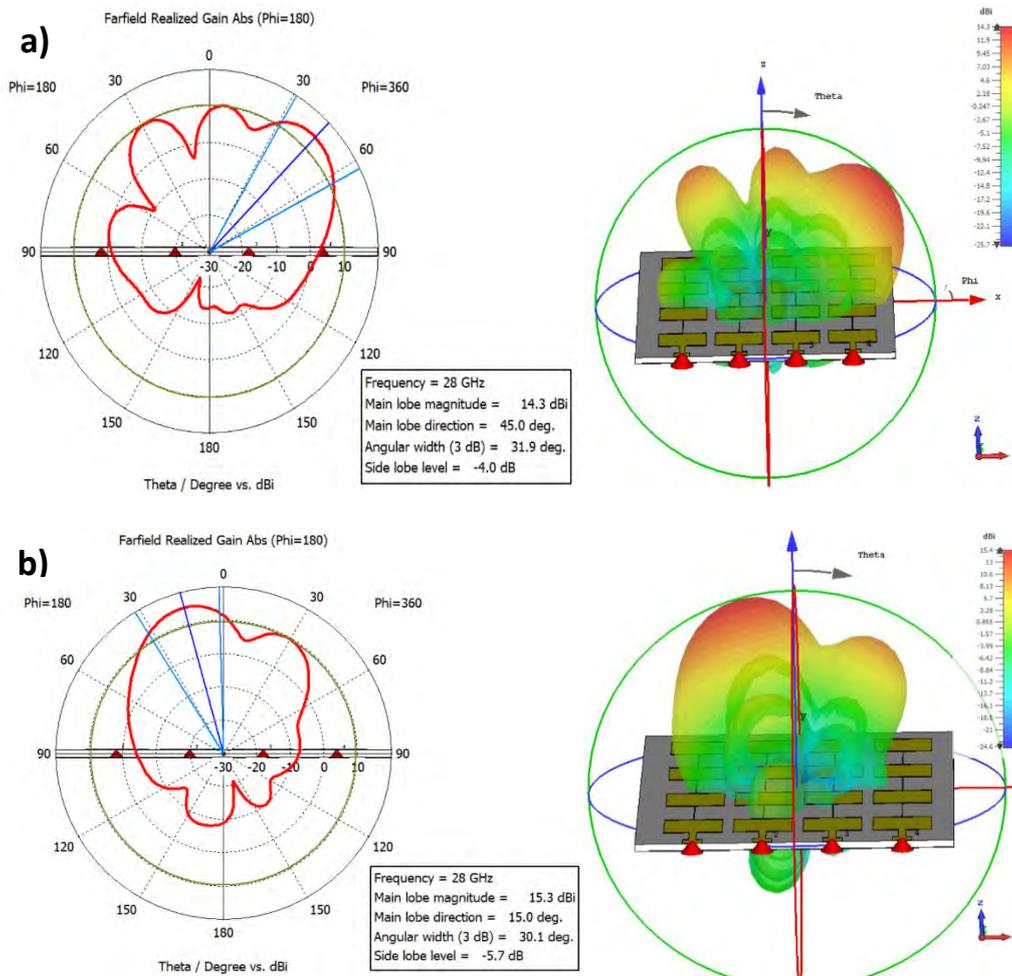
La siguiente Tabla detalla las amplitudes resultantes

TABLA 5-6. AMPLITUDES DE LOS PUERTOS DE SALIDA

Puerto de excitación	Amplitud en puertos de salida			
	PB5	PB6	PB7	PB8
PB1	0.346	0.346	0.583	0.459
PB2	0.496	0.404	0.353	0.429
PB3	0.427	0.361	0.400	0.494
PB4	0.449	0.590	0.363	0.345

Nuevamente comprobamos la funcionalidad de direccionamiento de haz en nuestro arreglo de antenas a 28 GHz emparejando los resultados de fase y amplitud conseguidos en los puertos de salida de la matriz de Butler con las entradas de los subgrupos de antenas previamente diseñados.

Las direcciones del lóbulo principal se muestran en la Fig.5-28



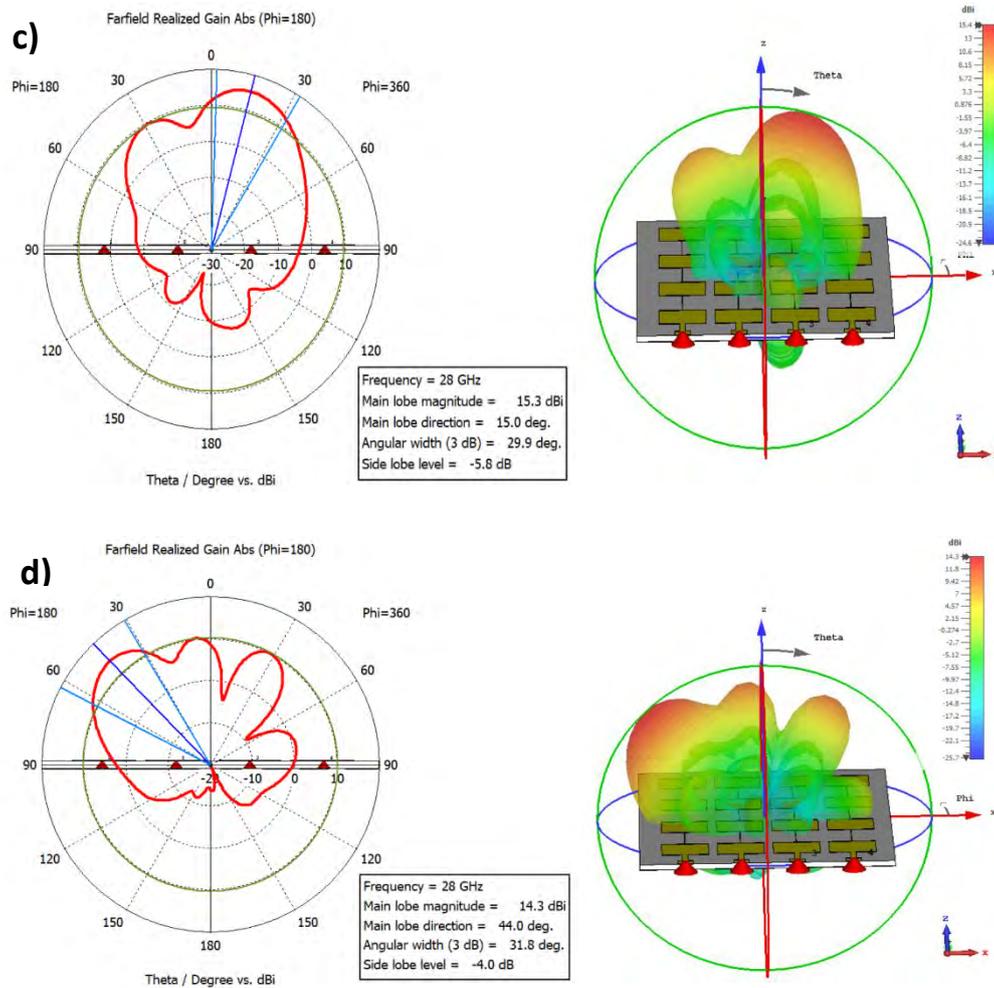


Fig. 5-28. Diagrama de radiación del sistema de antenas con el lóbulo principal direccionado

De manera análoga al modelo a 3.7 GHz, la Fig. 5-25 presenta los diagramas de radiación en 4 distintas direcciones -44, -15, 15 y 45 grados, obteniendo nuevamente un rango de exploración mayor a 90 grados y ganancias superiores a 10 dBi y directividades mayores a 14.3 dBi.

## CAPITULO VI

# SISTEMA DE ANTENAS DE LENTE

Las ondas milimétricas y en general la demanda de altas frecuencias para las nuevas tecnologías inalámbricas han generado bastante interés en el diseño de antenas de lente tanto para sistemas de radar como para comunicaciones móviles debido a las numerosas ventajas que presentan tales como tamaño, peso, rendimiento y confiabilidad [32].

En razón de ello, en este apartado se propone el diseño de un sistema de antena multihaz para aplicaciones 5G empleando antenas de lente, específicamente antenas zonales de Fresnel (FZPA), cuyo grosor, volumen y peso mucho más reducido en comparación a las lentes ordinarias permite diseños de sistemas de antena ligeros para altas frecuencias[33].

Una antena zonal de Fresnel está formada por dos componentes elementales: una antena alimentadora y una placa zonal de Fresnel [34]. Así que en este capítulo es necesario diseñar ambos dispositivos con las consideraciones necesarias para su funcionamiento a 28 GHz. Se elige, entonces, a las antenas parche como antenas alimentadoras y un anillo metálico como lente.

### 6.1 Diseño del anillo metálico

Este trabajo propone la utilización de una lente de una sola zona absorbente, lo que equivale a un anillo metálico, operando a 28 GHz. Así mismo para lograr un incremento significativo de la directividad se plantea que esta estructura tenga una gran apertura,

cuyo diámetro externo sea menor a 6 longitudes de onda [35] específicamente se considera un anillo con las siguientes dimensiones:

- Diámetro interno,  $D_i = 32\text{mm}$  ( $3\lambda$ )
- Ancho del anillo,  $w = 11\text{ mm}$  ( $1.02\lambda$ )
- Espesor de anillo,  $t = 0.35\text{ mm}$  (espesor del cobre en los sustratos)

La estructura del anillo se muestra en la Fig. 6-1

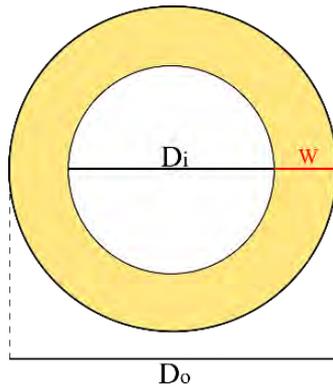


Fig. 6-1. Estructura del anillo metálico

El siguiente paso es determinar el punto focal. Para ello se emplea la técnica de incidencia de onda plana, esta consiste en iluminar la estructura metálica con un frente de onda plano en la dirección de propagación  $Z$  y analizar la concentración de campo eléctrico al otro lado del anillo [36] tal como se muestra en la Fig. 6-2.

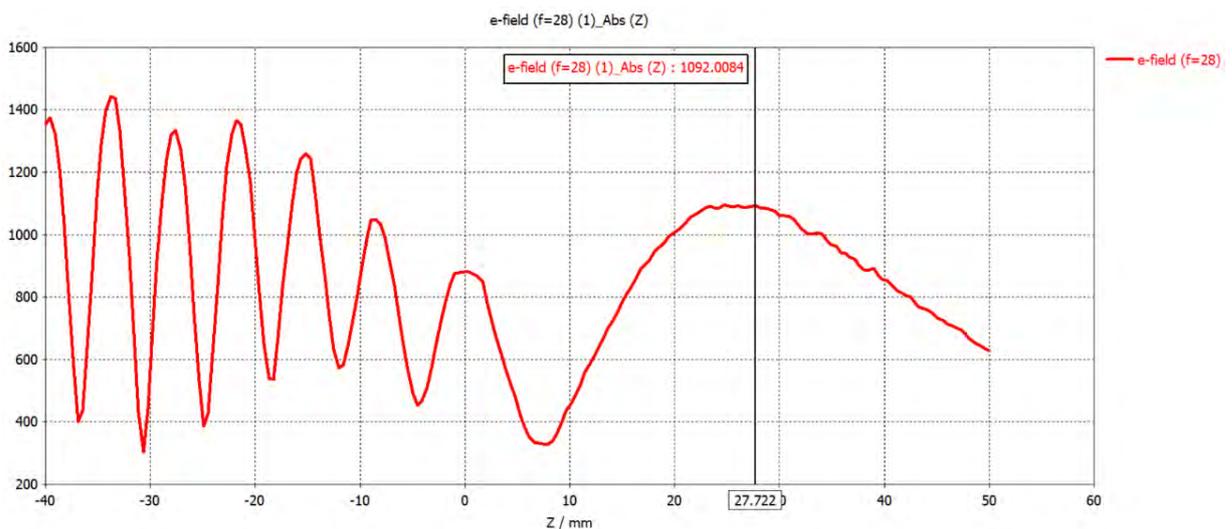


Fig. 6-2. Análisis de campo eléctrico

Como se puede observar en la gráfica, se trata de hacer un análisis de la lente en modo recepción [37], [38] . La onda electromagnética proveniente de la fuente alimentación incide sobre el anillo metálico, se difracta y converge en una zona donde se concentra la energía. La región de mayor concentración es denominada como punto focal y se encuentra a una distancia que representa la posición optima a la que debe ubicarse la antena alimentadora.

En las Figuras 6-2b y 6-2c se evidencia claramente cómo el campo eléctrico alcanza su mayor valor a una distancia focal  $F$  de la estructura. En nuestro caso hallamos el punto focal a una distancia aproximada de  $F = 27.72$  mm.

## 6.2 Diseño de la antena parche como alimentador

Para el sistema de antenas Multihaz se propone una antena excitada por una línea de alimentación coaxial, la cual ha sido diseñada con una impedancia característica de 50 Ohm, con  $a = 1.5$  mm,  $b = 0.502$  mm, y teflón ( $\epsilon_r = 2.1$ ) como material dieléctrico. Fig. 6-3.

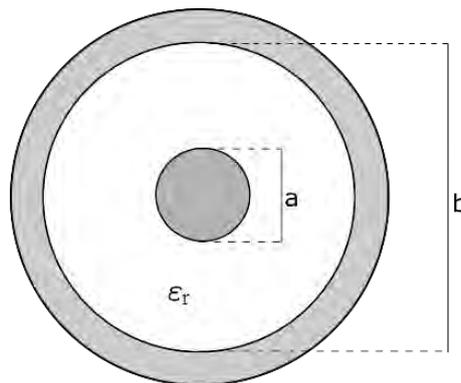


Fig. 6-3 Línea de alimentación coaxial diseñada

En este tipo de alimentación el conductor interno de la sonda coaxial atraviesa el plano de tierra y el sustrato hasta conectar con el parche radiante, mientras que el conductor externo es conectado al plano de tierra [39], [40]. Además, es importante ubicar el punto de alimentación en el que se obtenga la mejor adaptación de impedancia tal como se menciona en el capítulo 2 y como se muestra en la Fig.6-4.

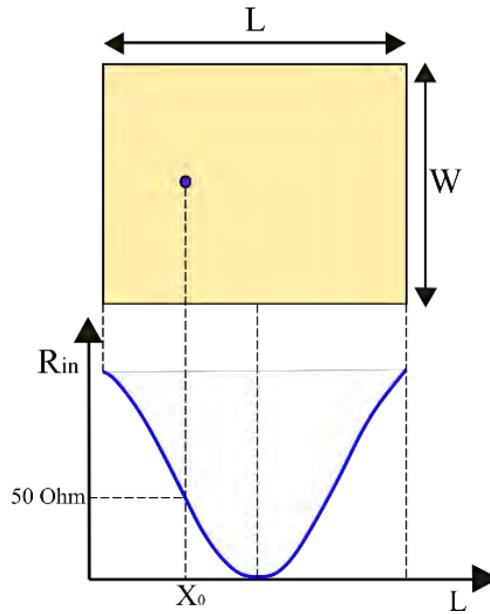


Fig. 6-4. Características de la resistencia en una antena parche con alimentación coaxial

De esta manera utilizando las ecuaciones 3-5 y 3-7 se halla un punto en el que la resistencia del parche es aproximadamente 50 Ohm, punto en que se conectará con la línea coaxial para un adecuado acople de impedancias.

Finalmente, el diseño de la antena parche se muestra en la Fig. 6-5.

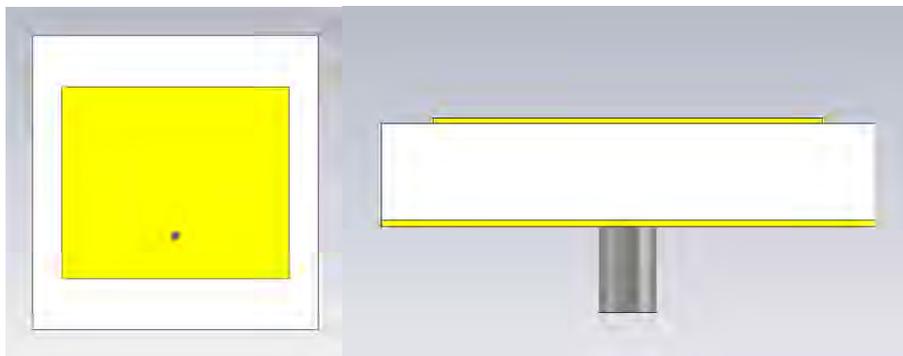


Fig. 6-5. Antena parche con alimentación coaxial a 28 GHz

Los resultados obtenidos en la simulación se muestran en la Fig.6-6.

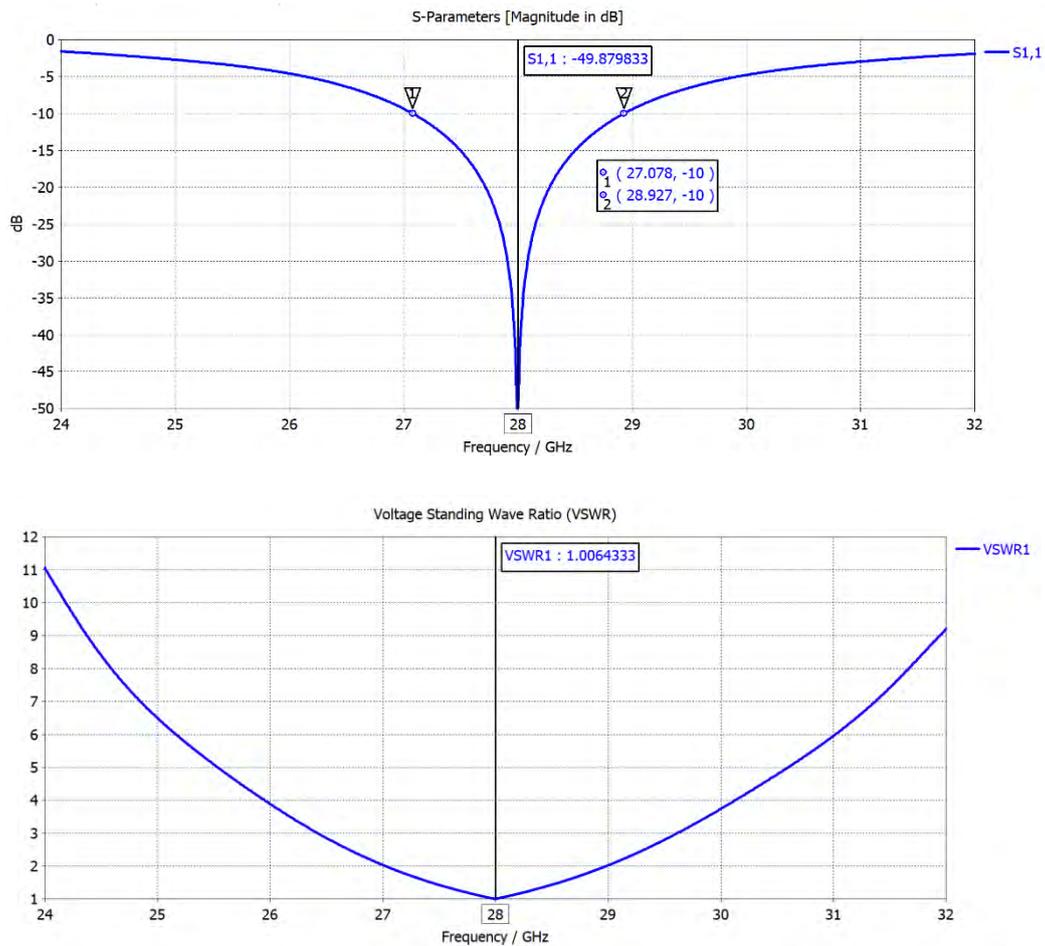


Fig. 6-6. Resultados de S<sub>11</sub> y ROE obtenidos en el software de simulación

Como se aprecia en la Fig. 6-6. la antena opera en la banda propuesta para el estándar 5G. También, si se toma -10 dB como valor de referencia se tiene un ancho de banda de aproximadamente 1.85 GHz y unas pérdidas de retorno por debajo de -49 dB.

Así mismo el ROE de 1.0064 obedece a las restricciones de diseño que establece un valor inferior a 2 en la frecuencia de interés.

Por otro lado, en la gráfica del diagrama de radiación presentado en la Fig. 6-7 se puede comprobar que existe menos radiación espuria en comparación a la antena alimentada por una tira microstrip. Esto se traduce en un diagrama de radiación más simétrico en el plano eléctrico y magnético, lo cual es bastante conveniente para su uso en antenas de lente.

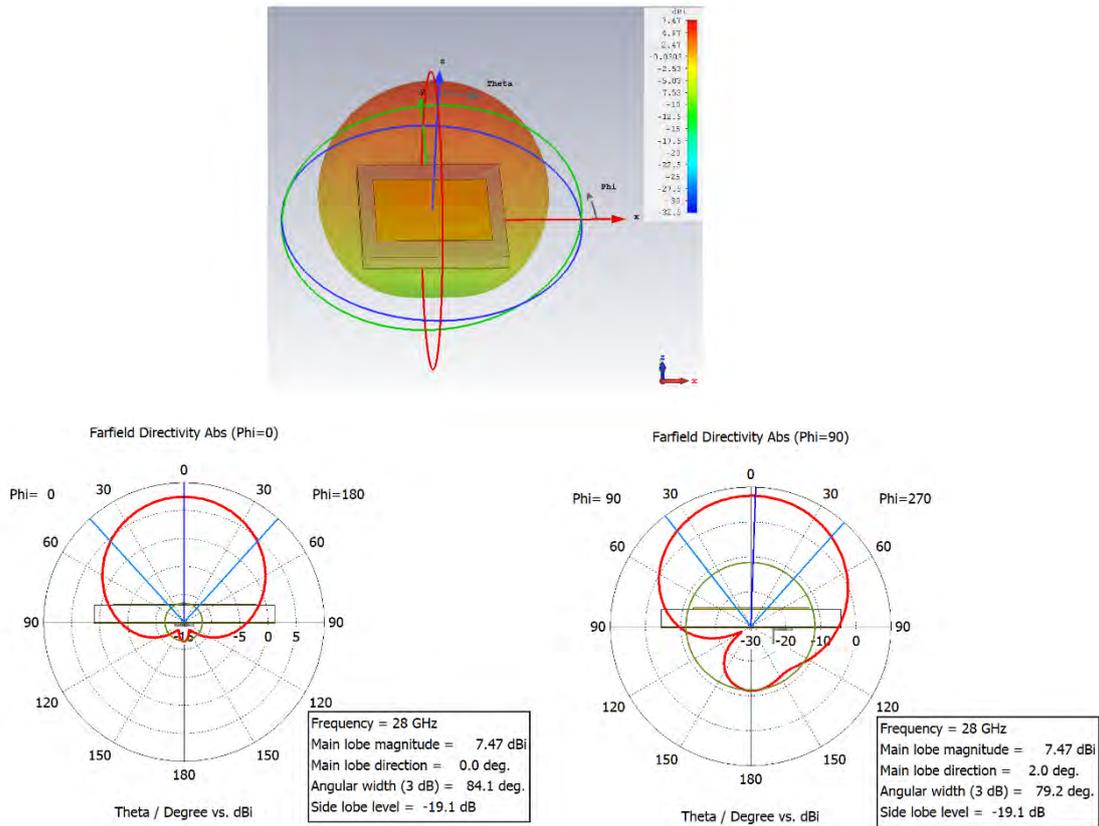


Fig. 6-7. Diagrama de radiación en 3D y 2D del parche con línea coaxial

### 6.3 Diseño del sistema de antenas Multihaz

Para el diseño de antenas multihaz el primer paso es establecer el sistema de antena-Lente a partir de las estructuras previamente diseñadas. Además, se realiza una optimización de la distancia del anillo al parche utilizando una herramienta de CST denominada “barrido paramétrico”. Con esta herramienta podemos analizar el comportamiento de la directividad en relación a la distancia focal, tomando como referencia el valor de 27.72 mm. Así establecemos un valor inicial de 26 mm elevándolo progresivamente hasta 32 mm así como se presenta en la Fig.6-8.

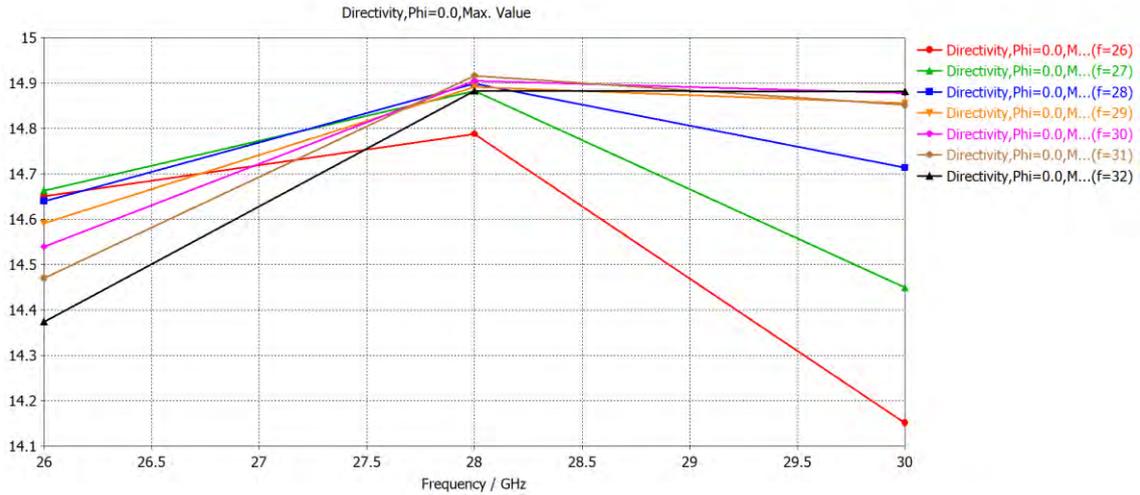


Fig. 6-8. Optimización de la distancia focal del sistema antena parche- anillo metálico

De acuerdo a la gráfica podemos establecer un valor de  $f = 31$  mm como la distancia focal óptima de un sistema de antena parche y anillo metálico operando a 28 GHz.

Los resultados se presentan en la Fig. 6-9 y son los siguientes:

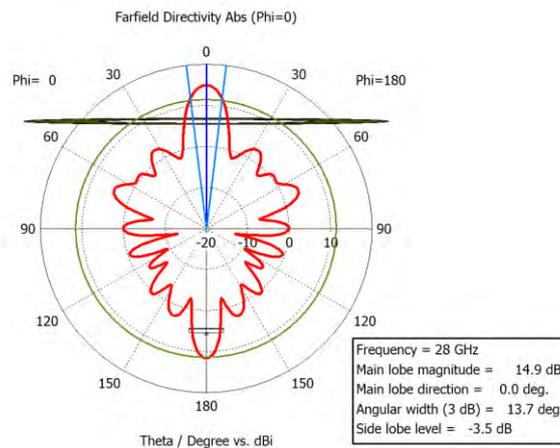


Fig. 6-9. Diagrama de radiación del sistema antena – anillo

En este diagrama fácilmente se puede advertir el aumento significativo de directividad que logra el sistema de antena-lente en comparación con una antena parche aislada, pasando de 7.41 dBi a 14.9 dBi, lo que refiere un incremento del 100 %.

El siguiente paso es examinar la capacidad de direccionamiento de haz en una antena zonal de Fresnel para obtener una mayor área de cobertura y superar las limitaciones de un sistema de antenas con un solo haz directivo.

A diferencia de los arreglos en fase, la exploración de haz en una antena zonal de Fresnel es menos complicada pues se puede conseguir desplazando los alimentadores de modo

que la incidencia a la lente ya no sea normal. No obstante, este desplazamiento no es aleatorio, sino que corresponde a un lugar geométrico denominado curva de exploración en las que la ganancia alcanza su mayor valor posible. En una antena zonal de Fresnel esta curva de exploración se asemeja a un círculo de radio  $F$  [41] cuyo centro es el mismo que el del anillo metálico, así como se observa en la Fig. 6-10.

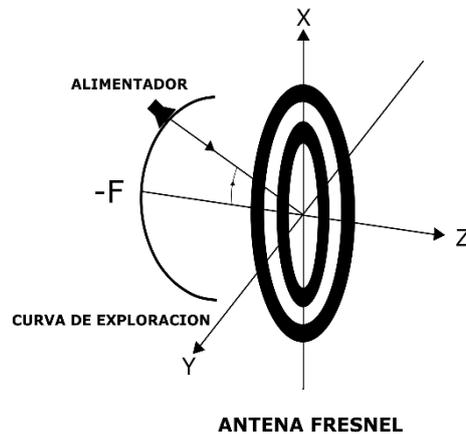


Fig. 6-10. Curva de exploración en una antena zonal de Fresnel

Si bien esta superficie de exploración representa las posiciones óptimas de las antenas de alimentación, una configuración con un conjunto de antenas parche dispuestas sobre un semicírculo resulta bastante compleja y de difícil fabricación. Debido a ello en este trabajo se plantea un sistema de antenas de bajo perfil con un conjunto de alimentadores ubicados sobre un mismo plano de modo que el direccionamiento de haz se produzca solo con el desplazamiento transversal de las antenas alimentadoras [30]. Entonces se propone un conjunto de 17 alimentadores con la finalidad de analizar el direccionamiento de haz en 4 planos distintos  $\Phi = 0$ ,  $\Phi = 45$ ,  $\Phi = 90$  y  $\Phi = 135$  grados, como se muestra en la Fig. 6-11. La separación de las antenas parche sigue las mismas consideraciones expuestas en el capítulo 5, además se hacen simulaciones del anillo con antenas desplazadas transversalmente para analizar el direccionamiento que provoca y los anchos de haz generados. De esta forma se elige una distancia de separación que permita un equilibrio entre buenos rangos de exploración, superposición de diagramas de radiación entre alimentadores y bajos niveles de lóbulos secundarios. La distancia de separación entre elementos radiantes es de 6mm en  $\Phi = 0^\circ$ , 5.7 mm en  $\Phi = 90^\circ$  y 5mm en  $\Phi = 45 = 135^\circ$ . Estas distancias permiten cubrir amplios rangos de exploración sin picos negativos que dejen sin cobertura ciertas zonas.

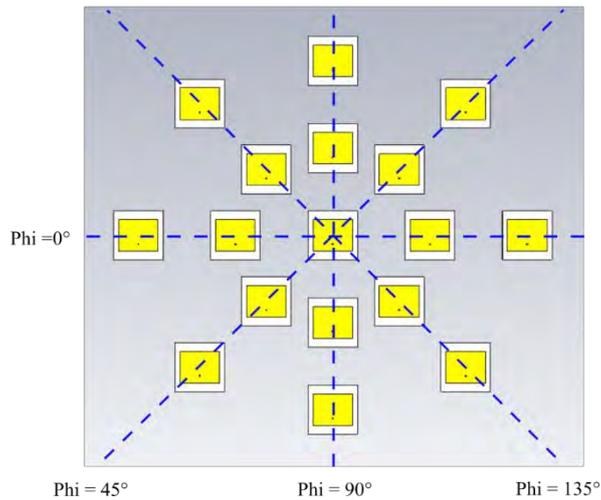


Fig. 6-11. Separación entre elementos del arreglo de parches

El sistema de antenas que resulta se presenta en la Fig. 6-12.

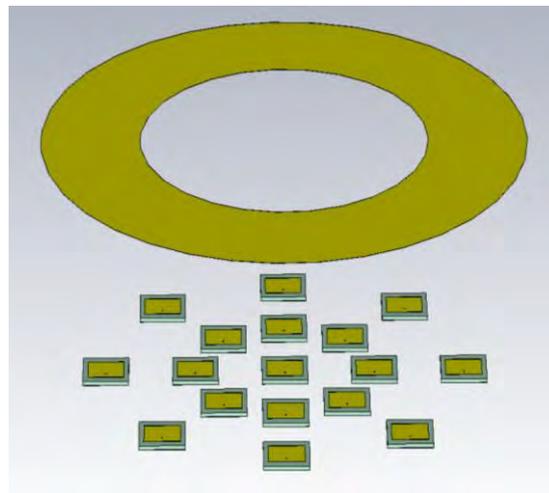


Fig. 6-12. Estructura del sistema de antenas

## 6.4 RESULTADOS

Se procede a evaluar el sistema de antenas multihaz propuesto a 28 GHz en el software de simulación electromagnética. En este sistema pasivo cada antena alimentadora genera un haz obteniéndose 17 haces, un haz central en dirección del eje de propagación y 16 haces con distintas orientaciones. Todos ellos con directividades mayores a 12 dBi

El haz central se presenta en la Fig. tiene una directividad de 15.5 dBi y un ancho de haz a 3 dB de 14.6 grados.

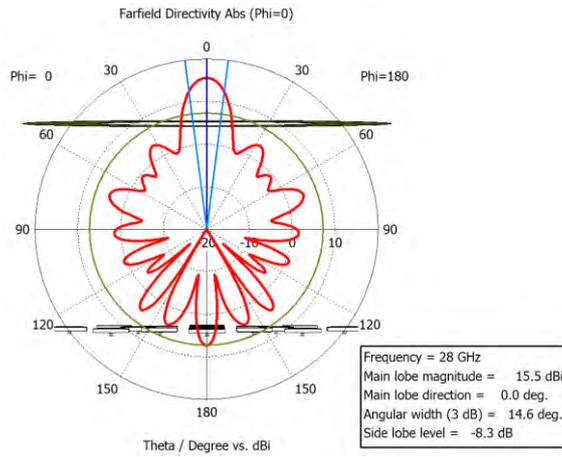


Fig. 6-13. Diagrama de radiación del haz central

Por otro lado, en el plano  $\Phi = 0^\circ$  se generan 4 haces con direcciones  $-29, -14, 14$  y  $29$  grados con directividades de 12.2, 14.5, 14.5 y 12.2 dBi respectivamente.

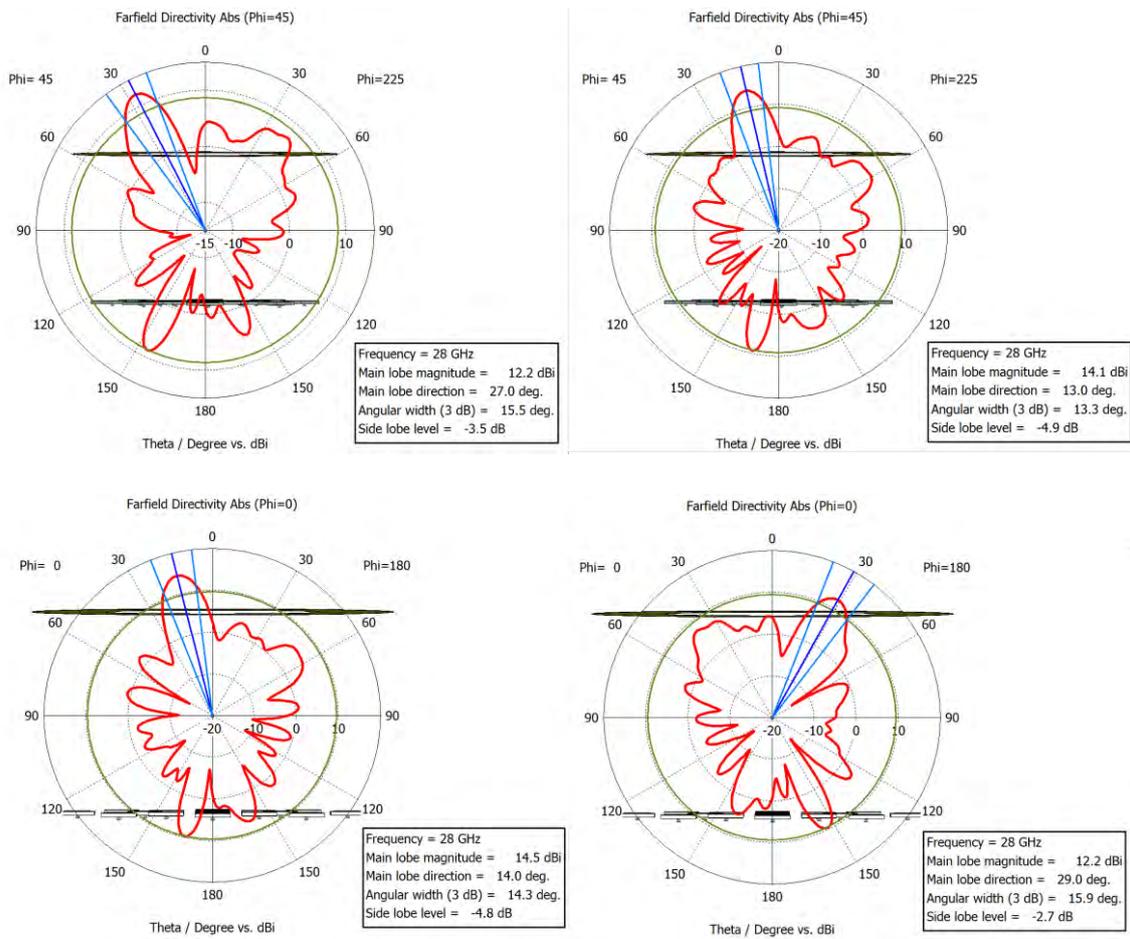


Fig. 6-14. Haces en el Plano  $\Phi = 0^\circ$

En el plano  $\Phi = 45^\circ$ , a parte del haz central, encontramos también 4 haces con un rango de exploración mayor a 54 grados, ganancias de más de 12 dB y directividades con valores mayores a 12dBi.

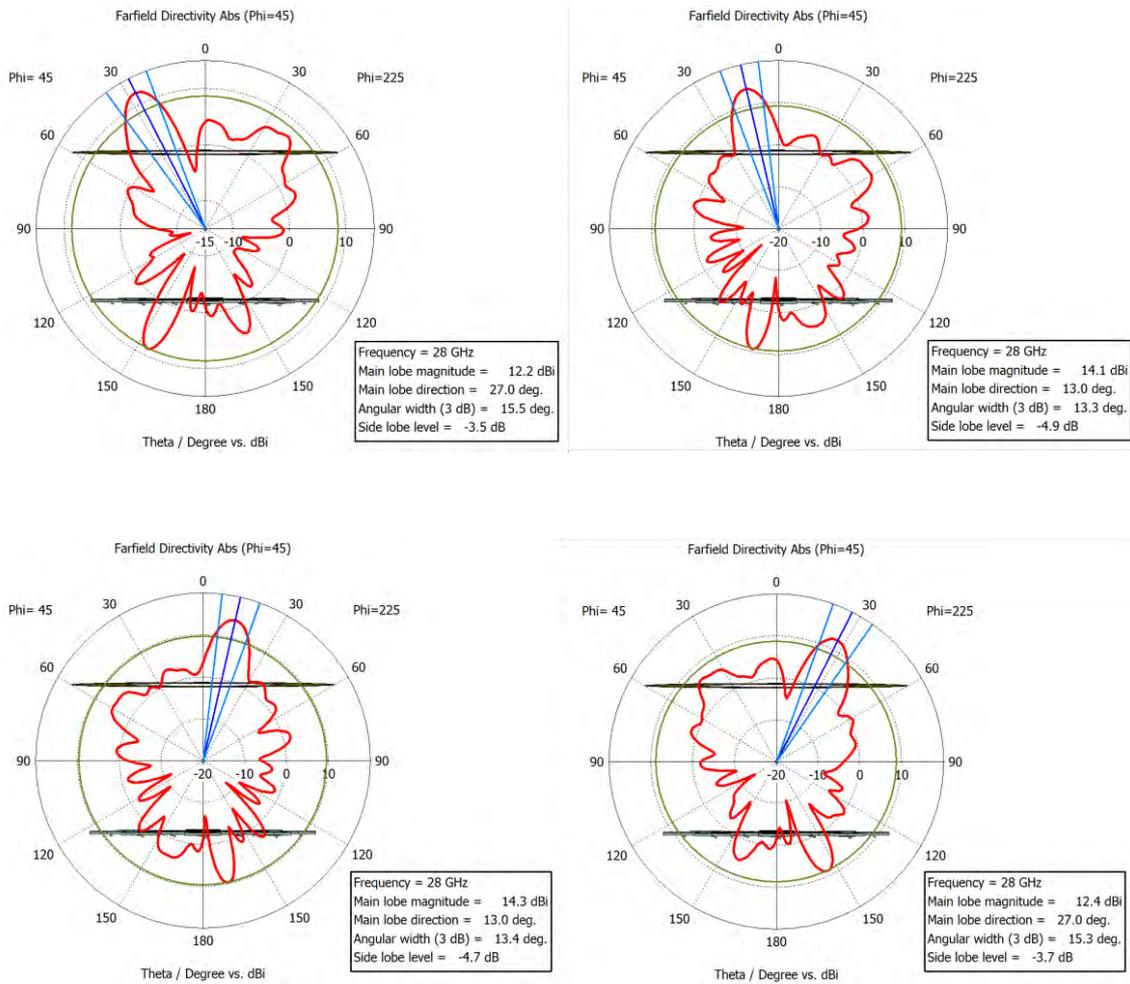


Fig. 6-15. Haces en el plano  $\Phi = 45^\circ$

Así mismo en el plano  $\Phi = 90^\circ$  se generan 4 haces con un rango de exploración de más  $\pm 25$  grados y con directividades superiores a 12 dBi

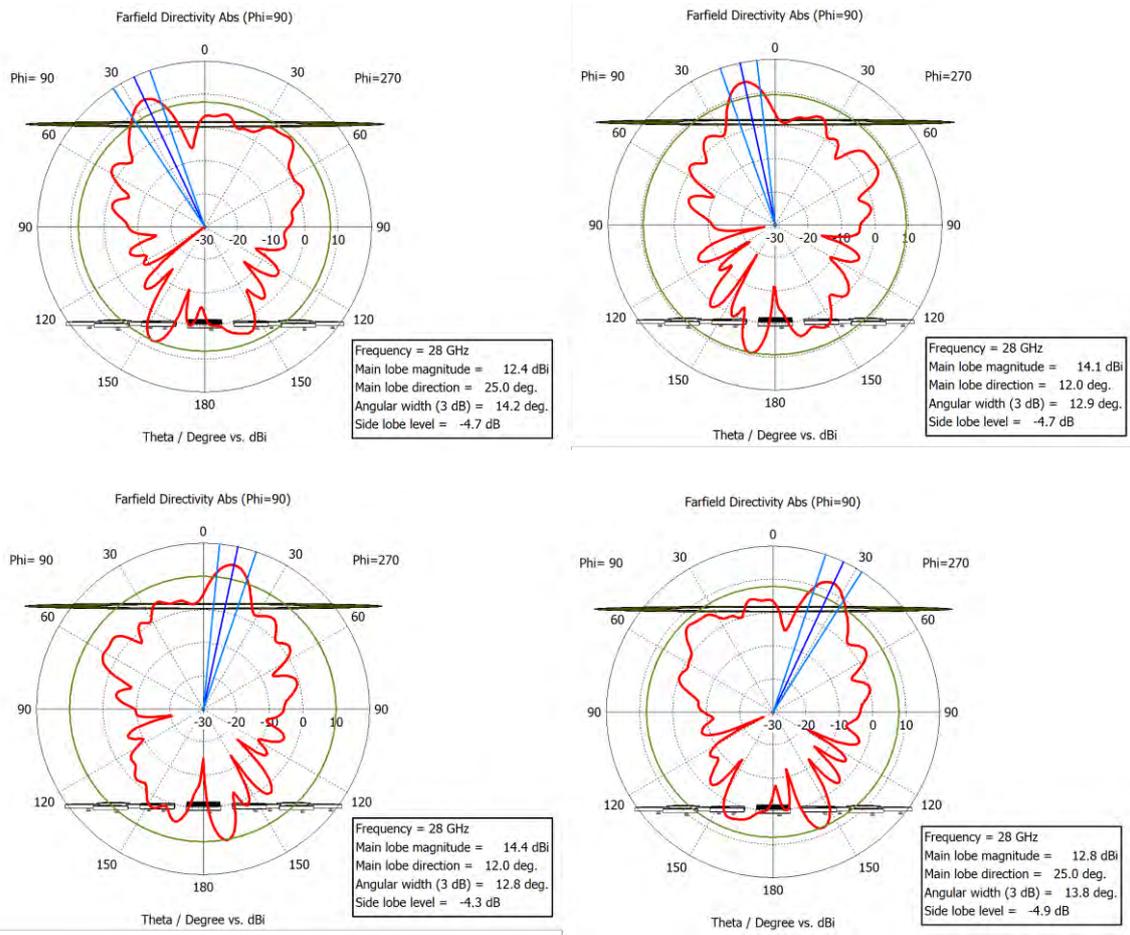
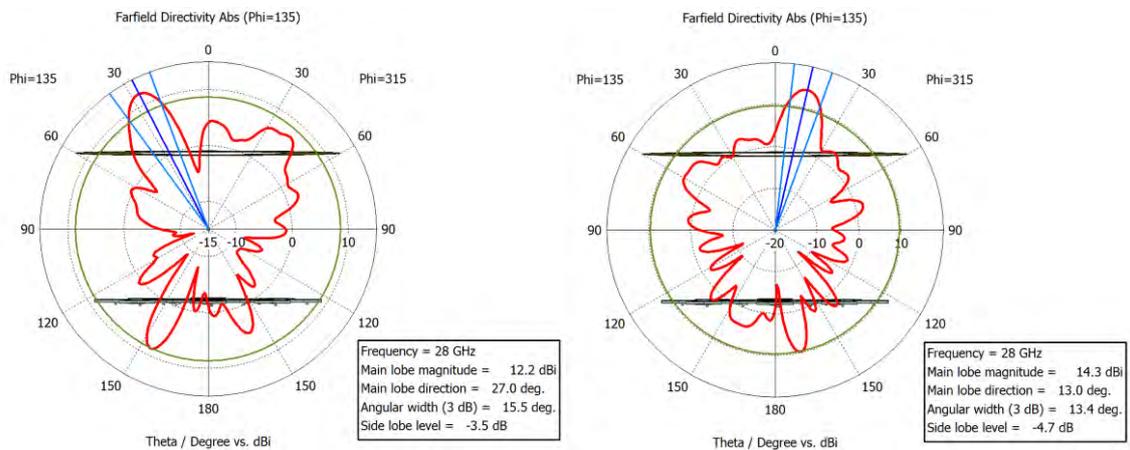


Fig. 6-16. Haces en el plano  $\Phi = 90^\circ$

Por ultimo en el plano  $\Phi = 135^\circ$  los haces tienen direcciones de -27, -13, 13, -27 grados y con directividades por encima de 12 dBi.



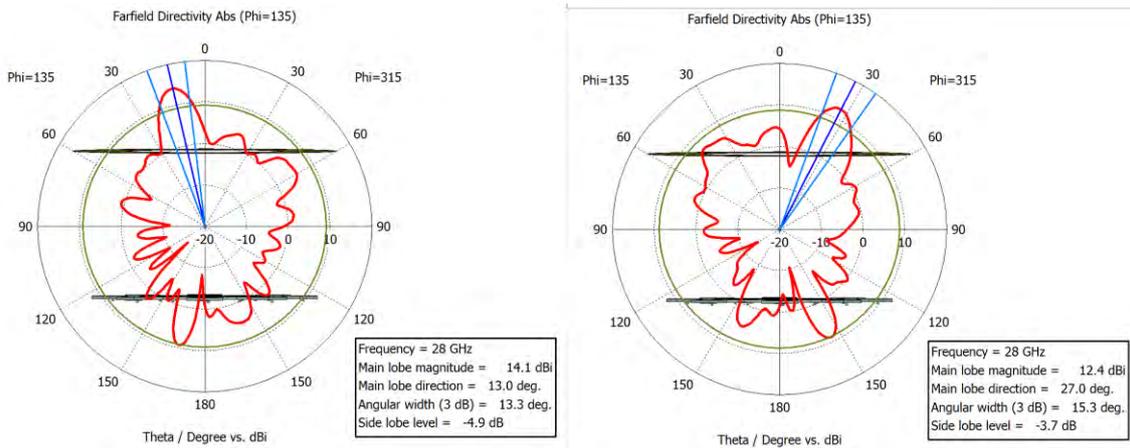


Fig. 6-17. Haces en el plano Phi = 135°

En general los resultados obtenidos demuestran la factibilidad de este sistema de antenas para su uso en aplicaciones de quinta generación móvil.

Por otro lado, se considera un modelo con las antenas parche montadas sobre un único sustrato y compartiendo el plano de masa como se muestra en la Fig. 6-18. La finalidad de esta configuración es aprovechar las múltiples reflexiones entre el plano de masa y la estructura metálica para crear un rayo directivo en la dirección de propagación [1].

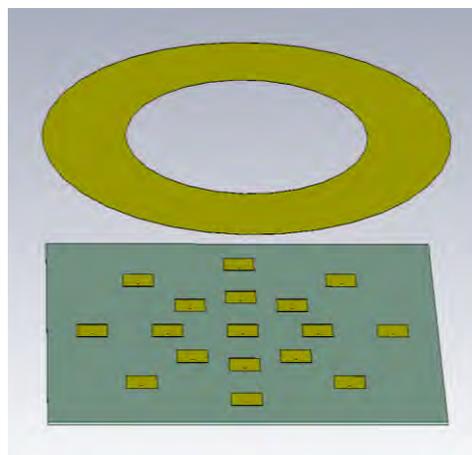


Fig. 6-18. Sistema con antenas parche compartiendo sustrato

Los resultados obtenidos de este modelo se presentan a continuación.

El haz central se presenta en la Fig. 6-19, se obtiene una directividad de 16.2 dBi mayor que la anterior configuración gracias a la inclusión de un único plano de tierra de mayor dimensión. El ancho de haz a 3 dB es de 14.6 grados.

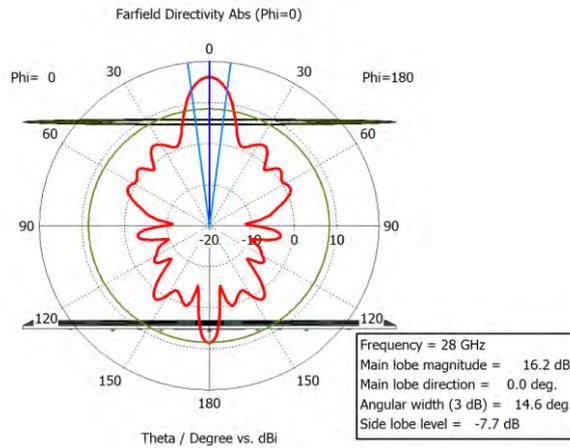


Fig. 6-19. Haz central

En el plano  $\Phi = 0^\circ$  los 4 haces tienen direcciones de  $-30, -14, 14, 30$  y directividades de  $11.8, 14.9, 14.9, 11.8$  dBi respectivamente.

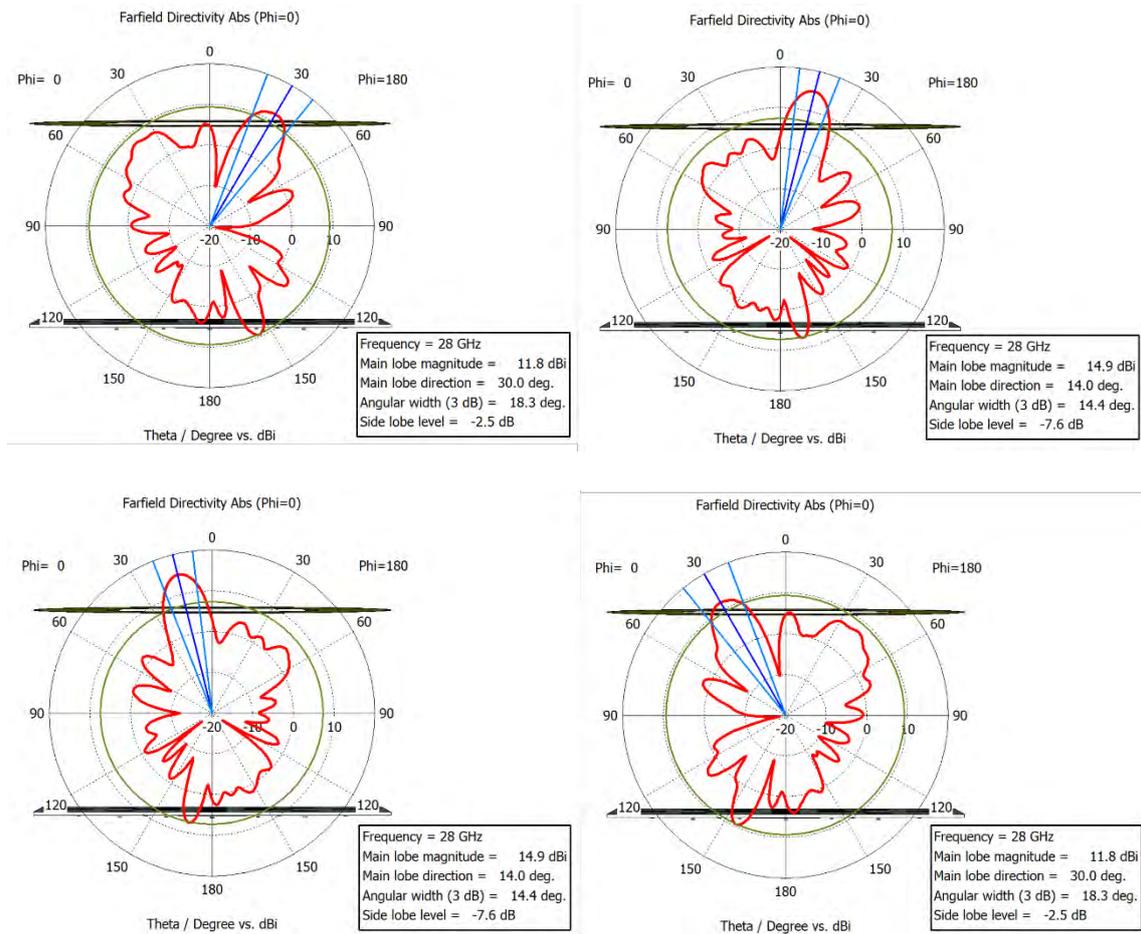


Fig. 6-20. Haces en el Plano  $\Phi = 0^\circ$

En el plano  $\Phi = 45^\circ$ , a parte del haz central, encontramos también 4 haces con direcciones -28, -24, 14,28.

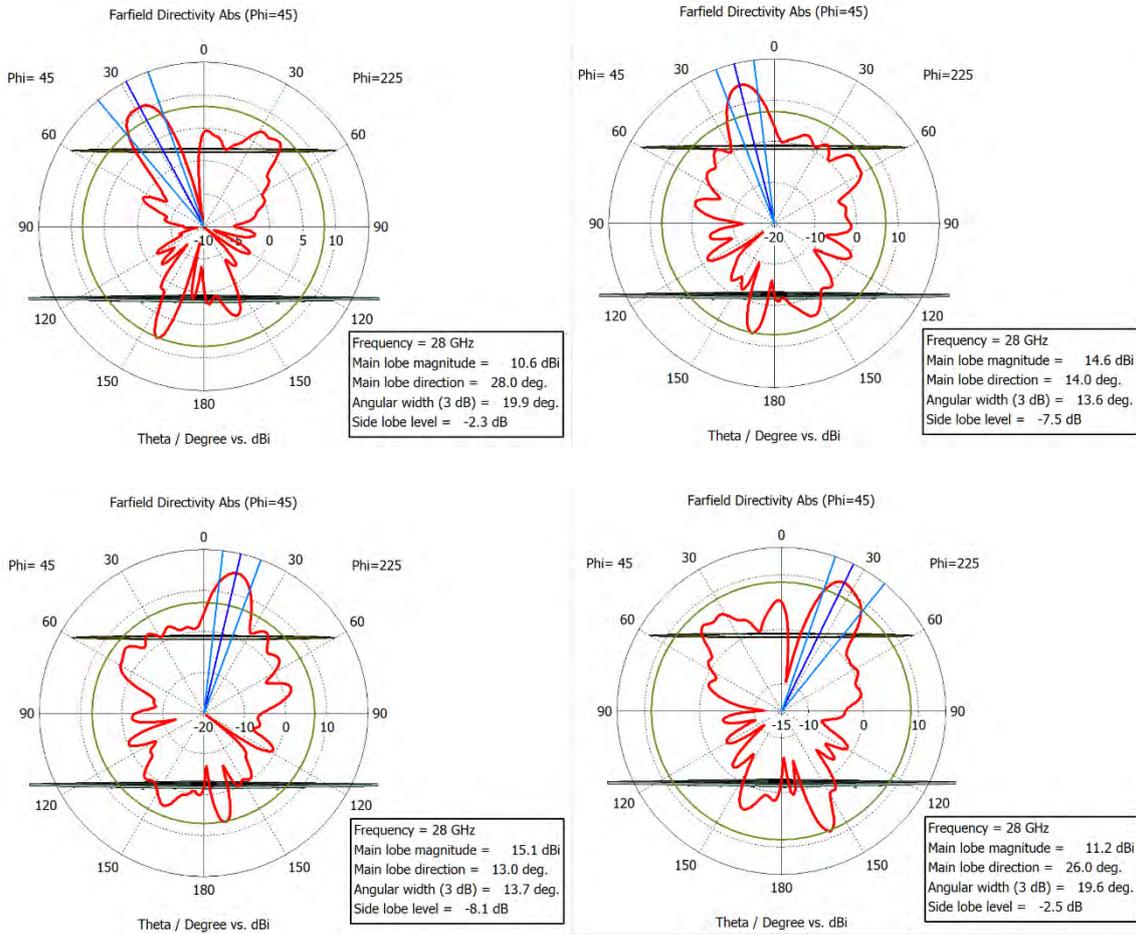
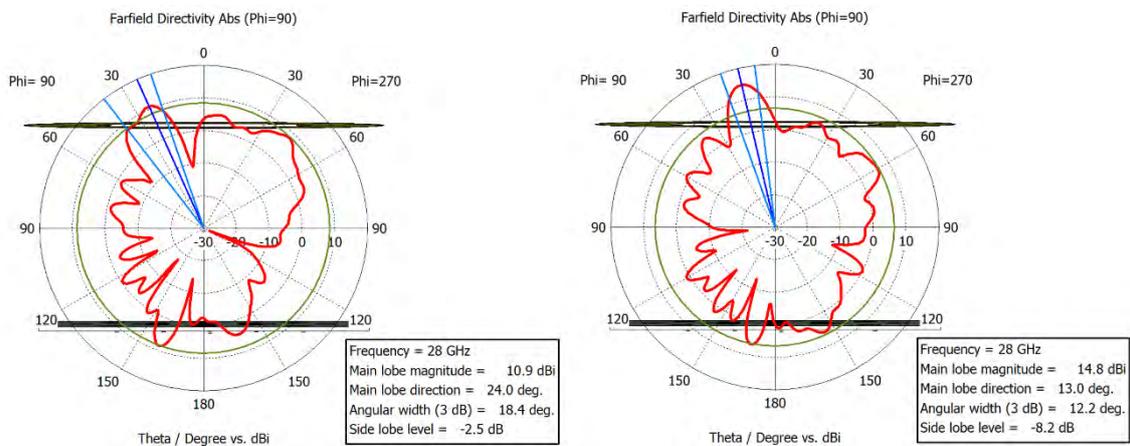


Fig. 6-21. Haces en el Plano  $\Phi = 45^\circ$

Asi mismo en el plano  $\Phi = 90^\circ$



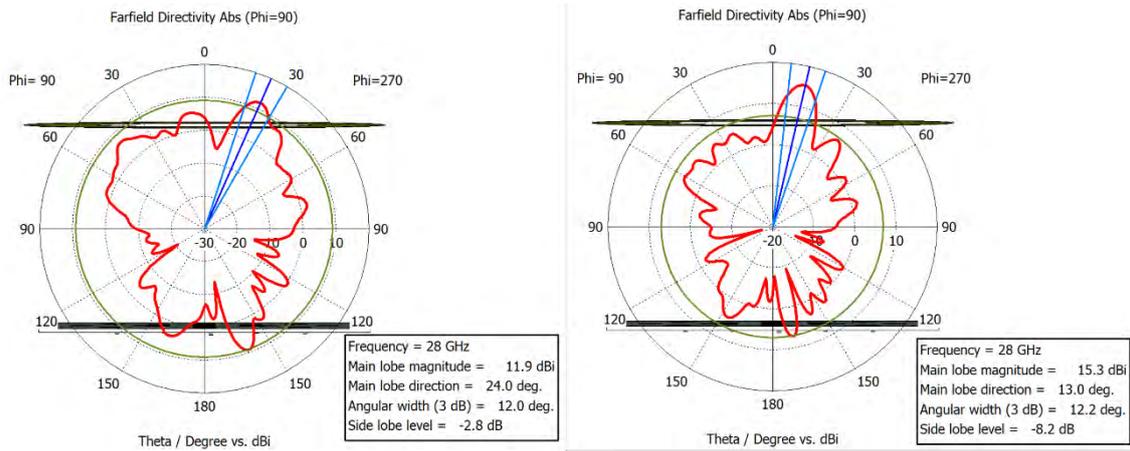


Fig. 6-22. Haces en el Plano  $\Phi = 90^\circ$

Por ultimo en el plano  $\Phi = 135^\circ$

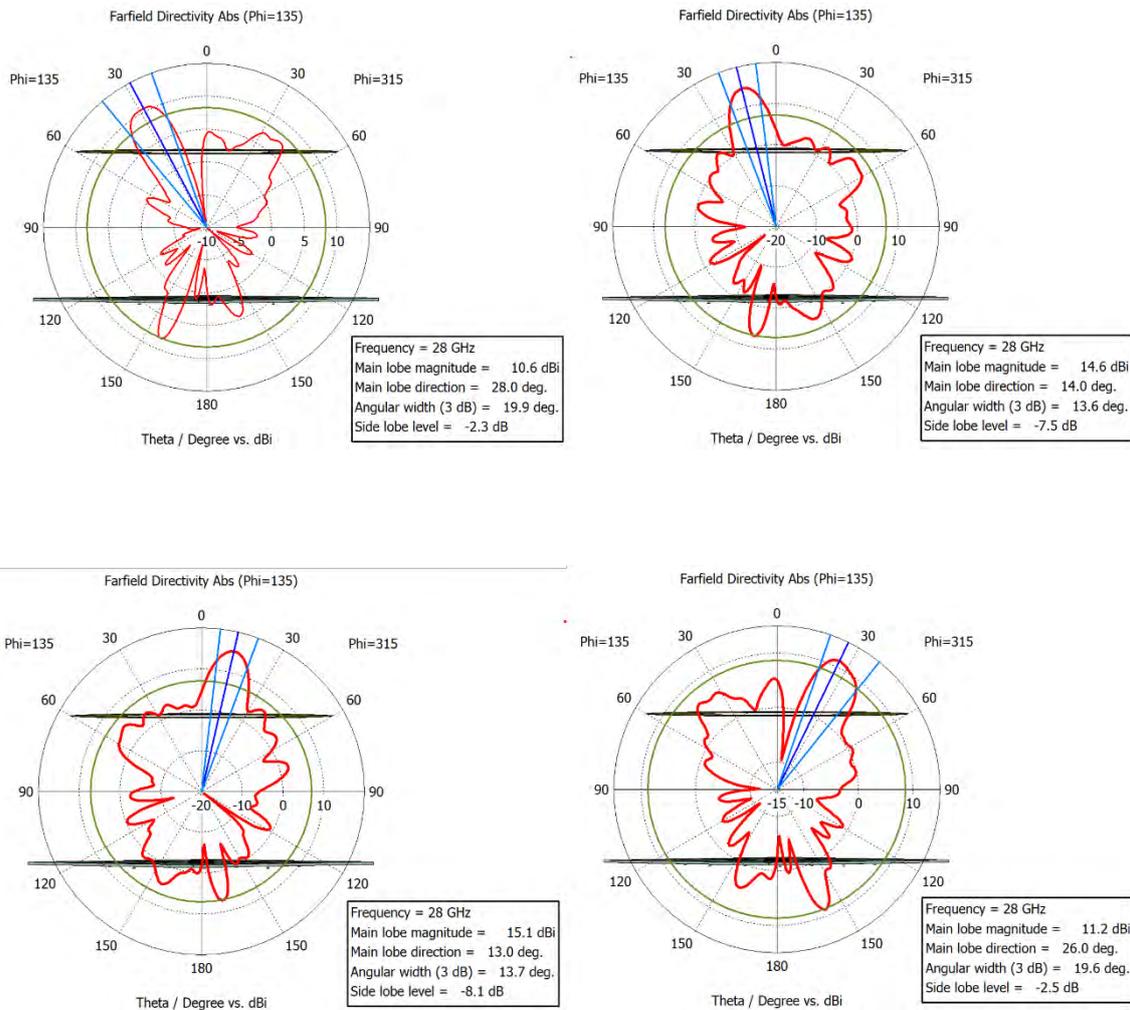


Fig. 6-23. Haces en el Plano  $\Phi = 135^\circ$

## CONCLUSIONES

- En el presente estudio se ha identificado parámetros fundamentales tales como rangos de frecuencia, niveles de ganancia, directividad, ancho de banda, pérdidas de retorno; así como características técnicas que la nueva generación de antenas debe cumplir para satisfacer los requerimientos de 5G. Para esta identificación de parámetros se ha recurrido a artículos científicos y documentos pertenecientes a organizaciones encargadas de estandarizar los sistemas de comunicación móviles.
- Se diseñó y se evaluó dos sistemas de antenas, uno a 3.7 GHz y otro a 28 GHz, que acoplados a una matriz de Butler son capaces de orientar el lóbulo principal en 4 distintas direcciones.
  - El sistema a 3.7 GHz consta de 16 elementos radiantes unidos en 4 subgrupos mediante una red de alimentación corporativa. Este genera 4 haces en elevación con direcciones -46, -17, 15 y 43 grados, todas con directividades superiores a 10 dBi.
  - El sistema a 28 GHz también consta de 16 elementos radiantes distribuidos en 4 subgrupos, esta vez unidos por una red de alimentación en serie, generando 4 haces en las direcciones -44, -15, 15 y 45 grados, con directividades mayores a 10 dBi.

Cabe destacar que estos resultados de directividad obtenidos en el software de simulación electromagnética CST cumplen las exigencias de 5G.

- Se diseñó y se evaluó un sistema de antenas de lente a 28 GHz conformado por 17 antenas parche alimentadoras y una lente zonal de Fresnel de dos zonas. En el sistema cada parche genera un haz con distinta dirección obteniéndose de esta manera 17 haces diferentes con valores de directividad superiores a 10 dBi, así pues, este sistema también cumple los requerimientos de directividad que plantea 5G.
- Se fabrica una antena parche y un arreglo a 3.7 GHz. Los parámetros  $S_{11}$  de ambos dispositivos son evaluados empleando un Analizador de Redes Vectorial (VNA) en cuyos resultados se aprecia una frecuencia de operación centrada a 3.7 GHz y

anchos de banda de aproximadamente 100 MHz que demuestran el nivel de precisión de los cálculos teóricos y simulaciones realizadas.

## **RECOMENDACIONES**

- Se recomienda utilizar equipamiento adecuado, generadores de RF y analizadores de redes vectoriales con múltiples puertos y capaces de generar señales a altas frecuencias, con la finalidad de evaluar el desempeño de la antena, el sistema de antenas Butler y el sistema de antenas de lente a 28 GHz.
- Se recomienda tomar en cuenta las características reales de los sustratos sobre los cuales se imprimen las antenas, los arreglos y los anillos. Para ello existen métodos que permiten determinar la permitividad eléctrica de los materiales como el método del sustrato resonador
- Se considera importante investigar lentes metálicas poligonales para configurar estructuras regulares y lentes metálicas elípticas para la formación de haces sin la necesidad de mover alimentadores fuera del eje de propagación.
- Se recomienda profundizar el estudio de estructuras con antenas de lente para el diseño y desarrollo de semiesferas y esferas con varias antenas alimentadoras que posibiliten exploraciones de espacio más amplios, incluso con coberturas de 360 grados.

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Huawei Technologies CO., “5G Spectrum Public Policy Position,” Shenzhen, P.R. China, 2017.
- [2] F. Agnoletto, P. Castells, E. Kolta, and D. Nichiforov-chuang, “The economics of mmWave 5G An assessment of total cost of ownership in the period to 2025,” 2021.
- [3] Ericsson, “Ericsson Mobility Report November 2021,” no. November, 2021.
- [4] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2015.
- [5] Á. Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, and M. Ferrando, “Antenas,” *Edicions la Univ. Politècnica Catalunya*, 2002.
- [6] J. Anguera and A. Pérez, “Teoría de Antenas,” 2008.
- [7] R. H. Aquino, “Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 GHz y 5.8 GHz,” 2015.
- [8] I. J. Bahl, P. Bhartia, and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*. Artech House, 1980.
- [9] Q. C. Tran, “Developing a Symmetrical Phased Array Antenna with Low Complexity,” no. October, 2017, doi: 10.1109/ICDV.2017.8188653.
- [10] T. S. Rappaport *et al.*, “Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!,” *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013, doi: 10.1109/ACCESS.2013.2260813.
- [11] GSMA, “5G-and-3.5-GHz-Range-in-Latam,” London, UK., Nov. 2020.
- [12] I. Qualcomm Technologies, “Global update on spectrum for 4G & 5G,” 2020.
- [13] A. Kumar Arya, S. J. Kim, and S. Kim, “A Dual-Band Antenna for LTE-R and 5G Lower Frequency Operations,” 2020.
- [14] 5G Americas, “Advanced Antenna Systems for 5G,” *5G Americas White Paper*, 2019.
- [15] 5G Americas, “Advanced Antenna Systems for 5G,” 2019.

- [16] S. Izadpanah Tous, "Voltage Standing Wave Ratio," 2010.
- [17] M. K. Bhanarkar, P. Madhukar Korake, G. B. Waghmare, and A. J. Nadaf P M Korake, "Comparative Analysis of FR4 and RT-duroid Materials Antenna for Wireless Application," *Int. J. Ser. Eng. Sci.*, vol. 2, no. 2, pp. 1–10, 2016, [Online]. Available: <http://ijseries.com/>.
- [18] T. Rajkumari, A. Kumar, and A. Kumar, "Comparative study between FR4 and RT Duroid CPA," 2017. [Online]. Available: [www.ijetmas.com](http://www.ijetmas.com).
- [19] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John wiley & sons, 2011.
- [20] J. R. Flores Cuadras, "Diseño y construcción de una antena planar activa para el estándar 802.11a en la banda superior de la U-NII," Centro de Investigacion científica y de educacion superior de Ensenada, 2006.
- [21] E. O. Hammerstad and F. Bekkadal, *Microstrip Handbook*. Norwegian Institute of Technology, 1975.
- [22] R. Garg, I. Bahl, and M. Bozzi, *Microstrip lines and slotlines*. London, UK.: Artech House, 2013.
- [23] L. J. Berens, "Design, Analysis, and Construction of an Equal Split Wilkinson Power Divider," Marquette University, Milwaukee, Wisconsin, 2012.
- [24] M. G. E. Kalpanadevi, M. K. N. Nishaw, E. Priyamalli, V. Radhika, and V. Shenbaga Priyanga, "Design and Analysis of Wilkinson Power Divider Using Microstrip Line and Coupled Line Techniques," *IOSR J. Electron. Commun. Eng.*, vol. 34, pp. 34–40, 2017, [Online]. Available: [www.iosrjournals.org](http://www.iosrjournals.org).
- [25] B. Jian, J. Yuan, and Q. Liu, "Procedure to Design a Series-fed Microstrip Patch Antenna Array for 77 GHz Automotive Radar," *2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Sci. Wirel. Technol. Conf.*, 2019, doi: 10.1109/CSQRWC.2019.8799356.
- [26] B. Abdennaceur, A. Badri, A. Sahel, H. Errifi, and A. Baghdad, "DESIGN AND SIMULATION OF A PLANAR TOPOLOGY BUTLER MATRIX FOR 10 GHZ SWITCHED MULTIBEAM ANTENNA," 2016. [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/309761270>.

- [27] M. V. Bhome, M. Sahadev Hake, and R. Sreemathy, "Printed 4x4 Butler Matrix for Beam-Steering and MIMO Applications in 2.4 GHz ISM Band," *Int. J. Eng. Res. Technol.*, vol. 6, no. 03, 2017, [Online]. Available: [www.ijert.org](http://www.ijert.org).
- [28] G. Expósito-Domínguez, J. M. Fernández-González, P. Padilla, and M. Sierra-Castañer, "Matriz de Butler de Banda Ancha en Banda X para Antenas Reconfigurables," Granada, España, 2011.
- [29] O. Ullah Khan, "Design of X-band 4x4 Butler Matrix for Microstrip Patch Antenna Array," *IEEE Proceedings*, 2006.
- [30] T. Jayachitra, V. . Pandey, and Anshuman Singh, "DESIGN AND DEVELOPMENT OF HYBRID COUPLER WITH FR4," *Int. J. Adv. Res. Electron. Commun. Eng. (IJARECE)*, vol. 2, no. 12, Dec. 2013.
- [31] Q. Khaled Al-Marwan, "A Modified 4×4 Butler Matrix Based Switched Beamforming Network with Five Beams," Eastern Mediterranean University, Gazimagusa, 2017.
- [32] J. J. Lee, "Lens Antennas," in *Microwave Antennas*, S. S. Media, Ed. New York: York, Springer Science+Business Media New, 1961, pp. 262–370.
- [33] J. M. Rodríguez, H. D. Hristov, and W. Grote, "Fresnel zone plate and ordinary lens antennas: Comparative study at microwave and terahertz frequencies," *Eur. Microw. Week 2011 "Wave to Futur. EuMW 2011, Conf. Proc. - 41st Eur. Microw. Conf. EuMC 2011*, no. October, pp. 894–897, 2011.
- [34] H. Hristov, "Fresnel Zone Plate Antenna," in *Handbook of Antenna Technologies*, vol. 1–4, S. S. M. S. 2016, Ed. 2016, pp. 1–3473.
- [35] Z. Tao, W. X. Jiang, H. F. Ma, and T. J. Cui, "High-Gain and High-Efficiency GRIN Metamaterial Lens Antenna With Uniform Amplitude and Phase Distributions on Aperture," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 1, pp. 16–22, 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2767639.
- [36] D. Santillan, "Diseño de lentes metálicas usando la Teoría de modos característicos," Universitat Politècnica de València, 2020.
- [37] L. C. J. Baggen, "The Fresnel zone plate antenna : design and analysis,"

EINDHOVEN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 1992.

- [38] H. D. Hristov and M. H. A. J. Herben, “Millimeter-Wave Fresnel-Zone Plate Lens and Antenna,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2779–2785, 1995, doi: 10.1109/22.475635.
- [39] S. Gajera, H. Mahesh, and N. Patel, “Comparative Analysis of Microstrip Line and Coaxial Feeding Technique for Rectangular Microstrip Patch,” pp. 719–725, 2006.
- [40] T. B. Tandel, “Rectangular-Microstrip-Patch-Antenna-Using-Coaxial-Probe-Feeding-Technique.docx,” vol. 6, no. 7, pp. 424–427, 2015.
- [41] L. C. J. Baggen, C. J. J. Jeronimus, and M. H. A. J. Herben, “The scan performance of the fresnel-zone plate antenna: A comparison with the parabolic reflector antenna,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 6, no. 13, pp. 769–774, 1993, doi: 10.1002/mop.4650061314.

## ANEXOS

### CALCULO PARA LAS DIMENSIONES DEL PARCHE

```
function [] = Dimesion_Parche(f,Er,h)
% Usando el Modelo de Líneas de Transmisión
% f = frecuencia(GHz), Er = permitividad relativa del sustrato, h = espesor del
sustrato(mm)
% Calculo de dimesiones de una antena parche rectangular
%Dimensiones:
%W - Ancho del parche
%L - Largo del parche
%Wg - Ancho del plano de masa
%Lg - Largo del plano de masa
lo = 300/f; %Longitud de onda en mm
W = (lo/2)*sqrt((2/(Er+1))); %Calculando el W
Eref = (Er+1)/2 + ((Er-1)/2)*(1/sqrt(1+12*(h/W))); % La Er efectiva
DL = 0.412*h*(((Eref+0.3)*((W/h)+0.264))/((Eref-0.258)*((W/h)+0.8))); % Delta L
Lef = lo/(2*sqrt(Eref)); % Longitud efectiva
L = Lef - 2*DL; %Cálculo de L
Wg = lo/2;
Lg = lo/2;
Wg = 6*h+W; % Dimensiones del plano de masa
Lg = 6*h+L;
fprintf('\nLargo del parche = %.3fmm',L);
fprintf('\nAncho del parche = %.3fmm',W);
fprintf('\nLargo del plano de masa = %.3fmm',Lg);
fprintf('\nAncho del plano de masa = %.3fmm\n',Wg);
end
```

## CALCULO PARA EL ACOPLAMIENTO DIRECTO CON INSERCIÓN DE LINEA MICROSTRIP

```
function [ ] = Dimensiones_Acople(f,L,W)
la = 300/f; % longitud de onda en mm
ko = 2*pi/la; % número de onda
syms x;
I1 = int((((0.5*ko*W*cos(x))/(cos(x)))^2)*((sin(x)^3)),x,0,pi);
I1 = vpa(I1,5); % precisión de 5 dígitos
I12 = int((((0.5*ko*W*cos(x))/(cos(x)))^2)*(besselj(0,
ko*L*sin(x)))*((sin(x)^3)),x,0,pi);
I12 = vpa(I12,5); % 5 dígitos
G1 = vpa(I1/(120*pi*pi), 5); % Conductancia propia
G12 = vpa(I12/(120*pi*pi), 5); % Conductancia mutua
Rin = 1/(2*(G1+G12)); % Resistencia de entrada del parche
Xo = (acos(sqrt(50/Rin))*L)/pi; % Profundidad para lograr acople con 50 ohm
Xo = vpa(Xo,3);
Wo = vpa(W/5,3); % Anchura de la línea
Yo = vpa(Wo/4,3); % Ancho de aperturas de acople

fprintf('\nResistencia de entrada en el parche: Rin = ');
disp(Rin);
fprintf('\nProfundidad (mm) en el parche: Xo = ');
disp(Xo);
fprintf('\nAnchura (mm) de la línea: Wo = ');
disp(Wo);
fprintf('\nAncho (mm) de las aperturas de acople: Yo = ');
disp(Yo);
end
```



## FR4 Data Sheet :-

<b>Test/Specification</b>	<b>FR4 Laminate Typical Values</b>
Thermal Stress, Solder bath 288 deg. C	>60
Dimensional Stability, E-2/150	<0.04% Warp/fill <1.00% Bow/Twist
Flammability, Classification UL94	V0
Water Absorption E-1/105	0.10%
Peel Strength After Thermal Stress	11 lb./in After 10s/288 Deg. C
Flexural Strength	100,000 lbf/in <sup>2</sup> Lengthwise 75,000 lbf/in <sup>2</sup> Crosswise
Resistivity After Damp Heat Volume	10 <sup>8</sup> M ohms cm
Resistivity After Damp Heat Surface	10 <sup>8</sup> M ohms
Dielectric Breakdown. Parallel to laminate	>60KV
Dielectric Constant @ 1MHz	4.7
Dissipation Factor @ 1MHz	0.014
Q-Resonance @ 1 MHz	>75
Q-Resonance @ 50 MHz	>95
Arc Resistance	125 s
Glass Transition Temperature	135 Deg. C
Temperature Index	130 Deg. C
<b><u>A Few Other Relevant Facts from other Sources</u></b>	
Specific Gravity	1.8-1.9
Rockwell Hardness (M scale)	110
Coefficient of Thermal Expansion	11 microns/m/Deg.C Lengthwise 15 microns/m/Deg.C Crosswise
Thermal Conductivity	2.2-2.5 cal/h. cm Deg C

## RT/duroid® 5880LZ

### High Frequency Laminates

RT/duroid® 5880LZ filled PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

The unique filler results in a low density, lightweight material for high performance weight sensitive applications.

The very low dielectric constant of RT/duroid 5880LZ laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range. Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5880LZ laminates to Ku-band and above.

RT/duroid 5880LZ laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

When ordering RT/duroid 5880LZ laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.



#### Features:

- Lowest dielectric constant available
- Low Z-axis CTE
- Lightweight / low density
- Uniform electrical properties over a wide frequency range

#### Some Typical Applications:

- Airborne antenna system
- Lightweight feed networks
- Military radar systems
- Missile guidance systems
- Point-to-point digital radio antennas

Property	Typical Value [1] RT/duroid® 5880LZ	Direction	Units	Condition	Test Method
<b>Dielectric Constant <math>\epsilon_r</math>, Process</b>	2.00 ± 0.04	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
<b>[2] Dielectric Constant <math>\epsilon_r</math>, Design</b>	2.00	Z		8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
<b>Dissipation Factor, tan</b>	Typ: 0.0021 Max: 0.0027	Z		10GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
<b>Thermal Coefficient of Dielectric Constant, <math>\epsilon_r</math></b>	+20	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C 10GHz	IPC-TM-650, 2.5.5.5
<b>Volume Resistivity</b>	1.74 X 10 <sup>7</sup>		Mohm-cm	C-96/35/90	IPC-TM-650, 2.5.17.1
<b>Surface Resistivity</b>	2.08 X 10 <sup>6</sup>		Mohm	C-96/35/90	IPC-TM-650, 2.5.17.1
<b>Electrical Strength</b>	40		kV	D48/50	IPC-TM-650, 2.5.6
<b>Dimensional Stability</b>	-0.38	X,Y	%		IPC-TM-650, 2.4.39A
<b>Moisture Absorption</b>	0.31		%	24 hours/23°C	IPC-TM-650, 2.6.2.1
<b>Thermal Conductivity</b>	0.33	Z	W/m/°K	80°C	ASTM C518
<b>Coefficient of Thermal Expansion</b>	54,47 40	X,Y Z	ppm/°C	0 to 150°C	IPC-TM-650, 2.4.41
<b>Outgassing</b>					
	TML 0.01		%		ASTM E-595
	CVCM 0.01				
	WVR 0.01				
<b>Density</b>	1.4		gm/cm <sup>3</sup>		ASTM D792
<b>Copper Peel</b>	>4.0		pli		IPC-TM-650, 2.4.8
<b>Flammability</b>	V-O				UL 94
<b>Lead-Free Process Compatible</b>	YES				

- NOTES:
- [1] Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.
- [2] The Design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required please contact Rogers Corporation or refer to the Design Dk technical articles and presentations available at <http://www.rogerscorp.com>, the Rogers Technology Support Hub.

Standard Thicknesses	Standard Panel Sizes	Standard Claddings
0.010" (0.252mm) +/- 0.0007" 0.020" (0.508mm) +/- 0.0015" 0.050" (1.270mm) +/- 0.0015"	12" X 18" (305mm X 457mm) 24" X 18" (610mm X 457mm)	<u>Electrodeposited Copper Foil</u> ½ oz (18µm) HH/HH 1 oz (35µm) H1/H1
*Additional non-standard thicknesses available 0.0075" and 0.010" - 0.200" in increments of 0.005"	*Additional panel sizes available	*Additional cladding weights are available
*Contact Customer Service or Sales Engineering to inquire about additional available product configurations		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

Keysight

# FieldFox Handheld Analyzers

4/6.5/9/14/18/26.5 GHz



## Data Sheet

- N9913A
- N9914A
- N9915A
- N9916A
- N9917A
- N9918A
- N9925A
- N9926A
- N9927A
- N9928A
- N9935A
- N9936A
- N9937A
- N9938A

More Application, Information, and Pricing available at:



250 Technology Way  
Rocklin, CA 95765

sales@testworld.com  
1-855-200-TEST (8378)

Click to go [www.TestWorld.com](http://www.TestWorld.com)



## Table of Contents

Cable and Antenna Analyzer and Vector Network Analyzer.....	3
VNA Time Domain.....	15
Mixed-Mode S-Parameters.....	15
Vector Voltmeter (VVM) .....	16
Spectrum Analyzer .....	17
Tracking Generator or Independent Source .....	24
Spectrum Analyzer IF Output .....	25
AM/FM Tune and Listen .....	25
Preamplifier .....	25
Interference Analyzer and Spectrogram .....	25
Spectrum Analyzer Time Gating .....	26
Reflection Measurements (RL, VSWR) .....	26
Built-in Power Meter .....	27
External USB Power Sensor Support .....	27
Pulse Measurements .....	27
USB Power Sensor Measurements versus Frequency.....	28
Built-in GPS Receiver .....	30
DC Bias Variable-Voltage Source .....	30
Remote Control Capability .....	30
General Information .....	31

This data sheet provides the specified and typical performance of the FieldFox family of portable analyzers. This data sheet should be used in conjunction with the technical overviews and configuration guide, for a complete description of the analyzers.

The specifications and measurement capabilities listed in this document require certain options on the FieldFox analyzer. Refer to the **FieldFox Configuration Guide** to obtain option information. The configuration guide (<http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-9836EN.pdf>) is the main resource for option/measurement capability information.

## Cable and Antenna Analyzer and Vector Network Analyzer

The performance listed in this section applies to the cable and antenna analyzer (referred to as CAT) and vector network analyzer (VNA) capabilities available in the following models:

- FieldFox microwave combination analyzers: **N9913A, N9914A, N9915A, N9916A, N9917A, N9918A**
- FieldFox microwave vector network analyzers: **N9925A, N9926A, N9927A, N9928A**

### Specification (spec)

Specifications include guardbands to account for the expected statistical performance distribution, measurement uncertainties, and changes in performance due to environmental conditions. Warranted performance. FieldFox must be within its calibration cycle. No warm-up required for the specifications listed on pages 3 through 7.

### Typical

Expected performance of an average unit; does not include guardbands. It is not covered by the product warranty. FieldFox must be within its calibration cycle.

### Nominal

A general, descriptive term or design parameter. It is not tested, and not covered by the product warranty. FieldFox must be within its calibration cycle.

<b>Models</b>	<b>Frequency range</b>
N9913A	30 kHz to 4 GHz
N9914A	30 kHz to 6.5 GHz
N9915A, N9925A	30 kHz to 9 GHz
N9916A, N9926A	30 kHz to 14 GHz
N9917A, N9927A	30 kHz to 18 GHz
N9918A, N9928A	30 kHz to 26.5 GHz
<b>Frequency reference</b>	<b>Spec</b>
	–10 to 55 °C
Accuracy	± 0.7 ppm (spec) + aging ± 0.4 ppm (typical) + aging
Accuracy, when locked to GPS	± 0.010 ppm (spec)
Accuracy, when GPS antenna is disconnected	± 0.2 ppm (nominal) <sup>1</sup>
Aging rate	± 1 ppm/yr for 20 years (spec), will not exceed ± 3.5 ppm
<b>Frequency resolution</b>	<b>Spec</b>
Frequency ≤ 5 GHz	1 Hz
Frequency ≤ 10 GHz	1.34 Hz
Frequency ≤ 20 GHz	2.68 Hz
Frequency ≤ 26.5 GHz	5.36 Hz
<b>Data points or resolution</b>	101, 201, 401, 601, 801, 1001, 1601, 4001, 10,001 Arbitrary number of points settable through front panel and SCPI
<b>IF bandwidth <sup>2</sup></b>	10 Hz, 30 Hz, 100 Hz, 300 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 10 kHz, 30 kHz, 100 kHz
<b>System impedance</b>	50 Ω (nominal), 75 Ω with appropriate adapter and calibration kit

1. The maximum drift expected in the frequency reference applicable when the ambient temperature changes ± 5 °C from the temperature when the GPS signal was last connected.
2. VNA mode only. Recommend using averaging in CAT mode.

## Cable and Antenna Analyzer and Vector Network Analyzer (continued)

Test port output power		Port 1 or port 2, high power, 23 ± 5 °C	
Frequency	Typical	Nominal	
30 kHz to 300 kHz	-11 dBm		
> 300 kHz to 2 MHz	-3 dBm	-2 dBm	
> 2 MHz to 625 MHz	-2 dBm	-1 dBm	
> 625 MHz to 3 GHz	+1 dBm	+3 dBm	
≥ 3 to 6.5 GHz	-1 dBm	+1 dBm	
≥ 6.5 to 9 GHz	-2 dBm	0 dBm	
≥ 9 to 14 GHz	-4 dBm	-2.5 dBm	
≥ 14 to 18 GHz	-6 dBm	-4.5 dBm	
≥ 18 to 23 GHz	-10 dBm	-8.5 dBm	
≥ 23 to 26.5 GHz	-12 dBm	-11 dBm	
Power level accuracy			
± 1.5 dB at -15 dBm, for frequencies > 250 kHz, typical			
Power range			
CAT: High, low and manual. Low power is -45 dBm, nominal. Default power is high.			
VNA: High, low and manual. Low power is -45 dBm, nominal. Default power is manual power of -15 dBm.			
Power step size			
Power settable in 1 dB steps across power range. Flat power, in 1 dB steps, is available across the whole frequency span, nominal.			
System dynamic range <sup>1</sup>		Port 1 or port 2, high power, 100 Hz IF bandwidth, 100 point average, -10 to 55 °C	
Frequency	Spec	Typical	
> 300 kHz to 9 GHz <sup>2</sup>	95 dB	100 dB	
≥ 9 to 14 GHz	91 dB	97 dB	
≥ 14 to 18 GHz	90 dB	94 dB	
≥ 18 to 20 GHz	87 dB	90 dB	
≥ 20 to 25 GHz	74 dB	79 dB	
> 25 to 26.5 GHz	65 dB	70 dB	
Trace noise <sup>3</sup>		Port 1 or port 2, high power, 300 Hz IF bandwidth, spec, -10 to 55 °C	
Frequency	Magnitude	Phase	
300 kHz	± 0.003 dB (rms)	± 0.020 degrees	
> 300 kHz to 10 GHz	± 0.002 dB (rms)	± 0.014 degrees	
> 10 to 20 GHz	± 0.004 dB (rms)	± 0.027 degrees	
> 20 to 26.5 GHz	± 0.010 dB (rms)	± 0.066 degrees	
Temperature stability		Nominal	
Magnitude		± 0.018 dB/°C ≤ 15 GHz, ± 0.08 dB/°C > 15 GHz	
Receiver compression		Port 1 or port 2, typical, 23 ± 5 °C	
500 MHz to 1 GHz		+10 dBm, 0.15 dB compression	
> 1 GHz to 26.5 GHz		+10 dBm, 0.10 dB compression	
Port 1 or port 2 maximum input level			
Average CW power		+27 dBm, 0.5 watts	
DC		± 50 VDC	
Immunity to interfering signals			
+16 dBm (nominal)			

1. For CAT mode "Insertion loss (2-port)", decrease listed dynamic range specifications by 20 dB, as CAT mode IFBW is fixed at 10 kHz. Can obtain full dynamic range by using S21 measurement in VNA mode with 100 Hz IFBW.

2. <300 kHz: 63 dB nominal; 2 MHz to 9 MHz: 85 dB spec, 90 dB typical

3. For CAT mode, increase trace noise by a factor of 5.7, as CAT mode IFBW is fixed at 10 kHz. Can use averaging in CAT mode to reduce trace noise, or use VNA mode with 300 Hz IFBW.

## Cable and Antenna Analyzer and Vector Network Analyzer (continued)

See [FieldFox Configuration Guide](#) for option information. Many capabilities listed in this Data Sheet require options.

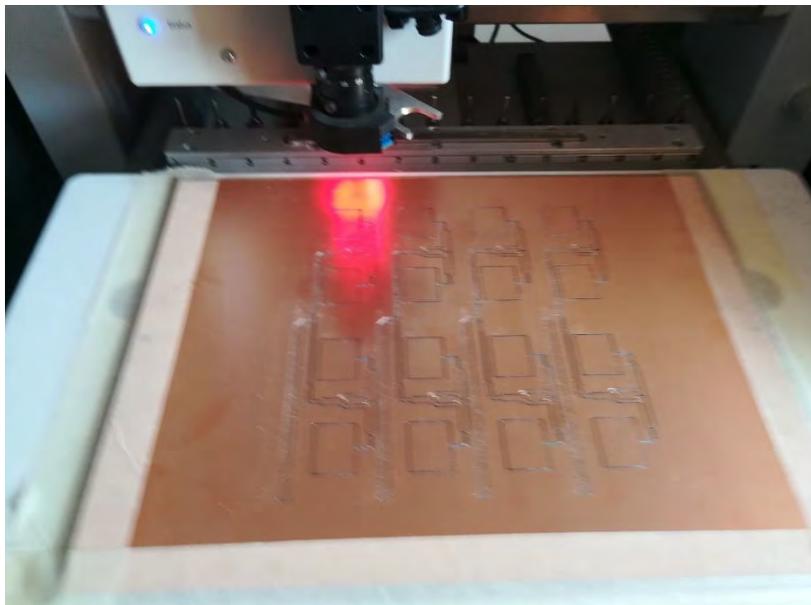
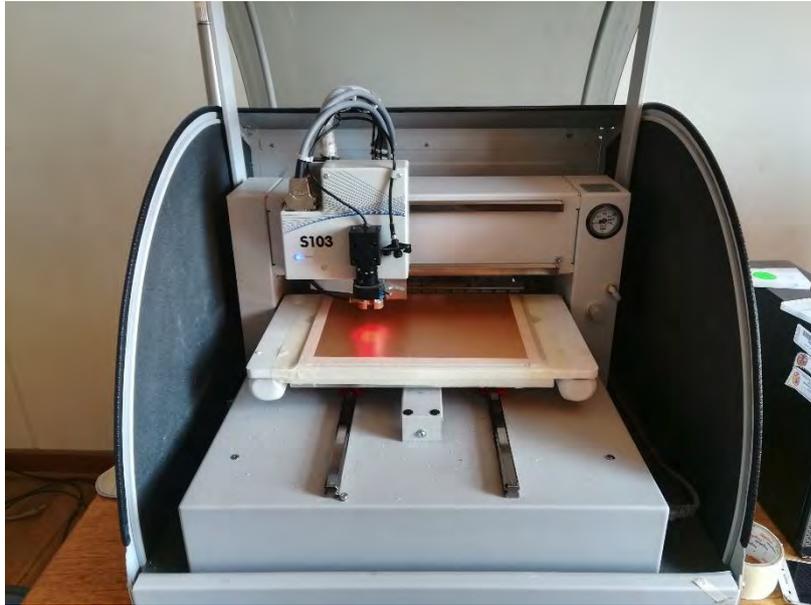
<b>Measurement speed</b>	
	Includes hardware sweep time, re-trace and display update.
<b>CAT</b>	
	Return loss, 30 kHz to 26.5 GHz, 1-port cal, 1001 points 850 $\mu$ s/pt
	Distance-to-fault, 100 meter cable, 1-port cal, 1001 points 850 $\mu$ s/pt
<b>VNA</b>	
	S11 and S21, 30 kHz to 26.5 GHz, enhanced response cal, 100 kHz IF bandwidth, 1001 points 850 $\mu$ s/pt
<b>Measurements</b>	
CAT	Distance-to-fault (dB), return loss, VSWR, distance-to-fault (VSWR), cable loss (1-port), insertion loss (2-port), distance-to-fault (linear or Rho)
VNA	T/R S11, S21
VNA S-parameters	S11, S21, S22, S12
VNA conversion	Impedance (Z), admittance (Y), 1/S
VNA mixed-mode S-parameters	Sc <sub>c</sub> 11, S <sub>d</sub> d11, S <sub>c</sub> d11, S <sub>d</sub> c11
<b>Number of traces</b>	
	Four traces available, Tr1, Tr2, Tr3, Tr4
<b>Display formats</b>	
	Single-trace
	Dual-trace overlay (both traces on one graticule)
	Dual-trace split (each trace on separate graticule)
	Three-trace overlay (all three traces on one graticule)
	Three-trace split (each trace on separate graticule)
	Quad-trace split (each trace on separate graticule)
<b>Trace formats</b>	
	Log magnitude, linear magnitude, VSWR, phase, Smith chart, polar, group delay, unwrapped phase, real impedance, imaginary impedance
<b>Frequency sweep type</b>	
	Linear
<b>Sweep trigger</b>	
	Continuous, single
Trigger type	Internal or external trigger input
	Edge trigger
	Sweep begins when external TTL signal occurs at the trigger input port
Polarity	Positive edge, negative edge
<b>CAT mode distance-tofault</b>	
	Start distance, stop distance. Units: meters or feet
<b>Sweep time</b>	
	Set sweep time in seconds
<b>Averaging</b>	
	Sweep and point averaging
	2 to 1000
<b>Smoothing</b>	
	0.25 to 25% of trace width
	Computes the moving average of adjacent data points. Smoothing aperture defines the trace width (number of points) to be averaged.

## Cable and Antenna Analyzer and Vector Network Analyzer (continued)

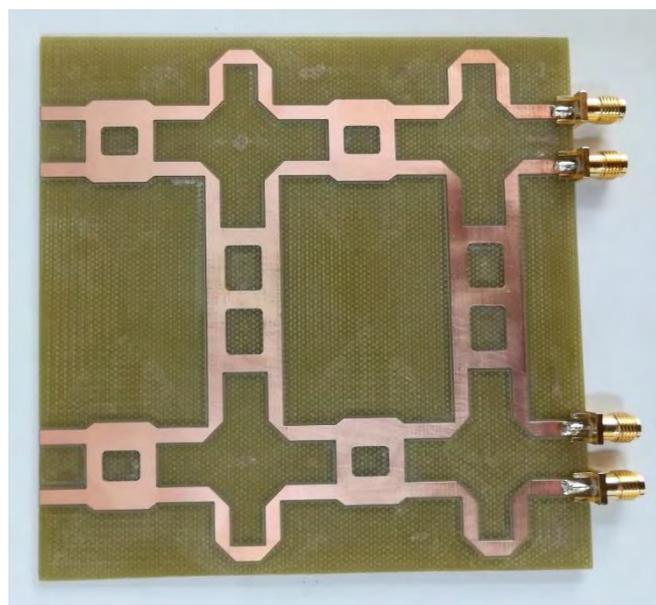
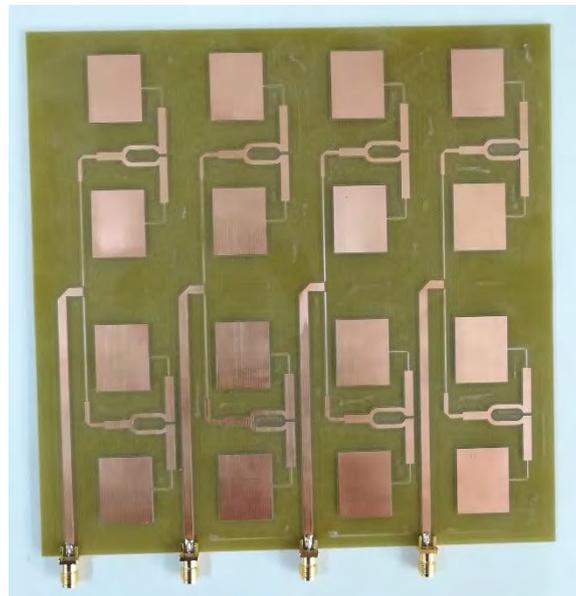
<b>Group delay</b>	
Aperture (selectable)	Frequency span / (number of points -1)
Maximum aperture	25% of frequency span
Minimum delay	Limited to measuring no more than 180 degrees of phase change within the minimum aperture.
<b>Electrical delay</b>	
	0 to 10 seconds
<b>Port extension</b>	
	For both port 1 and port 2, delay settings. Port extensions apply to all measurements.
<b>Title</b>	
	Add custom titles to the display
<b>Display data</b>	
	Display data, memory, data and memory, or data math
	One memory trace per data trace. Total of 4 memory traces
<b>Trace math</b>	
	Vector division or subtraction of current linear measurement values and memory data
<b>Scale</b>	
	Autoscale, scale, reference level, reference position
	Autoscale: Automatically selects scale resolution and reference value to center the trace.
	Autoscale all: Scales all visible traces.
<b>Display range</b>	
	Start, stop, center, span
Return loss, log magnitude	-1000 to 1000 dB
Log magnitude resolution	0.01 dB
Phase	-180 to +180 degrees (unwrapped phase can show larger values)
Phase resolution	0.01 degrees
Phase offset	-360 to +360 degrees
VSWR	1.01 to 1000
VSWR	0.01
<b>Data markers</b>	
	Each trace has six independent markers that can be displayed simultaneously.
	Delta markers are available for each marker.
<b>Marker formats</b>	
	Default marker format is the trace format. In Smith chart or polar format, [Real + Imag] or [Mag and Phase] formats are also available.
	Default, R+jX, Z magnitude, phase, real, imaginary, mag and phase
<b>Marker functions</b>	
	Peak, Next Peak, Peak Left, Peak Right, Mkr → Center, Mkr → Delay, Min Search, Peak Excursion, Peak Threshold, Target, Bandwidth (BW, Q, Loss), Tracking CAT mode only: Tracking 3 peaks (CAT mode), Marker → Start distance, Marker → Stop distance
<b>Marker table</b>	
	On/Off
<b>Marker types</b>	
	Normal, delta, data trace and memory trace markers
<b>Marker coupling</b>	
	On/Off (coupling between traces)

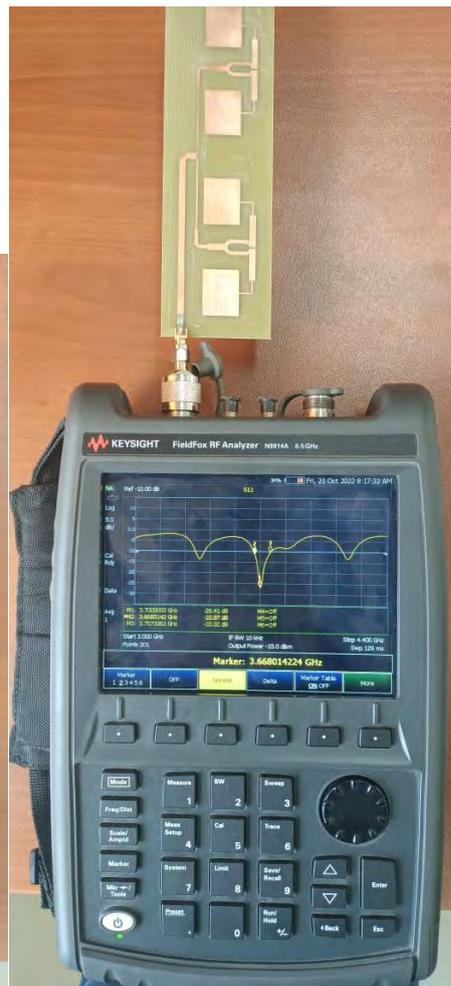
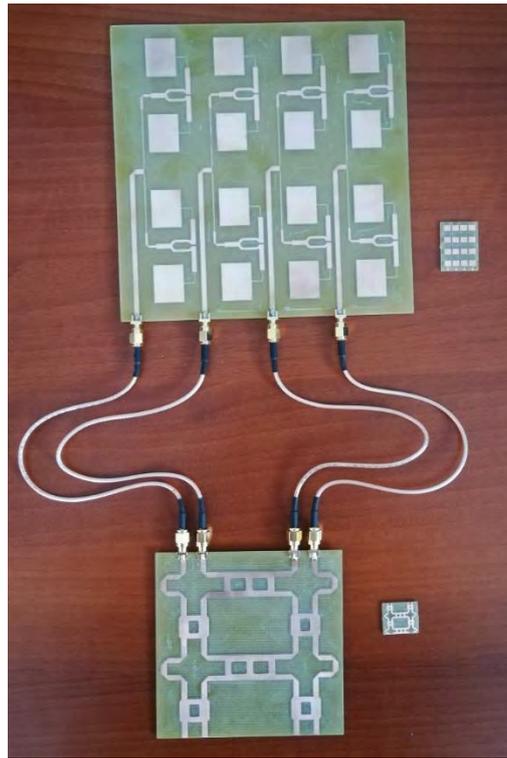
# GALERIA FOTOGRAFICA

## PROTOTIPADO DE MODELOS

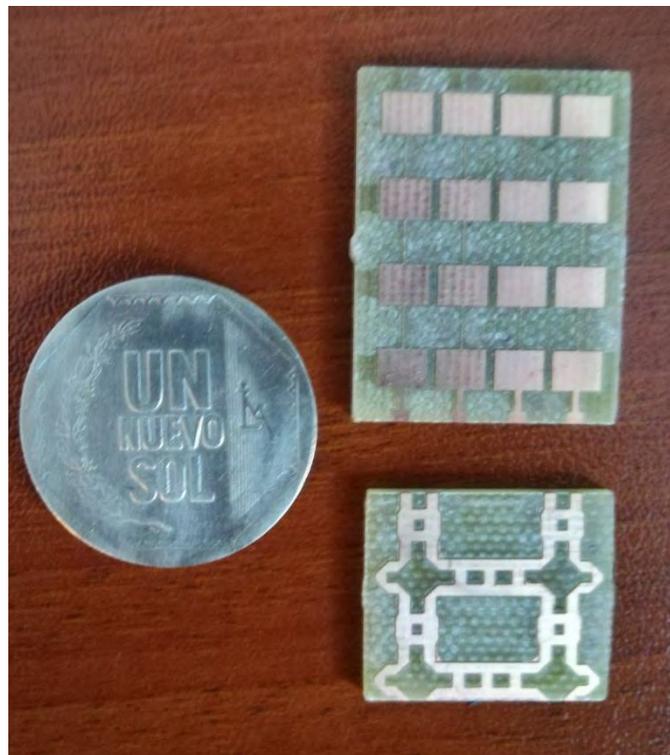
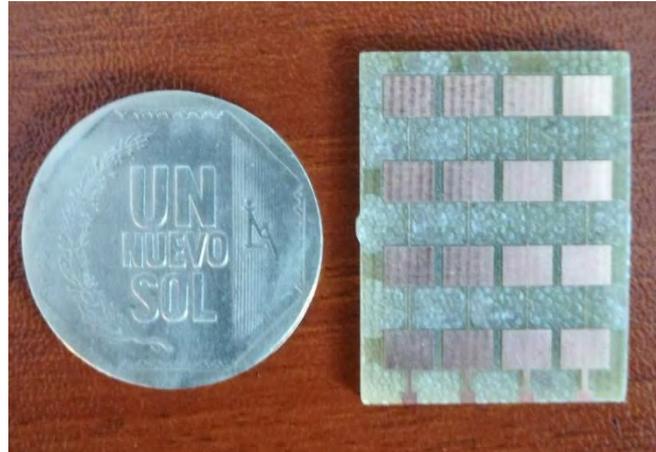


# SISTEMA BUTLER A 3.7 GHz





# SISTEMA BUTLER A 28 GHZ



## SISTEMA DE ANTENA LENTE

