



**Desarrollo de una red de antenas del tipo Patch, en la banda X, para beamforming con el  
módulo ADAR1000**

Iza Calispa, Sandro Andrés y Pillajo Vera, María Belén

Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

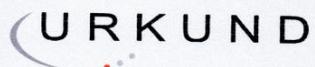
Carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones

Trabajo de Titulación, previo a la obtención del título de Ingeniero en Electrónica y

Telecomunicaciones

Ing. Tinoco Salazar, Alexis Fabricio, D.Sc.

27 de agosto del 2021



## Urkund Analysis Result

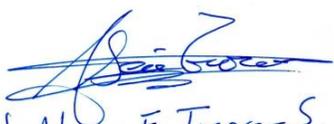
Analysed Document: Urku\_tempo.docx (D111763876)  
Submitted: 8/27/2021 10:28:00 PM  
Submitted By: sixto.reyna@utm.edu.ec  
Significance: 2 %

### Sources included in the report:

Urkud\_DiegoQuispe\_Final.txt (D78321223)  
Urkud\_Pilco\_Solorzano\_Finalv4.docx (D78377421)  
<https://repositorio.espe.edu.ec/bitstream/21000/23362/1/T-ESPE-044109.PDF>  
<http://repositorio.espe.edu.ec/jspui/bitstream/21000/21675/1/T-ESPE-043432.pdf>

### Instances where selected sources appear:

8



Prof. Alexis F. Tinoco-S.  
CI: 1706562178



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

### CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “**Desarrollo de una red de antenas del tipo Patch, en la banda X, para beamforming con el módulo ADAR1000**” fue realizado por los señores **Iza Calispa, Sandro Andrés** y **Pillajo Vera, María Belén** el cual ha sido revisado y analizado en su totalidad por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos legales, teóricos, científicos, técnicos y metodológicos establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 27 de agosto del 2021

Firma:



Ing. Tinoco Salazar, Alexis Fabricio – D.Sc.

C. C 1706562178



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES  
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

RESPONSABILIDAD DE AUTORÍA

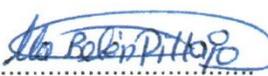
Nosotros, **Iza Calispa, Sandro Andrés y Pillajo Vera, María Belén**, con cédulas de ciudadanía n°1721020376 y 1727424788, declaramos que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: **Desarrollo de una red de antenas del tipo Patch, en la banda X, para beamforming con el módulo ADAR1000** es de nuestra autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos legales, teóricos, científicos, técnicos, y metodológicos establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas.

Sangolquí, 27 de agosto del 2021

Firmas:

  
.....  
Iza Calispa, Sandro Andrés

C.C.: 1721020376

  
.....  
Pillajo Vera, María Belén

C.C.: 1727424788



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES  
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN DE PUBLICACIÓN

Nosotros **Iza Calispa, Sandro Andrés y Pillajo Vera, María Belén**, con cédulas de ciudadanía n°1721020376 y 1727424788, autorizamos a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: **Desarrollo de una red de antenas del tipo Patch, en la banda X, para beamforming con el módulo ADAR1000** en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra responsabilidad.

Sangolquí, 27 de agosto del 2021

Firmas:

Iza Calispa, Sandro Andrés

C.C.: 1721020376

Pillajo Vera, María Belén

C.C.: 1727424788

## DEDICATORIA

Dedico este trabajo de titulación a una persona en especial que en estos últimos días dejó de existir, fue una persona que siempre creyó en mí, en que llegaría a ser un profesional sin dejar de lado la humildad, fue una persona que tenía un gran aprecio a mi persona y lastimosamente no tuvo la oportunidad de verme cumplir mi sueño, sin embargo, sé que desde el cielo estará muy orgullo de este momento. Es por ello y mucho más que dedico este trabajo de titulación a William Vargas (Tío William).

A mis padres Elvia y Cesar y hermano, los cuales siempre estuvieron a mi lado, siendo ellos la pieza clave en este gran logro. Siempre conté con sus palabras de aliento y de no dejarme rendir en cumplir mi sueño. Finalmente lo dedico a todos los educadores que me forjaron día a día tanto en lo académico como en lo personal y a mis compañeros.

Sandro Andrés Iza Calispa

Se lo dedico a mis seres de luz por darme la fuerza para continuar en este proceso. A mis padres Carmen y Jorge por su amor, trabajo, esfuerzo y sacrificio en estos años de educación y crecimiento, llegamos hasta aquí y estamos cosechando uno de muchos otros logros. Esto es por y para nosotros.

María Belén Pillajo Vera

## **AGRADECIMIENTOS**

Agradezco a Dios, ante todo por la salud siendo el factor importante para lograr mi sueño, sé que Él siempre estuvo presente en cada decisión que he tomado a lo largo de mi vida, y es por ello que este triunfo es por Él.

Agradezco a William Vargas (Tio William) el cual fue de los pocos familiares que siempre le importo mi progreso como persona y estudiante, siempre viviré agradecido con él por todo lo que hizo por mí, fue una persona muy buena con todos los que le rodeaban, siempre me incentivó a ser mejor cada día y logras mis objetivos.

Agradezco a mis padres Elvia y Cesar y hermano, que siempre estuvieron en los peores momentos, en los cuales estaba a punto de rendirme, sin embargo, gracias a ellos pude lograr mi sueño. Y a todos mis educadores en especial a mi tutor de proyecto que sin el esto no hubiera sido posible.

Agradezco al CICTE por el soporte y por haber usado los instrumentos del laboratorio. Los autores desean expresar su agradecimiento al "Laboratório de Antenas e Propagação - LAP" del "Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA" por el auxilio en el proceso de simulación de las geometrías con el software Asys HFSS.

Sandro Andrés Iza Calispa

## **AGRADECIMIENTOS**

Agradezco al Señor por bendecirme con la vida y por tener a mis padres en todo este momento ya que fueron partícipes en todo este proceso.

A mi familia, a Diego y sobre todo a mis padres Carmen y Jorge por su guía, consejos y apoyo en cada logro y pérdida que se presentaron en el proceso de mi formación tanto personal como profesional. A mis amigos quienes me han acompañado y compartido mi vida estudiantil, gracias por no rendirnos.

Agradezco al CICTE por el soporte y por haber usado los instrumentos del laboratorio. Los autores desean expresar su agradecimiento al "Laboratório de Antenas e Propagação - LAP" del "Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA" por el auxilio en el proceso de simulación de las geometrías con el software Asys HFSS.

María Belén Pillajo Vera

**TABLA DE CONTENIDOS**

URKUND .....	2
CERTIFICADO.....	3
RESPONSABILIDAD DE AUTORÍA .....	4
AUTORIZACIÓN DE PUBLICACIÓN.....	5
DEDICATORIA .....	6
AGRADECIMIENTOS .....	7
RESUMEN.....	19
ABSTRACT.....	20
CAPÍTULO I.....	21
INTRODUCCIÓN DEL PROYECTO DE INVESTIGACIÓN.....	21
Introducción.....	21
Justificación.....	23
Alcance.....	25
Objetivos.....	26
General.....	26
Específicos .....	26
Estructura del trabajo.....	27
CAPÍTULO II.....	29
RED DE ANTENAS DEL TIPO MICROCINTA .....	29
Antena del tipo microstrip.....	29
Historia del elemento de microcinta .....	29

Antena Patch.....	30
Parámetros físicos de las antenas de microcinta.....	31
Constante dieléctrica.....	32
Tangente de pérdidas.....	33
Mecanismo de irradiación en una antena de microcinta .....	33
Efecto de borde.....	34
Alimentación de la antena .....	35
Alimentación con línea de transmisión en microcinta .....	35
Alimentación coaxial.....	36
Alimentación indirecta por acoplamiento.....	38
Material dieléctrico (sustrato).....	38
Material FR4. ....	39
Método de análisis.....	40
Modelo de línea de transmisión.....	40
Parámetros que caracterizan el desempeño de las antenas.....	42
Coeficiente de reflexión $S_{11}$ .....	42
Impedancia.....	43
Eficiencia.....	43
Directividad.....	43
Ganancia.....	43
Ancho de banda.....	43

	11
Patrón de radiación.....	44
Revisión de la teoría de redes de antenas uniformes.....	45
Redes Lineales.....	46
Red linear uniformemente distribuida del tipo Broadside..	46
Red linear uniformemente distribuida del tipo End-fire.....	49
Red lineal uniformemente distribuida.....	50
Red planar uniformemente distribuida.....	52
Direccionamiento de Haz .....	53
Alternativas para el cambio del lóbulo principal (patrón de radiación) .....	54
Red del tipo Phase Array..	54
Distancia entre elementos (d).....	56
Numero de antenas.....	56
Aumento de directividad.....	56
Aumento de ganancia.....	56
Barrido de haz.....	57
Simulador electromagnético HFSS (High Frequency Structure System).....	57
CAPÍTULO III.....	59
GUÍA DE MANEJO Y PROGRAMACIÓN DE LA PLACA ADAR1000 .....	59
Características de la placa ADAR1000.....	59
Alimentación del dispositivo ADAR1000 .....	59
Modo de funcionamiento .....	60

	12
Control de ganancia .....	61
Software de evaluación .....	61
Interface Gráfica de Usuario .....	62
Control Transmisión / Recepción .....	63
Configuración de corrientes de polarización .....	65
Control SPI y habilitación del modo de operación .....	67
Control de ganancia .....	68
Transmisión .....	71
Recepción .....	71
Anulación de carga .....	71
Control de fase .....	72
Programación manual de registros .....	74
Programación de la tarjeta ADAR1000 .....	74
CAPÍTULO IV .....	77
SIMULACIÓN, OPTIMIZACIÓN, CONSTRUCCIÓN Y MEDIDAS DE LA RED 4X1 .....	77
Diseño del elemento de 8 GHz .....	77
Impedancia de entrada .....	80
Simulación de una antena .....	81
Conectores SMA Pasternack .....	86
Cable coaxial PE-SR405FL .....	87
Diseño de la red de antenas 4x1 .....	88

Distancia entre las antenas.....	88
Simulación de la red colineal de antenas 4x1 con densidades de corriente eléctrica superficial $\vec{J}(x, y)$ distribuidas a lo largo del eje x.....	90
Simulación optimizada.....	94
Simulación de la red colineal de antenas 4x1 con densidades de corriente superficial paralelas.....	101
Construcción de la red.....	108
Construcción de los cables para conectar la antena.....	113
Medidas.....	115
Medidas realizadas en el ADAR1000.....	115
Acoplamiento Adar1000 + red 4x1.....	118
CAPÍTULO V.....	120
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	120
Conclusiones.....	120
Recomendaciones.....	122
Trabajos futuros.....	122
BIBLIOGRAFÍA.....	123

## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1</b> Rangos de la constante dieléctrica de los materiales.....	39
<b>Tabla 2</b> Principales características del Módulo ADAR1000.....	59
<b>Tabla 3</b> Valores de alimentación del ADAR1000.....	60
<b>Tabla 4</b> Descripción de bits para TX_ENABLES .....	63
<b>Tabla 5</b> Descripción de bits para RX_ENABLES.....	63
<b>Tabla 6</b> Configuración de SPI para diferentes modos de energía-Tx.....	65
<b>Tabla 7</b> Configuración de SPI para diferentes modos de energía-Rx.....	66
<b>Tabla 8</b> Descripción de bits para SW_CTRL.....	68
<b>Tabla 9</b> Descripción de bits para Control de ganancia en transmisión .....	69
<b>Tabla 10</b> Descripción de bits para Control de ganancia en recepción.....	71
<b>Tabla 11</b> Descripción de bits para LD_WRK_REGS .....	73
<b>Tabla 12</b> Código de programa con salida de amplitud y fase constante.....	75
<b>Tabla 13</b> Características del sustrato FR4 .....	77
<b>Tabla 14</b> Características de la antena para el simulador .....	81
<b>Tabla 15</b> Dimensiones de la red colineal .....	91
<b>Tabla 16</b> Dimensiones de la red colineal optimizadas .....	95
<b>Tabla 17</b> Características de los 4 casos de fases progresivas.....	100
<b>Tabla 18</b> Dimensiones de la red colineal con densidades de corriente superficial paralelas al plano xz.....	102
<b>Tabla 19</b> Características de los 4 casos de fases progresivas.....	107
<b>Tabla 20</b> Rendimiento por banda de frecuencia.....	114

<b>Tabla 21</b> Código de programa con salida de ganancia variable, amplitud y fase constante.....	115
<b>Tabla 22</b> Niveles de potencia en los canales de transmisión.....	116

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1</b> Composición del elemento de microcinta.....	30
<b>Figura 2</b> Antena Patch.....	31
<b>Figura 3</b> Constante dieléctrica .....	33
<b>Figura 4</b> Radiación de la antena de microcinta.....	34
<b>Figura 5</b> Alimentación a través de una línea de microcinta .....	36
<b>Figura 6</b> Alimentación por conector coaxial .....	37
<b>Figura 7</b> Impedancia de entrada al patch .....	37
<b>Figura 8</b> Alimentación indirecta.....	38
<b>Figura 9</b> Longitudes físicas y efectivas de la antena.....	42
<b>Figura 10</b> Diagrama del patrón de radiación de la antena.....	44
<b>Figura 11</b> Red broadside .....	47
<b>Figura 12</b> Diagrama de radiación de una red broadside con 10 elementos.....	48
<b>Figura 13</b> Red end-fire.....	51
<b>Figura 14</b> Red de escaneo electrónico.....	51
<b>Figura 15</b> Red del tipo planar.....	52
<b>Figura 16</b> Escaneo en fase de una red lineal.....	54
<b>Figura 17</b> Agrupamiento en fase .....	55
<b>Figura 18</b> Ganancia Normalizada vs Código de Control de Ganancia de 7 bits .....	61
<b>Figura 19</b> Habilitar control de memoria en modo SPI (Interfaz de puerto en serie) .....	62
<b>Figura 20</b> Habilitación de controles de operación .....	64
<b>Figura 21</b> Configuración de corrientes de polarización de transmisión .....	65

<b>Figura 22</b> Configuración de corrientes de polarización de recepción.....	66
<b>Figura 23</b> Habilitación del modo de operación.....	67
<b>Figura 24</b> Configuración del control de ganancia en transmisión.....	69
<b>Figura 25</b> Configuración del control de ganancia en recepción .....	70
<b>Figura 26</b> Configuración del control de fase .....	72
<b>Figura 27</b> Configuración para cargar la información en los registros .....	73
<b>Figura 28</b> Ganancia de potencia en función del bit de control de ganancia.....	76
<b>Figura 29</b> Dimensiones del patch y del sustrato .....	79
<b>Figura 30</b> Ubicación del conector coaxial .....	80
<b>Figura 31</b> Vista frontal de la antena patch .....	82
<b>Figura 32</b> Representación de la Impedancia de entrada .....	83
<b>Figura 33</b> Simulación parámetro S11 de la antena .....	83
<b>Figura 34</b> Representación del parámetro VSWR de la antena .....	84
<b>Figura 35</b> Simulación Diagrama de la función de directividad .....	85
<b>Figura 36</b> Diagrama de la función de directividad.....	86
<b>Figura 37</b> Conector SMA.....	87
<b>Figura 38</b> Cable coaxial PE-SR405FL.....	87
<b>Figura 39</b> Distancia entre elementos (antenas) .....	89
<b>Figura 40</b> Red colineal con densidad de corriente distribuida a lo largo del eje X.....	90
<b>Figura 41</b> Representación de las características de la red de antenas 4x1.....	92
<b>Figura 42</b> Diagramas de irradiación en la condición Broadside para los planos E y H .	93
<b>Figura 43</b> Función directividad total con diferente distancia entre elementos.....	94

<b>Figura 44</b>	Representación de las características de la red de antenas 4x1 optimizada	96
<b>Figura 45</b>	Diagramas de la función directividad en los planos E y H.....	97
<b>Figura 46</b>	Diagramas de la función directividad en los planos E y H en 30°.....	98
<b>Figura 47</b>	Diagramas de la función directividad en los planos E y H en 60°.....	99
<b>Figura 48</b>	Diagramas de la función directividad en los planos E y H en 90°.....	100
<b>Figura 49</b>	Red 4x1 con densidades de corriente superficial paralelas al plano XZ ....	101
<b>Figura 50</b>	Características de la red colineal con densidades de corriente superficial paralelas.....	103
<b>Figura 51</b>	Diagramas de la función directividad en los planos E y H.....	104
<b>Figura 52</b>	Diagramas de la función directividad en los planos E y H en 30°.....	106
<b>Figura 53</b>	Diagramas de la función directividad en los planos E y H en 60°.....	106
<b>Figura 54</b>	Diagramas de la función directividad en los planos E y H en 90°.....	107
<b>Figura 55</b>	Simulación en el programa IsoPro de la red colineal 4x1 .....	109
<b>Figura 56</b>	Procedimiento de prototipado de los elementos de la red .....	110
<b>Figura 57</b>	Procedimiento de prototipado frontal de los elementos de la red terminada	111
<b>Figura 58</b>	Trabajos realizados en la cara inferior de la red y geometría final de la red	112
<b>Figura 59</b>	Fotografía de red de micro cinta lineal 4x1 colineal construida .....	112
<b>Figura 60</b>	Fotografía de red con los cables.....	114
<b>Figura 61</b>	Ganancia de potencia en función del bit de control de ganancia.....	117
<b>Figura 62</b>	Medidas de potencia en transmisión.....	118
<b>Figura 63</b>	Fotografía del acoplamiento de la red con el ADAR1000 .....	119

## RESUMEN

El presente proyecto desarrolla una red de antenas Patch que trabaja en la banda X, así como su acoplamiento al módulo ADAR1000, el cual será utilizado para controlar el lóbulo de radiación mediante el cambio de amplitud y fase en cada elemento del arreglo. La metodología es de tipo teórico / experimental. El presente proyecto da continuidad al elaborado por Solange Pilco y Jonathan Solorzano y es parte del proyecto “sistemas de última generación para inteligencias de señales” correspondiente al Centro de Investigación de Aplicaciones Militares-CICTE.

Los sistemas de comunicación de banda X han originado un gran interés en los últimos años y en los que se han dedicado inversiones considerables a nivel mundial. Esto se debe a las múltiples ventajas entre las más importantes se destacan: las dimensiones de sus antenas tienden a ser menores y su longitud de onda, para esta banda, es menor llegando a ser sensitivas a objetos de pequeño tamaño y aunque presentan desventajas como la atenuación, parásitos de mar y lluvia, es uno de los sistemas que mayores ventajas posee. Con el pasar de los años los avances tecnológicos se han reflejado en reducción costos y por ende se ha popularizado sus usos en el ámbito militar, civil y gubernamental para varias aplicaciones como control de tráfico aéreo, radar meteorológico, sistemas de defensa, entre otros.

### **PALABRAS CLAVE:**

- **RED DE ANTENAS PATCH**
- **BANDA X**
- **ADAR1000**

## **ABSTRACT**

This project develops a patch antenna network that works in the X band, as well as its coupling to the ADAR1000 module, which will be used to control the radiation lobe by changing the amplitude and phase in each element of the array. The methodology is theoretical / experimental. This project follows on from the one prepared by Solange Pilco and Jonathan Solorzano and is part of the project "State-of-the-art systems for signal intelligences" corresponding to the Military Applications Research Center-CICTE.

X-band communication systems have generated great interest in recent years and in which considerable investments have been made worldwide. This is due to the multiple advantages, among the most important, they stand out: the dimensions of their antennas tend to be smaller and their wavelength, for this band, is lower, becoming sensitive to small objects and although they have disadvantages such as attenuation, sea and rain parasites, is one of the systems with the greatest advantages. Over the years, technological advances have been reflected in cost reduction and therefore its uses have become popular in the military, civil and government fields for various applications such as air traffic control, weather radar, defense systems, among others.

### **KEYWORDS:**

- **PATCH ANTENNAS ARRAY**
- **BAND X**
- **ADAR1000**

## CAPÍTULO I

### INTRODUCCIÓN DEL PROYECTO DE INVESTIGACIÓN

#### Introducción

En años recientes el desarrollo de las telecomunicaciones, en esencial la inalámbrica ha adquirido gran relevancia por su menor costo, compatibilidad, mayor robustez, etc. mejorando así la eficiencia al momento de transmitir información, dando lugar a la creación de nuevas aplicaciones basadas en esta tecnología. Las telecomunicaciones han influenciado en varios ámbitos como en la telefonía celular, Wifi, GPS, pero en la que más se ha trabajado y existen varias investigaciones es en el ámbito militar por la importancia de poseer equipos con la mayor precisión posible.

Las bandas X y Ku son las más utilizadas en ámbitos civiles y militares para procesos de vigilancia tanto marítima como área. Al emplear frecuencias de microonda altas se conseguiría que el tamaño de las antenas transmisores y receptoras sean menores y también se liberaría espectro en frecuencias bajas, al ser las antenas pequeñas y de muy poco peso, esto permite una mayor adaptación en cualquier tipo de superficie. Normalmente los radares utilizados en vigilancia militar realizando un giro de 360 grados a la velocidad de promedio 60 rpm, permitiendo así la transmisión y recepción simultanea de información (Analog Devices, 2019).

Una agrupación de antenas consta de varios elementos que pueden ser alimentadas de forma conjunta o individual utilizando un control de fase el cual nos permitirá eliminar las direcciones no deseadas y sumando las direcciones deseadas, además se puede utilizar un control de retardo de tiempo para poder controlar un haz hasta un determinado ángulo. Al utilizar un conjunto de antenas la ventaja es que se tiene un mayor control del diagrama de radiación que al trabajar con un solo elemento, otra de las razones por las cuales se utiliza un agrupamiento de antenas es con el motivo de controlar con un haz mayor directivo (Microwave Journal,2019).

Por lo descrito anteriormente, gracias al avance tecnología en las telecomunicaciones se dio la creación del dispositivo ADAR1000 el cual fue producido por Analog Devices, el cual este nos permite a través de un software modificar la fase y amplitud de cada elemento de un agrupamiento de antenas dando así lugar a la modificación del diagrama de radiación, con el objetivo de ya no depender de un movimiento físico de las antenas para obtener un barrido de cierto espacio de vigilancia. Con este desarrollo tecnología se obtiene la ventaja de ya no contar con parte mecánica para el movimiento de las antenas, aparte de contar con un menor peso, precio y con mayor eficiencia en el desempeño del sistema de rastreo, este tipo de arreglos de los conoce como phased array.

Como se lo mencionó anteriormente muchos de los sistemas de radares utilizan un sistema mecánico (motores, servomotores, etc.) para el movimiento de las antenas tanto en azimut como en elevación y poder realizar el rastreo en el espacio, siendo esta técnica ineficiente al ser pesada, lenta y sensible a cualquier error mecánico, siendo el agrupamiento en fase la mejora a este sistema.

El phased array permite modificar el diagrama de radiación tanto en azimut y elevación electrónicamente, esto se logra al modificar la fase y amplitud de las fuentes que alimenten a los elementos del arreglo. La ventaja de este sistema es que no está propenso a daños mecánicos ya que las antenas se mantienen estáticas, además son más livianos y menos costosas.

## Justificación

Las telecomunicaciones han evolucionado de tal manera que, en la actualidad, se disponen de varios métodos que permitan mejorar la transmisión y recepción de la señal de información. En un enlace de telecomunicaciones inalámbrico todos sus bloques funcionales realizan un trabajo específico. De entre ellos las antenas son las encargadas de realizar el acoplamiento entre el transmisor/receptor y el medio de transmisión. Siendo que las antenas son caracterizadas por ciertos parámetros típicos como diagramas de irradiación, directividad, polarización, entre otros, el mejoramiento de algunas de estas puede producir el aumento de calidad y confiabilidad de los datos transmitidos/recibidos. En diversas aplicaciones es necesario diseñar antenas con ganancias elevadas, con diagramas de irradiación conformados, con ángulos de 3 dB amplios o con elevada directividad (Alvarez, 2013), (Uribazo, 2015). Esas exigencias pueden verse reflejadas en incrementos en las distancias de los enlaces, reducción en las potencias del transmisor, mejora en la sensibilidad del receptor, etc. Estos beneficios tienen un costo que es la complejidad del diseño de la antena o de una red de antenas. En este punto se debe resaltar que una de las principales características de los arreglos de antenas es que su lóbulo principal de irradiación puede ser controlado para cambiar su dirección de apuntamiento variando la fase y/o amplitud de la corriente que excita a cada uno de los elementos del arreglo, sin necesidad de moverla físicamente. Ese tipo de red recibe el nombre de *phased array* y se lo puede encontrar en modernos sistemas de radar (Analog Devices, 2019), (Microwave Journal, 2019), (Analog Devices now incorporates Linear Tehnology, 2019).

Los sistemas de arreglos en fase obtuvieron popularidad a lo largo de los años especialmente en el ámbito militar y en sus orígenes el control de las variaciones de amplitud y fase fueron implementados de forma discreta. Actualmente varios fabricantes han puesto en el mercado nuevos productos completamente integrados y hacen el control

directo de fase y amplitud de una señal de RF. Un ejemplo de estos integrados es el ADAR1000 fabricado por *Analog Devices*<sup>TM</sup> (Uribazo, 2015). Esos integrados permiten reducir significativamente el tamaño/peso de los *phased array*, constituyéndose de esta forma en una gran solución para los sistemas de comunicaciones y radares con arreglos de fase.

Muchas de las aplicaciones que el módulo ADAR1000 ofrece están enfocadas a sistemas de comunicaciones, monitoreo del clima, radares para defensa, vigilancia, control de tráfico aéreo y especialmente para subsistemas aviónicas. Al disminuir considerablemente el tamaño físico y los tiempos de implementación las mencionadas áreas han sido directamente beneficiarias.

La continuación de este proyecto de investigación se encuentra enfocado principalmente al uso del módulo ADAR1000 acoplado a una red de 4 antenas del tipo microcinta que trabaja en la frecuencia de 8 GHz (Banda X). La característica de control de la dirección de apuntamiento del lóbulo principal de irradiación, por medio del ajuste de la amplitud y fases de las corrientes de alimentación del arreglo, será estudiada. Finalmente, considerando que el presente proyecto de titulación conlleva tareas específicas de desarrollar procedimientos y metodologías de estudio, análisis, simulación y construcción de la red de antenas, técnicas de control de la dirección de apuntamiento del lóbulo principal de irradiación, su evaluación teórica y experimental, el presente proyecto justifica plenamente la participación de dos estudiantes de la carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones.

## Alcance

El presente proyecto de titulación está basado en la investigación del dispositivo (ADAR1000) el cual tiene como objetivo facilitar el control del lóbulo de radiación de una antena o red de antenas electrónicamente, modificando la fase y amplitud de alimentación, con esto se desea lograr grandes beneficios especialmente en el área militar. Además, se llevará a cabo el diseño, simulación e implementación de una red de antenas 4x1, el cual tiene como objetivo mejorar las características de directividad y ganancia de una sola antena.

El diseño de la red de antenas 4x1 se basó en la teoría del diseño de una sola antena para 8GHz, posteriormente se utilizó conceptos de red broadside para la ubicación de los otros elementos de la red, fue necesario la utilización del software HFSS para la simulación de las características electromagnéticas de las antenas previo a la implementación de la red. Con la ayuda del simulador se trabajó en dos escenarios, el primero donde la densidad de corriente superficial se distribuye a lo largo del eje x, y el segundo escenario cuando la densidad de corriente superficial es paralela.

La implementación de la red se la llevó a cabo con el equipo prototipaje (Quick Circuit 5000). Se realizó pruebas de niveles de potencia de salida en  $T_{X1}, T_{X2}, T_{X3}, T_{X4}$  a una frecuencia de 8GHz con un ángulo de desfase de  $45^\circ$ . Adicionalmente se realizó el diseño de la baja de antena de la red, teniendo en cuenta su exactitud al momento de la construcción. Las actividades mencionadas anteriormente fueron realizadas en el Laboratorio de Telecomunicaciones del Centro de Investigación de Aplicaciones Militares-CICTE ya que este cuenta con los equipos necesarios para llevar a cabo el trabajo de titulación.

## **Objetivos**

### ***General***

Desarrollar una red de 4 antenas del tipo Patch, en la banda X, para acoplarlo al módulo ADAR1000 para controlar la dirección de apuntamiento del lóbulo de irradiación del arreglo.

### ***Específicos***

- Levantar el estado del arte de arreglos con control de su amplitud/fase y sus aplicaciones.
- Construir un prototipo de una red de 4 antenas de tipo Patch en 8 GHz
- Utilizar simuladores electromagnéticos para mejorar el desempeño de la red de antenas.
- Acoplar el arreglo de antenas al módulo ADAR1000 para controlar la dirección de apuntamiento del lóbulo de radiación.
- Analizar experimentalmente los resultados obtenidos.

## **Estructura del trabajo**

El presente documento describe la investigación realizada sobre el módulo ADAR1000 y su utilización en el control del diagrama de radiación de una red de antenas. Además, se realizó el estudio de redes de antenas para el diseño, simulación e implementación de una red la cual será acoplada al módulo. Dicho documento se encuentra dividido en V capítulos los cuales se los describirá brevemente a continuación.

El capítulo I contiene una breve introducción sobre temas relacionados a la investigación del trabajo de titulación. Además de explicar el porqué de la importancia de realizar este tipo de investigaciones, el alcance y los objetivos que se plantearon.

El capítulo II contiene la investigación realizada sobre los parámetros físicos de las antenas, tipos de alimentación y sus características. Además, se trata sobre el material a utilizar como dieléctrico, se realiza una explicación sobre el método de análisis utilizado para el diseño de la red. Adicionalmente se realiza una investigación sobre el software HFSS en cual nos servirá en la simulación de la red de antenas. Se realiza el diseño de una antena, para continuar con la investigación sobre redes de antenas, abarcando temas relevantes como redes lineales, planares, alternativas para el cambio del lóbulo de radiación, la distancia que debe existir entre elementos y cuáles son los beneficios de trabajar con más de dos antenas y para terminar se presenta el diseño y simulación de la red.

El capítulo III se detalló las características principales de operación, uso y funcionamiento de la tarjeta ADAR1000. Con el uso del software de evaluación se realizó un breve análisis de la funcionalidad de la placa definiendo la estructura de programación donde se describió con mayor detalle el uso de registros. El siguiente paso es extender y depurar la estructura de programación enfocado al diseño y simulación de la red de antenas 4x1 y el acoplamiento en la tarjeta ADAR1000 que será tratado en el siguiente capítulo.

El capítulo IV contiene lo que es el proceso de construcción de la red, desde la obtención del formato gerber del formato .dxf, el cual es utilizado para la comunicación con la prototipado, posteriormente se explica los procedimientos y cuidados que se tuvo al momento de realizar cada paso de la construcción de la red. Posteriormente se explica la colocación de los conectores SMA de cada patch y para finalizar este proceso se compara el tamaño de la red con una moneda de veinticinco centavos de dólar. Además, se tiene el diseño y construcción de la bajada de antena de la red. Se realizó pruebas de niveles de potencia de salida en cada uno de los puertos de transmisión del módulo  $T_{X1}, T_{X2}, T_{X3}, T_{X4}$  a una frecuencia de 8GHz con un ángulo de desfase de  $45^\circ$ .

Finalmente, el capítulo V contiene las conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros que pueden salir de este trabajo de investigación.

## CAPÍTULO II

### RED DE ANTENAS DEL TIPO MICROCINTA

#### Antena del tipo microstrip

##### *Historia del elemento de microcinta*

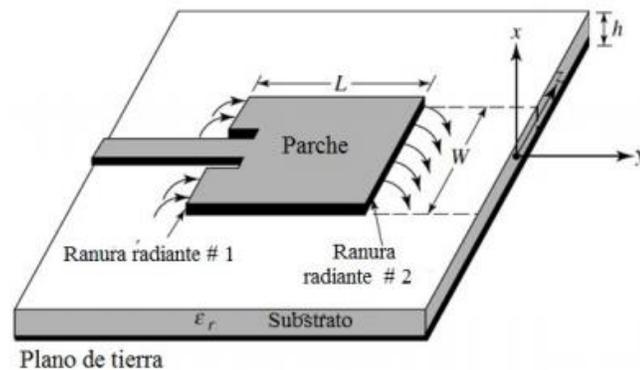
El concepto de microcinta (del inglés *microstrip*) fue propuesto por primera vez en 1953 por Deschampe. Posteriormente, Howell y Munson desarrollaron en 1970 la primera antena utilizando esta tecnología. Ese tipo de topologías que operan en las bandas de VHF (*Very High Frequency*), UHF (*Ultra High Frequency*), microondas (*mWave*) e incluso ondas milimétricas (*mmWave*) pueden ser fabricadas utilizando técnicas de circuito impreso (Rodríguez, 2012).

La topología de este tipo de elemento irradiador está constituida por una cinta eléctrica fina, con espesura en el orden de las decenas de micrómetros, separada de un plano de tierra por un material dieléctrico de bajas pérdidas denominado sustrato. Las características eléctricas del sustrato más importantes y que influyen en el diseño del irradiador son la permitividad eléctrica ( $\epsilon_r$ ) y su tangente de pérdida ( $\tan \delta$ ). En términos de costo las topologías de micro cinta tienen un costo considerablemente bajo en comparación con otras arquitecturas como las antenas de abertura tradicionales o las antenas tubulares. Adicionalmente, las antenas de microcinta son más livianas, aerodinámicas y permiten la integración con circuitería activa o pasiva. Otras ventajas de esta tecnología es la adaptación a superficies curvas, resistencia a choques y los valores de patrones de radiación y ganancia son elevados. Sin embargo, también se tiene desventajas de esta tecnología como son un ancho de banda muy estrecho, del orden del 2%, pérdidas no depreciables dependiendo del sustrato. En la Figura 1 se puede observar las partes que compone un irradiador de microcinta, siendo la cara superior el conocido como *patch*, la cara inferior del mismo material es el plano de tierra, y estas dos capas son separadas por el sustrato dieléctrico (Muñoz, 2017).

La frecuencia de resonancia (frecuencia de operación) en una antena de microcinta depende de los parámetros geométricos del patch, esto es: ancho ( $W$ ), largo ( $L$ ), tipo y posición del punto de alimentación y de la espesura del sustrato ( $h$ ). Además, el parámetro que controla la eficiencia de la antena es el material del conductor mientras que las dimensiones de las antenas se ven afectadas por el material del dieléctrico (Vicente, 2018).

### Figura 1

*Composición del elemento de microcinta*



*Nota.* Descripción de los nombres las partes fundamentales de un elemento de microcinta. Tomado de Diseño, implementación y pruebas de un arreglo de antenas por fase para la detección de la emisión electromagnética de teléfonos celulares, por Muñoz Pardo, C. E. (2017).

### **Antena Patch**

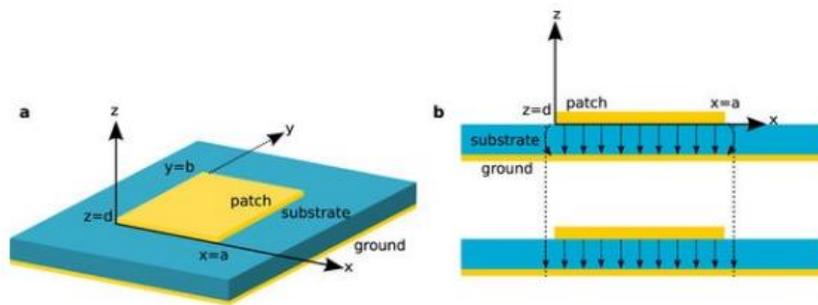
En este tipo de antena existen dos principales mecanismos de funcionamiento. El primero es una línea de transmisión formada por dos planos conductores, semejante a una línea de transmisión con topología microstrip, y el segundo es un mecanismo de irradiación que ocurre en los bordes del elemento irradiador (Muñoz, 2017). Ese último mecanismo hace que

las dimensiones físicas de la antena sean mayores en la dirección de la dimensión que controla la frecuencia de operación.

La Figura 2 muestra una antena patch construida a través de microcinta, se puede apreciar las tres capas antes mencionadas (patch, sustrato, tierra) y sus longitudes físicas, i.e. la dimensión en  $x$  (lado resonante) es igual a  $a$ , su dimensión en  $y$  (lado no resonante) es igual a  $b$  y la espesura del sustrato es igual a  $d$ . Además, se puede observar las líneas de campo que se establecen en los bordes de la antena (Muñoz, 2017).

**Figura 2**

*Antena Patch*



*Nota.* Antena Patch. Tomado de Diseño, implementación y pruebas de un arreglo de antenas por fase para la detección de la emisión electromagnética de teléfonos celulares, por Muñoz Pardo, C. E. (2017).

### ***Parámetros físicos de las antenas de microcinta***

El desarrollo de la tecnología de materiales permitió sintetizar dieléctricos con mejores controles de tolerancia en su espesura, permisividad eléctrica, tangente de pérdidas, estabilidad térmica y homogeneidad. Estos avances permitieron el diseño de antenas con diversas topologías. Es por ello que existe una gran variedad de sustratos de diferentes características y dimensiones. El sustrato que se debe utilizar depende de

varios factores relacionados con el tipo de aplicación. Entre los parámetros mínimos que deben llevarse en cuenta en la selección del substrato está la constante dieléctrica ( $\epsilon$ ) y la tangente de pérdidas ( $\tan\delta$ ).

**Constante dieléctrica.** La constante dieléctrica o permitividad eléctrica es el parámetro que relaciona el vector campo eléctrico y el vector densidad de flujo eléctrico. Es decir, nos permite conocer la interacción de este material con el campo eléctrico, o como este material llega a polarizarse al ser sometido a una corriente eléctrica con la finalidad de disminuir el campo que existe dentro del material (Anta, 2020). La permitividad eléctrica está compuesta por una parte real que indica la cantidad de energía que disipa el material, y una parte imaginaria la cual nos indica cuanta energía se almacena en el material, estas dos partes son medidas con referencia al campo eléctrico y en función de la frecuencia del campo (Franco, 2017).

En la Figura 3 se representa gráficamente la constante dieléctrica o permitividad eléctrica, separando la parte real ( $\epsilon'$ ) de la parte imaginaria ( $\epsilon''$ ). La permitividad de un material es un parámetro que depende de la frecuencia (frecuencia de operación), de la estructura del material y de la temperatura (Franco, 2017). Ese valor está disponible en tablas universales y suele estar disponible en la literatura especializada.

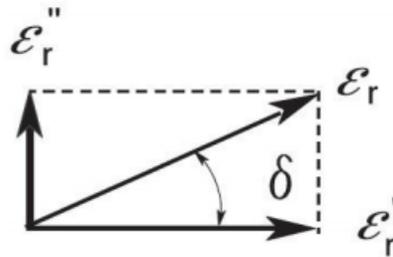
En términos prácticos ese parámetro no suele ser muy utilizado y suele ser sustituido por la permitividad eléctrica relativa, cuya definición es dada por:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (1)$$

donde  $\epsilon$  la permitividad absoluta del material,  $\epsilon_0$  es la permitividad eléctrica absoluta en el vacío y cuyo valor es igual a  $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$  F/m.

### Figura 3

Constante dieléctrica



*Nota.* Las componentes (real e imaginaria) de la constante dieléctrica. Tomado de *Permittivity measurement using coupled microstrip resonators* (Bachelor's thesis, Universitat Politècnica de Catalunya), por Franco Herruzo, J. J. (2017)

**Tangente de pérdidas.** La tangente de pérdida está dada por la relación entre la parte real de la permitividad y su parte imaginaria. Lo que representa este parámetro son las pérdidas de energía en el dieléctrico, la tangente de pérdidas es adimensional. Además, la tangente de pérdida puede ser considerada como la disipación de energía electromagnética a través del calor y está dada por (Franco, 2017):

$$\tan\delta = \frac{\sigma'}{\omega * \epsilon'} \quad (2)$$

donde  $\sigma'$  es la conductividad equivalente del medio,  $\epsilon'$  es la parte real de la permitividad compleja del medio y  $\omega$  es la frecuencia de operación.

#### **Mecanismo de irradiación en una antena de microcinta**

La manera como una antena de microcinta irradia energía al espacio que la rodea es entendible analizando el mecanismo que usa este irradiador para transferir la energía que se le aplica. En la Figura 4 se puede apreciar las diferentes ondas que se pueden propagar en una antena de microcinta (Rodríguez, 2012).

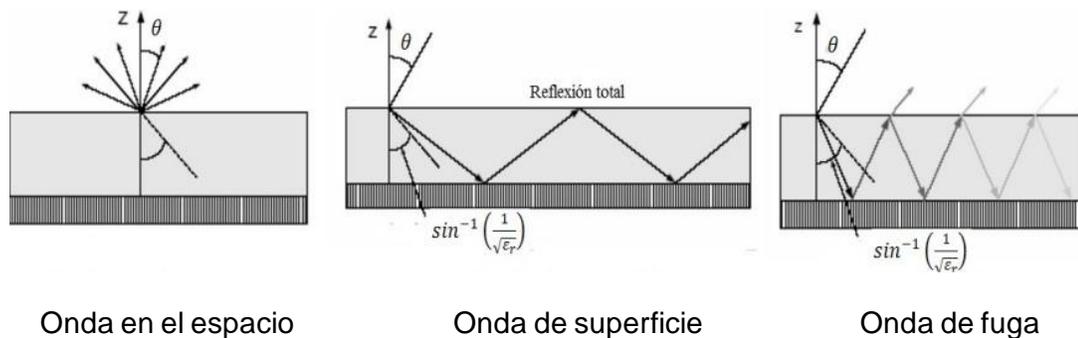
Las ondas que se radian al espacio libre por lo general tienen un ángulo de elevación entre 0 y  $\pi/2$  radianos. Siendo que la dirección de propagación de la onda está incluida en un plano que es perpendicular al parche de la antena. Por otro lado las ondas de superficie se propagan con ángulos comprendidos entre  $\pi/2$  y  $\pi - \arcsen(1/\sqrt{\epsilon_r})$  radianos, en relación a la perpendicular a la interface de los dos medios. Para finalizar, la onda *leaky* u onda de fuga se produce cuando en múltiples puntos de reflexión producidos por las ondas reflejadas por el plano tierra chocan en la interface substrato – espacio libre y una pequeña cantidad de energía es transmitida hacia el espacio libre (fuga). Este efecto se da con ángulo entre  $\pi - \arcsen(1/\sqrt{\epsilon_r})$  y  $\pi$  radianos (Rodríguez, 2012).

### **Efecto de borde**

Este efecto depende de la permitividad eléctrica efectiva  $\epsilon_{r,eff}$ , del grosor  $h$  del substrato y de las dimensiones largo ( $L$ ) y ancho ( $W$ ) del patch.

### **Figura 4**

#### *Radiación de la antena de microcinta*



*Nota.* Ondas de radiación que existen cuando la antena está irradiando. Tomado de Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas, por Rodríguez, M. A. N. (2012).

El efecto de borde se produce por la radiación ocasionada en los bordes del parche provocando que las dimensiones físicas del parche sean mayores. En cualquier diseño a realizar si se logra que la relación  $L/h \gg 1$  este efecto se reduce (Rodríguez, 2012).

### ***Alimentación de la antena***

Un aspecto muy importante al realizar el diseño sin duda es la forma en la cual se va a realizar la alimentación a la antena de microcinta. Las formas de alimentación son tan importantes como el diseño de las mismas antenas. Si no se tiene una forma eficiente de alimentación de nada sirve tener un excelente diseño del elemento irradiador.

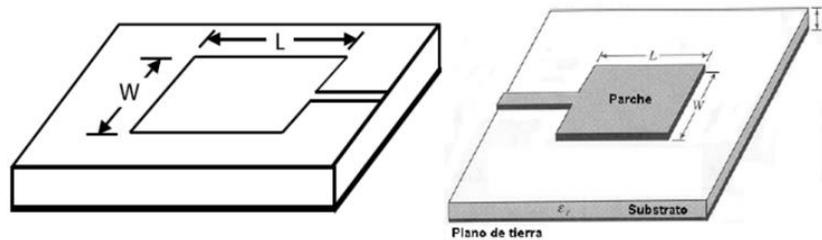
Existen varias formas de alimentar a este tipo de antenas, se suele buscar la mejor opción dependiendo de la aplicación y del tipo de material del sustrato. Selecciones que se reflejaran en que la antena tenga una mejor eficiencia de radiación en la frecuencia deseada. A seguir, se describirán ciertas formas de implementar la alimentación en las antenas.

**Alimentación con línea de transmisión en microcinta.** En este método de alimentación se hace uso de una línea de transmisión de tipo microcinta unido al patch, pudiendo estar la línea de transmisión en el mismo sustrato. La desventaja que se puede encontrar en esta topología de alimentación es que al utilizar una línea de transmisión esta produce una irradiación pequeña pero no deseada.

Una representación de este tipo de alimentación se puede observar en la Figura 5 (Rodríguez, 2012) (Vicente, 2018). En el interior de la región que constituye el patch se establecen varios lugares geométricos que poseen impedancias características bien definidas.

## Figura 5

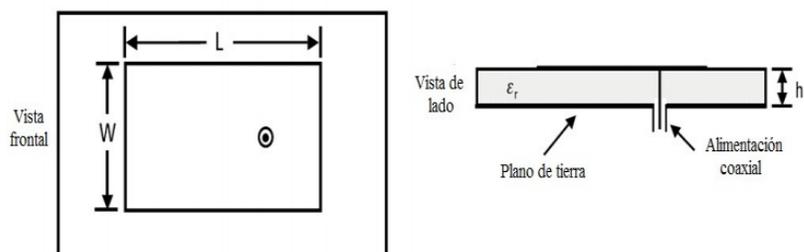
### Alimentación a través de una línea de microcinta



*Nota.* Alimentación a través de una línea de transmisión realizada en el mismo material del parche. Tomado de Analysis and design of a microstrip patch antenna array, por Vicente Jaramillo, M. (2018).

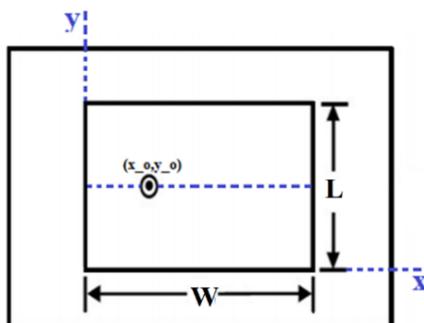
**Alimentación coaxial.** En este tipo de alimentación se hace uso de un conector coaxial. El centro del conector coaxial se une al parche y el exterior del conector va unido al plano de tierra. Dependiendo del punto de aplicación en el que se posiciona el conector coaxial dentro del parche el casamiento entre la impedancia de entrada de la antena y del conector pueden ser modificados.

La desventaja de este método de alimentación es al momento de realizar la perforación en el parche este producirá un efecto inductivo no deseado. Esta topología se la puede observar en la Figura 6 (Rodríguez, 2012) (Vicente, 2018).

**Figura 6***Alimentación por conector coaxial*

*Nota.* Alimentación a través de un conector coaxial realizado a través del material dieléctrico. Tomado de Analysis and design of a microstrip patch antenna array, por Vicente Jaramillo, M. (2018).

Un ejemplo en particular cuando el conector coaxial está ubicado en  $x = 0$  o  $x = W$ , para estos casos su impedancia de entrada es máxima. Por otro lado, la impedancia de entrada es igual a cero cuando el conector coaxial está en el centro del patch ( $x = W/2$ ,  $y = L/2$ ). Esto puede verse en la Figura 7 (BALANIS, 2005).

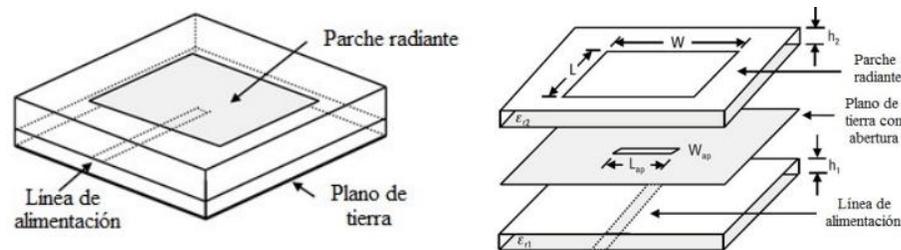
**Figura 7***Impedancia de entrada al patch*

*Nota.* La ubicación del conector coaxial dentro del patch dará el valor de la impedancia de entrada.

**Alimentación indirecta por acoplamiento.** En la Figura 8b se puede observar que la línea de alimentación se une al patch a través de un orificio en el plano tierra (Rodríguez, 2012) (Vicente, 2018). En la Figura 8a se trata de un acoplamiento generado por un campo electromagnético, en el cual la línea de alimentación se encuentra entre el patch y el plano de tierra separados por dos dieléctricos, de esta manera se puede obtener un incremento del ancho de banda con la desventaja de que se aumenta el grosor de la antena patch.

**Figura 8**

*Alimentación indirecta*



*Nota.* Se tiene dos tipos de alimentación indirecta al patch los cuales están basados en campos electromagnéticos. Tomado de Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas, por Rodríguez, M. A. N. (2012).

### **Material dieléctrico (sustrato)**

El material dieléctrico además de ser el encargado de separar el plano del patch con el plano de tierra, afecta de forma general el modo en que se propagan las ondas en la geometría de la antena. De acuerdo a la constante dieléctrica  $\epsilon_r$ , este material puede clasificarse en tres categorías dadas en la Tabla 1.

Como conclusión se puede decir que los sustratos que tienen una mejor eficiencia son los que cuentan con una constante dieléctrica muy baja, sin embargo, pueden llegar a ser muy costosos, es por ello que para circuitos de microonda se utilizan sustratos con mayor grado de constante dieléctrica, sabiendo que su eficiencia no será la mejor sin embargo los costos de implementación serán bajos (Anta, 2020).

**Tabla 1**

*Rangos de la constante dieléctrica de los materiales*

$\epsilon_r$	Tipo de material
$1 < \epsilon_r < 2$	Este material puede ser aire o espuma
$2 < \epsilon_r < 4$	Este material puede ser fibra de vidrio (FR4)
$4 < \epsilon_r < 10$	Este material puede ser cerámica.

*Nota.* Rango de valores de la constante dieléctrica de algunos materiales

**Material FR4.** Para el diseño de una antena del tipo microcinta es posible utilizar varios tipos de materiales para el dieléctrico. Estos poseen constantes dieléctricas relativas que pueden variar entre 2,1 y 11,0. Por su bajo costo uno de los materiales más utilizados es el material conocido como FR4 (*glass-reinforced epoxy*) o fibra de vidrio. La recomendación para seleccionar el material es que tenga una constante dieléctrica relativa ( $\epsilon_r$ ) baja, una espesura ( $h$ ) grueso y de esta forma se consigue que la antena de microcinta tenga una mayor eficiencia y mayor ancho de banda.

Las características sugeridas por los fabricantes para el FR4 son: constante dieléctrica con valor de 3,9 a 5,4 y tangente de pérdidas tan altas con 0,017 o 0,02. La desventaja de trabajar con este material es que por su bajo costo tiene una gran variación en sus características físicas (constante dieléctrica y tangente de perdidas) (Rodríguez, 2012). Por

este motivo, en primer lugar, se debe realizar pruebas para obtener los verdaderos valores del material. Un método para obtener los valores reales es construir un modelo de antena y comparar los resultados de la frecuencia de resonancia obtenida en el laboratorio con la frecuencia de operación simulada. Manteniendo fija la geometría del elemento simulado y modificando los valores de la permitividad eléctrica y la tangente de pérdidas en el software de simulación se llega a determinar cuáles son los verdaderos valores de esos parámetros.

### ***Método de análisis***

Existe varios métodos aproximados de análisis para antenas de microcinta que están basadas en la distribución de corrientes eléctricas y magnéticas superficiales que se encuentran esparcidas alrededor del patch. Entre los métodos más utilizados tenemos: modelo de línea de transmisión y modelo de cavidad (Rodríguez, 2012). En esta sección se da énfasis al método de la línea de transmisión por ser más intuitivo y por tener como base la teoría de las líneas de transmisión.

**Modelo de línea de transmisión.** Para trabajar con antenas rectangulares este modelo es el recomendado, ya que considera que la radiación ocurre solo a lo largo del elemento radiante mas no en dirección transversal, facilitando así las expresiones matemáticas con las que se va a trabajar. Sin embargo, al considerar esa condición los resultados obtenidos con este método son aproximados. Al calcular las dimensiones del patch ( $L$  y  $W$ ) se debe considerar el efecto de borde, ya que este efecto hace que las dimensiones físicas del patch sean diferentes a las dimensiones efectivas (BALANIS, 2005).

Las antenas de microstrip considerando un modelo de línea de transmisión trabaja con una permitividad eléctrica relativa efectiva  $\epsilon_{r,eff}$  siendo esta la unión de la permitividad del aire y del material dieléctrico, además esta permitividad es la causante del efecto de borde. Si se desea que más líneas de campo eléctrico se concentren en el sustrato se deberá aumentar la frecuencia de resonancia ya que este está relacionado con la  $\epsilon_{r,eff}$ . Ahora se definirá el proceso que se tiene que seguir para obtener las dimensiones de la

antena. Para utilizar este modelo es necesario saber algunos parámetros para el diseño como lo son: constante dieléctrica relativa ( $\epsilon_r$ ), grosor del dieléctrico y la frecuencia en la cual se va a trabajar (BALANIS, 2005).

Cuando se debe dar preferencia al modo de irradiación sobre el de conducción el ancho ( $W$ ) es un parámetro relacionado directamente con la eficiencia de radiación, dado por:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{C}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia de operación,  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío y  $\epsilon_0$  es la permitividad eléctrica en el vacío.

Para obtener la permitividad eléctrica efectiva se la hace a través de la ecuación:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4)$$

Con los valores de  $W$  y  $\epsilon_{reff}$  se puede obtener el valor del borde de radiación  $\Delta_L$  dado por la siguiente ecuación:

$$\Delta_L = 0,142h \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (5)$$

A continuación, se calcula  $L_{eff}$  con la siguiente expresión, la cual se encuentra relacionada con la permitividad eléctrica eficiente:

$$L_{eff} = \frac{C}{2f} \sqrt{\epsilon_{reff}} \quad (6)$$

En base a la longitud  $L_{eff}$  se puede calcular el valor físico de la dimensión  $L$ , dado por la siguiente expresión:

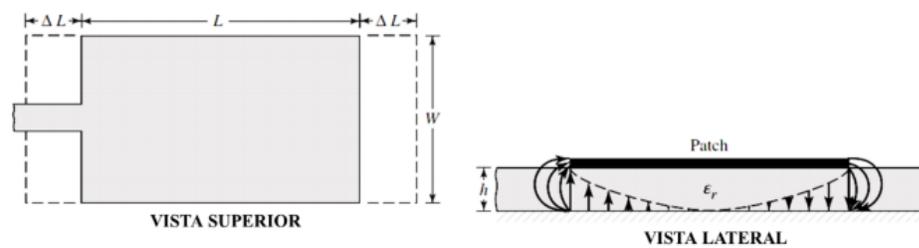
$$L = L_{eff} - 2\Delta_L \quad (7)$$

A través de estas expresiones se puede concluir que, si el material aislante tiene una constante dieléctrica baja, se producirá un mayor efecto de borde  $\Delta_L$  y una menor longitud  $L$ , sucede lo contrario cuando la constante dieléctrica es alta.

En la Figura 9 se puede observar todos los parámetros de diseño de la antena obtenidos a través del modelo de longitud de onda, se puede apreciar las líneas de radiación que existe en los bordes del patch dando como resultado que las dimensiones efectivas son mayores que las dimensiones físicas calculadas.

### Figura 9

*Longitudes físicas y efectivas de la antena*



*Nota.* Se puede apreciar la vista superior y lateral de la antena, además de sus dimensiones de construcción. Tomado de Proyecto de una antena array para un radar primario en banda x: diseño del array, por Moya López, A. (2018).

### **Parámetros que caracterizan el desempeño de las antenas**

Entre los principales parámetros que permiten evaluar el desempeño eléctrico de la antena se presentarán los siguientes:

**Coefficiente de reflexión  $S_{11}$ .** Este parámetro nos da a conocer la relación de la potencia incidente y reflejada en un determinado plano de referencia (puerto) al momento de inducir una onda electromagnética. La importancia de tener un valor muy bajo en este parámetro nos asegura que vamos a tener la máxima transferencia de potencia (mínima reflexión) al momento de inducir una onda electromagnética (Vicente, 2018).

**Impedancia.** La relación entre el campo eléctrico ( $\vec{E}$ ) para el campo magnético ( $\vec{H}$ ), en el puerto de ingreso de la antena, se la conoce como impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ). Esta se representa de una forma compleja, siendo que su parte imaginaria está estrechamente relacionada con la frecuencia de resonancia definida en la teoría de circuitos eléctricos. La impedancia de entrada en las antenas de microcinta depende del tipo y de la posición en la que se encuentre la alimentación de la antena (Rodríguez, 2012) (Anta, 2020).

**Eficiencia.** Se sabe que no toda la potencia que se aplica en el puerto de entrada de la antena va a ser irradiada al espacio libre. Existe una pérdida que mientras menor sea esa pérdida más eficiente, en el sentido de irradiación con el espacio libre, será la antena. Esta eficiencia está dada por la relación entre la potencia irradiada y la potencia entregada a la antena (Rodríguez, 2012) (BALANIS, 2005).

**Directividad.** Este parámetro está dado por la relación entre la intensidad de radiación en una dirección de una antena no isotrópico sobre la intensidad de radiación de una fuente isotrópica. Además, este parámetro depende mucho del diagrama de radiación. La unidad en que se mide este parámetro son los dBi (Anta, 2020).

**Ganancia.** Este parámetro está dado por la relación entre la intensidad de radiación en cierta dirección y la intensidad de la potencia total radiada por una antena isotrópica. La ganancia que se puede adquirir a través de una sola antena patch es de 3 a 7 dB y si se llegase a utilizar un arreglo de antenas patch la ganancia puede llegar a ser mayor comparado con una antena parabólica (Anta, 2020) (Rodríguez, 2012).

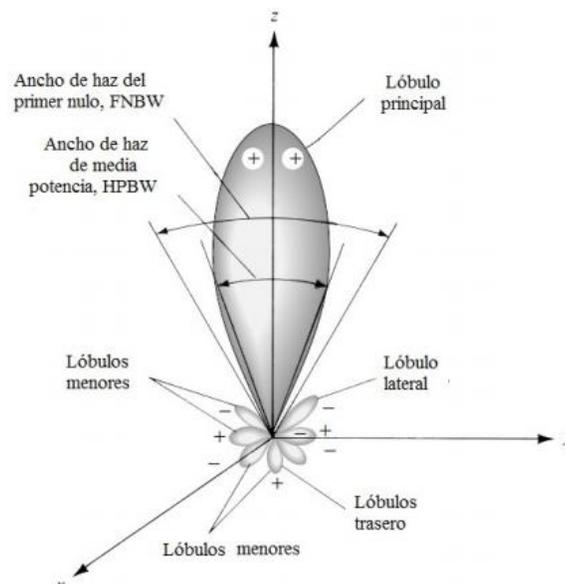
**Ancho de banda.** Está definida como el rango de frecuencias en el cual un parámetro de la antena satisface un valor específico. Uno de los criterios que se puede adoptar para el ancho de banda es identificar las frecuencias que hacen que  $|S_{11}|$ , en dB, sea menor a -10 dB.

Ese valor del  $|S_{11}|$  corresponde a un valor de onda estacionaria de tensión ( $VSWR$ ) menor a 2. Si se desea incrementar el ancho de banda de frecuencia en una antena patch, las características de espesura del substrato ( $h$ ) no tiene que ser muy delgado y su constante dieléctrica relativa ( $\epsilon_r$ ) debe ser baja (Rodríguez, 2012).

**Patrón de radiación.** El patrón de irradiación es una representación gráfica que nos permite visualizar la forma de cómo la antena irradia la energía a su alrededor. Puede ser presentado en coordenadas rectangulares, polares, de forma bidimensional o tridimensional.

### Figura 10

*Diagrama del patrón de radiación de la antena*



*Nota.* Diagrama de radiación ubicada en un eje de coordenadas haciendo énfasis a sus elementos más importante. Tomado de Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas, por Rodríguez, M. A. N. (2012).

Las informaciones que se pueden visualizar a partir de este diagrama son direcciones de máxima y mínima irradiación, direcciones de irradiación nula, número y niveles de lóbulos laterales, relación frente espalda, directividad, polarización, entre otros. En la Figura 10 se puede observar algunos elementos de los cuales el patrón de irradiación se constituye (Rodríguez, 2012).

Algunos de los tipos de diagramas encontrados en la literatura son: a) isotrópico, este es un diagrama eminentemente teórico, cuya definición es que en cualquier dirección que se elija la intensidad de campo irradiado es la misma. El elemento que puede producir este tipo de diagrama de irradiación es hipotético y conceptualmente es un punto en el espacio. b) directivo, prácticamente uno de los más encontrados, su nombre deriva de la capacidad de la antena en concentrar la energía irradiada en una determinada dirección, i.e. su lóbulo principal apunta en una dirección específica. c) omnidireccional, se caracteriza por irradiar la energía de forma casi uniforme en todas las direcciones de un plano específico de la antena (Rodríguez, 2012).

### **Revisión de la teoría de redes de antenas uniformes**

Al trabajar con un solo elemento, este tiene un patrón de radiación bien definido sin embargo posee un bajo valor de directiva o ganancia. Existen aplicaciones en las cuales se necesitan parámetros de desempeño diferentes. Por ejemplo, se necesita diseñar antenas con ganancias mayores es decir con un patrón de radiación más directivo, se necesitan diagramas de irradiación que satisfagan configuraciones específicas en relación a la posición de su lóbulo principal, niveles de los lóbulos secundarios o direcciones de nulos, entre otros (Franco, 2017). En estos casos las características de un único elemento no son suficientes para cumplir con esas exigencias.

Como se lo mencionó anteriormente al modificar la geometría de las antenas se pueden modificar sus características, por ejemplo, una mayor directividad. Esto se consigue no necesariamente aumentando las dimensiones físicas del elemento, al

contrario, una forma de conseguir esto es trabajar con un conjunto de elementos irradiadores (antenas) posicionados espacialmente de forma específica. A este conjunto de antenas se lo denomina “red”. La característica de este tipo de agrupación es que los elementos no necesariamente deben ser idénticos, sin embargo, esto haría que el diseño sea más sencillo y práctico de construir (Franco, 2017) (BALANIS, 2005).

En términos del campo radiado, el campo total está dado por la suma de los campos de radiación de cada uno de los elementos que conforman la matriz, por ende, uno de los parámetros importantes para las matrices es la distancia que existe entre elementos. Para obtener un patrón de radiación muy directivo se debe hacer que los patrones de cada antena se sumen en la dirección deseada y que se resten en las otras direcciones (direcciones no deseadas). Al momento de trabajar con matrices de antenas se tiene cinco parámetros para poder controlar el patrón de radiación total, los cuales son:

- Configuración geométrica del agrupamiento de los elementos (antenas)
- La amplitud de cada uno de los elementos.
- La distancia relativa que existe entre los elementos.
- La fase de cada uno de los elementos
- El patrón de cada uno de los elementos.

Las matrices de dos elementos es la que será analizada, siendo la más fácil para llegar a una comprensión de los demás tipos de matrices (Franco, 2017).

### ***Redes Lineales***

**Red linear uniformemente distribuida del tipo Broadside.** En una red broadside se caracteriza por tener el lóbulo de radiación principal dirigido perpendicularmente a la línea que contiene los elementos de la red.

Este tipo de topología se lo puede apreciar en la Figura 1 1. Además, para mejorar las características de la red se debe dirigir los máximos de cada elemento y el factor de

radiación con un ángulo de  $90^\circ$  con respecto al eje de la red, estos parámetros suelen verse afectados por las características de los irradiadores y de la separación entre sí (Franco, 2017) (BALANIS, 2005).

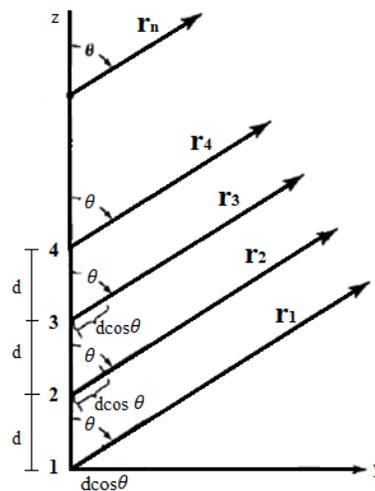
Se sabe que el máximo del factor de radiación y para obtener una mayor eficiencia el máximo debe darse en  $\theta = 90^\circ$ , esto está dado por las siguientes expresiones:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta = 0 \quad (8)$$

$$\psi = (kd\cos\theta + \beta)|_{\theta=90^\circ} = \beta = 0 \quad (9)$$

### Figura 11

*Red broadside*



*Nota.* Red broadside con el haz principal dirigido perpendicularmente al eje de la red.

Tomado de *Permittivity measurement using coupled microstrip resonators* (Bachelor's thesis, Universitat Politècnica de Catalunya), por Franco Herruzo, J. J. (2017).

Al alimentar a todos los elementos con la misma fase y amplitud esto da lugar a obtener el máximo del factor de matriz de un arreglo. Para evitar tener más de un lóbulo principal en diferentes direcciones se debe garantizar que la separación entre elementos

del arreglo sea  $d \neq n\lambda$  y  $\beta = 0$ , es decir que la máxima distancia de separación debe ser menor a una longitud de onda ( $d_{\max} = \lambda$ ). Si  $d = n\lambda$  y  $\beta = 0$ , entonces:

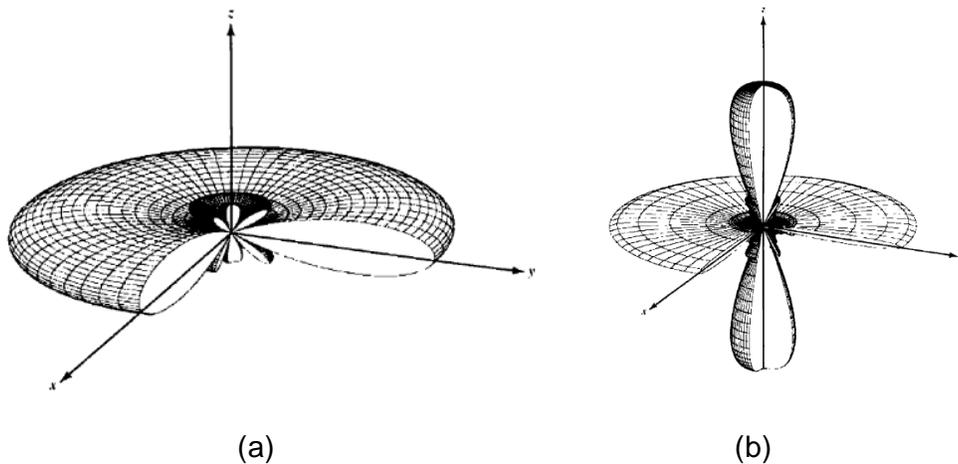
$$\psi = (kd\cos\theta + \beta)|_{d=n\lambda, \beta=0, n=1,2,\dots} = 2\pi n\cos\theta|_{\theta=0 \text{ y } 180} = \pm 2\pi n \quad (10)$$

En este caso además de contar con el máximo del factor de matriz a  $\theta = 90^\circ$  (Broadside) si tiene máximos en  $\theta = 0^\circ, 180^\circ$  (End-fire).

En la Figura 12a se puede apreciar un arreglo de 10 elementos separados una distancia  $d = \lambda/4$ , en el cual existe un solo máximo (lóbulo principal) en un ángulo  $\theta = 90^\circ$ .

### Figura 12

*Diagrama de radiación de una red broadside con 10 elementos*



*Nota.* Diagrama de radiación de una red broadside a diferentes distancias. Tomado de *Permittivity measurement using coupled microstrip resonators* (Bachelor's thesis, Universitat Politècnica de Catalunya), por Franco Herruzo, J. J. (2017).

Sucede lo contrario al analizar la Figura 12b este presenta un máximo en  $\theta = 90^\circ$  pero además tiene dos máximos adicionales en  $\theta = 0^\circ, 180^\circ$ , esto sucede ya que la distancia de separación entre elementos es  $d = \lambda$  (Franco, 2017).

**Red linear uniformemente distribuida del tipo End-fire.** Aplicaciones en las cuales se desea que el lóbulo de radiación este dirigido a lo largo de eje del arreglo o que este irradie en una única dirección sea  $\theta = 0^\circ$  o  $180^\circ$ , entonces esto da lugar a este tipo de arreglo más conocido como End-fire (Franco, 2017).

Cuando el máximo está dirigido hacia  $\theta = 0^\circ$  y cuando el máximo está dirigido hacia  $\theta = 180^\circ$ , se tiene respectivamente:

$$\psi = (kd\cos\theta + \beta)|_{\theta=0^\circ} = kd + \beta = 0; \beta = -kd \quad (11)$$

$$\psi = (kd\cos\theta + \beta)|_{\theta=180^\circ} = -kd + \beta = 0; \beta = kd \quad (12)$$

Analizando las ecuaciones se concluye que para un  $\theta = 0^\circ$  de radiación se logra con  $\beta = -kd$  y para un  $\theta = 180^\circ$  con  $\beta = kd$ .

Cuando  $d = \lambda/2$  la radiación end-fire está presente en  $\theta = 0^\circ$  y  $180^\circ$  (en el eje de la matriz), y si la distancia es un múltiplo de  $\lambda$  se aumentarán dos máximos con radiación broadside, entonces para evitar el exceso de máximos de radiación se debe trabajar con una distancia  $d_{max} < \lambda/2$  entre elementos.

En la Figura 13 se observa una red lineal de 10 elementos uniformemente distribuida trabajando en modo end-fire. Con una distancia entre elementos  $d = \lambda/4$ , cuando  $\beta = -kd$  el máximo se dirige a lo largo del eje del arreglo con un ángulo  $\theta = 0^\circ$  (Figura 21a) y cuando  $\beta = +kd$  el máximo se dirige a lo largo del eje del arreglo con un ángulo  $\theta = 180^\circ$  (Figura 13b) (Franco, 2017).

**Red lineal uniformemente distribuida.** La dirección de irradiación del lóbulo principal de una red puede ser controlada modificando la fase con la que se alimenta los elementos de la red con  $\theta_0$  ( $0^\circ \leq \theta_0 \leq 180^\circ$ ). Esta orientación se logra imponiendo una fase progresiva en los elementos de la red igual a  $\beta$  la cual se ajusta a:

$$\psi = (kdcos\theta + \beta)|_{\theta=\theta_0} = kdcos\theta_0 + \beta = 0 ; \beta = -kdcos\theta_0 \quad (13)$$

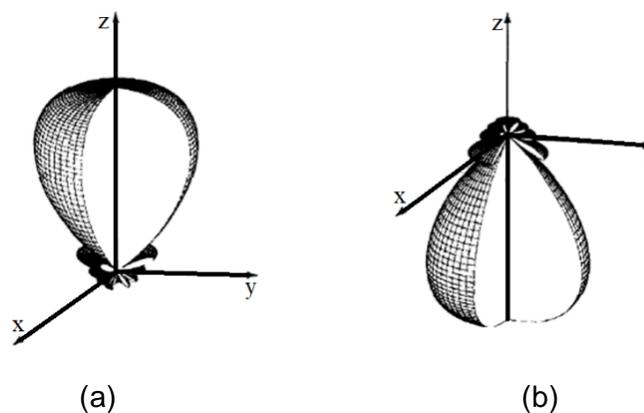
De esta manera se puede controlar la fase progresiva de los elementos y por ende la radiación máxima se la puede direccionar a cualquier sector deseado. Este es el principio de funcionamiento del denominado arreglo en fase o *Phased Array*. Con esa topología es posible controlar la dirección de apuntamiento del lóbulo principal o la dirección de los nulos electrónicamente.

Si se desea un escaneo electrónico continuo el sistema debe tener la capacidad de variar la fase progresiva de cada uno de los elementos del arreglo de forma continua. Existen algunas formas de implementar este procedimiento, la más conocida es utilizar desfasadores directamente acoplados a cada uno de los elementos de la red (Franco, 2017) (BALANIS, 2005).

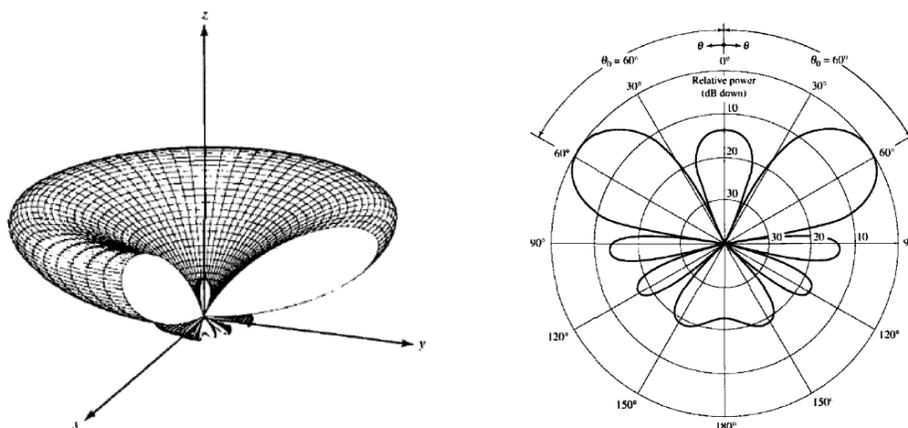
En la Figura 14 se puede observar el patrón de radiación de una red lineal uniformemente distribuida con 10 elementos irradiadores y separado  $\lambda/4$ . En este caso la dirección de apuntamiento del lóbulo principal está en la dirección de  $\theta = 60^\circ$ . Esta red presenta un ancho de haz de media potencia dado por:

$$\theta = \cos^{-1} \left[ \cos \theta_0 - 0,443 \frac{\lambda}{(L + d)} \right] - \cos^{-1} \left[ \cos \theta_0 + 0,443 \frac{\lambda}{(L + d)} \right] \quad (14)$$

Siendo  $L$  la longitud del arreglo, esta ecuación puede ser utilizada para encontrar el haz de media potencia en arreglos broadside, pero no en arreglos end-fire (Franco, 2017).

**Figura 13***Red end-fire*

*Nota.* Diagrama de radiación de una red end-fire radiado a dos diferentes direcciones. Tomado de *Permittivity measurement using coupled microstrip resonators* (Bachelor's thesis, Universitat Politècnica de Catalunya), por Franco Herruzo, J. J. (2017).

**Figura 14***Red de escaneo electrónico*

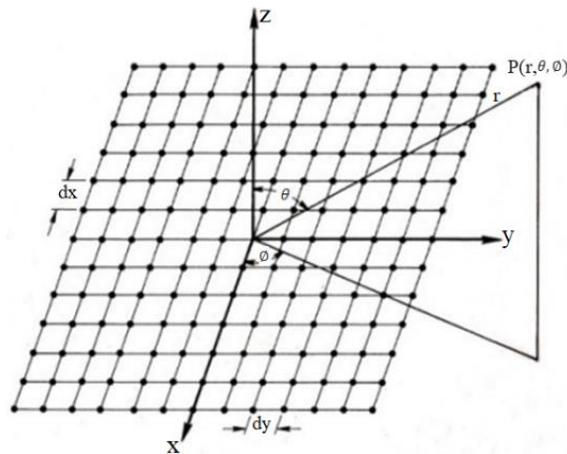
*Nota.* Diagrama de radiación de modo broadside y end-fire. Tomado de *Análisis de inductores integrados con simuladores EM tridimensionales y estudio comparativo frente a simuladores EM bidimensionales* (Bachelor's thesis), por Gómez Hoces, E. (2006).

### Red planar uniformemente distribuida

Una red planar uniformemente distribuida es una agrupación de elementos irradiadores en dos dimensiones que direcciona su haz, o lóbulo principal, en un determinado azimut y en un ángulo de elevación definido. Considere que la función  $f(\theta, \phi)$  expresa el patrón de irradiación de un solo elemento de la red bidimensional observada en la Figura 15.

**Figura 15**

*Red del tipo planar*



*Nota.* Estructura de una red de tipo planar o llamada también del tipo matricial (realizada en dos dimensiones). Tomado de *Análisis de inductores integrados con simuladores EM tridimensionales y estudio comparativo frente a simuladores EM bidimensionales* (Bachelor's thesis), por Gómez Hoces, E. (2006).

La magnitud del campo eléctrico en el punto, en coordenadas esféricas,  $p(\theta, \phi)$  está dado por (Rodríguez, 2012):

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{m=-N_x}^{N_x} \sum_{n=-N_y}^{N_y} I_{mn} e^{j(mk_0 d_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)} e^{j(nk_0 d_y \sin\theta \sin\phi + \beta_y)} \quad (15)$$

Sabiendo que  $I_{mn}$ , es la corriente en el  $mn$ -ésimo elemento del arreglo planar y  $\beta_x$  y  $\beta_y$ , son las fuentes de alimentación de los elementos.

$$I_{mn} = I_{m0} \times I_{n0} \quad (16)$$

Con el principio de multiplicación de patrones, se tiene:

$$|E(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| \times |AF|_{planar} \quad (17)$$

sabiendo que:

$$|AF|_{planar} = T_X T_Y = T_{Total} \quad (18)$$

donde:

$$T_Y = \sum_{n=-N_Y}^{N_Y} I_{n0} e^{j(nk_0 d_y \text{sen} \theta \text{sen} \phi + \beta_y)} \quad (19)$$

$$T_X = \sum_{m=-N_X}^{N_X} I_m e^{j(mk_0 d_x \text{sen} \theta \text{cos} \phi + \beta_x)} \quad (20)$$

### **Direccionamiento de Haz**

La dirección del lóbulo principal de un agrupamiento en escaneo electrónico de fase está dada por:

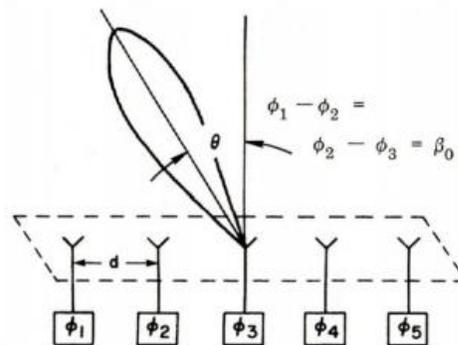
$$\theta_m = \cos^{-1} \left( \frac{\beta_0 \lambda_0}{2\pi d} \right) \quad (21)$$

Donde  $\beta_0$ , factor de fase de los elementos del arreglo, siendo este parámetro el que influye en la dirección del lóbulo principal (Figura 16), este es el principio del funcionamiento del “phased array” que posteriormente se hará su respectivo análisis (Rodríguez, 2012) (BALANIS, 2005).

Utilizando desfasadores sea en paralelo o en serie, se puede controlar el valor de la fase aplicada a la red y de esta forma produciendo un cambio en la dirección del lóbulo de irradiación (BALANIS, 2005).

**Figura 16**

*Escaneo en fase de una red lineal*



*Nota.* Principio del funcionamiento del escaneo en fase se lo da en una red lineal. Tomado de Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas, por Rodríguez, M. A. N. (2012).

### ***Alternativas para el cambio del lóbulo principal (patrón de radiación)***

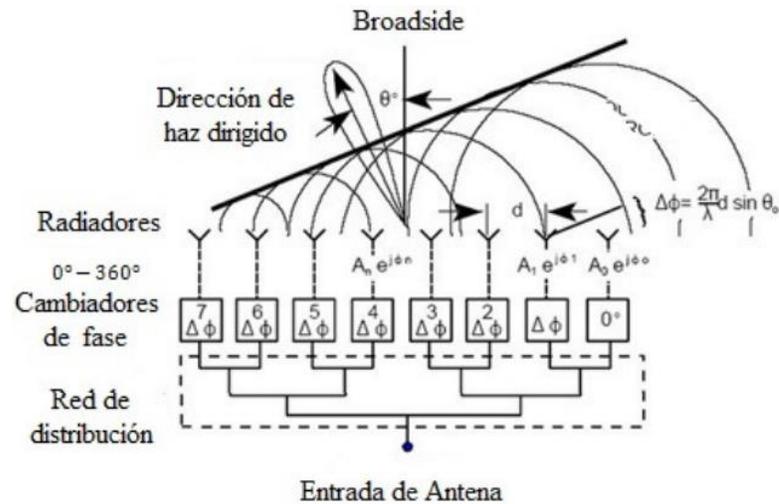
En principio existen tres formas de modificar el patrón de radiación de una red de antenas una es mediante el uso de antenas reconfigurables, también se puede utilizar antenas inteligentes o una red del tipo *phased array*. Este último tendrá una explicación de su funcionamiento a continuación.

**Red del tipo Phase Array.** Muchos proyectos que utilizan este tipo de topología lo hacen de una manera mecánica (motores, servomotores, contactores) realizando el movimiento físico de la o las antenas y por ende modificando la dirección del lóbulo principal en azimut y/o elevación (Rodríguez, 2012).

Este método ha sido utilizado en muchas aplicaciones sin embargo posee la gran desventaja de ser sensible a fallas mecánicas provocadas por movimientos o desgastes. Un apuntamiento electrónico modifica la configuración de los lóbulos de irradiación de las antenas de una manera electrónica.

**Figura 17**

*Agrupamiento en fase*



*Nota.* El agrupamiento en fase nos permite modificar la dirección del lóbulo principal mediante la modificación de la fase de los elementos. Tomado de Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas, por Rodríguez, M. A. N. (2012).

En este caso la antena permanece estática, es decir que no se tendrá un movimiento mecánico de las mismas para modificar la dirección de los lóbulos (Rodríguez, 2012) (BALANIS, 2005).

En la Figura 17 se puede observar una ilustración de una red del tipo fase array lineal, en la cual bloques de amplificación y de desfase modifican la fase y amplitud de cada elemento. Cabe recalcar que al ser una red que usa desfases en cada elemento se puede alimentar cada elemento fase y amplitud de forma independiente. Los tipos de antenas utilizadas pueden ser parches, dipolos o ranuras (Rodríguez, 2012).

### ***Distancia entre elementos (d)***

La distancia  $d$  está establecida desde el centro de un elemento al centro del otro elemento. Esta distancia está encargada de determinar cuántos máximos de radiación se va a tener en el espectro de la red de antenas. Si la separación entre antenas es  $d < \lambda/2$ , existirá un solo máximo. Si la separación entre antenas es  $d > \lambda$  aparecerán los llamados máximos secundario o también conocidos como lóbulos de difracción. Observando estas interpretaciones se debe considerar que la distancia entre cada elemento debe estar entre  $\lambda/2$  y  $\lambda$  (Moya, 2018) (BALANIS, 2005).

### ***Numero de antenas***

Se puede decir que mientras mayor es el número de elementos en la red mayor será la directividad por ende el ancho de banda será menor, pero también será mayor el tamaño de la red. Al momento de trabajar con varios elementos en una red, otro parámetro que se debe tomar en cuenta es el diseño de los elementos que no necesariamente deben ser iguales, sin embargo, al no ser iguales complica más su diseño y características de radiación. Las ventajas de una red de antenas son (Moya, 2018):

**Aumento de directividad.** Esto se consigue al momento de modificar la distancia de separación, la fase y la amplitud de cada uno de los elementos. Otra manera de conseguir el aumento de la directividad es aumentar la longitud eléctrica del patch.

**Aumento de ganancia.** Se sabe por la teoría que si se llega a duplicar el número de elementos del arreglo la ganancia aumenta en 3dB, sin embargo, esta ganancia puede verse reducida por cuestión de pérdidas del conector, conductores, entre otros. relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica.

**Barrido de haz.** A través de una red de antenas se puede modificar la dirección máxima de radiación es decir cambiar la dirección del lóbulo principal de radiación mediante la modificación de la fase de alimentación de cada elemento.

De esta manera se puede modificar la dirección del lóbulo principal de una manera no mecánica (Vicente, 2018). Por toda la teoría mencionada en este capítulo, el propósito de la investigación es diseñar y construir un arreglo de 4 antenas tipo patch de microcinta alimentadas con diferente fase y amplitud con el objetivo de cambiar la dirección del lóbulo principal evitando así un movimiento mecánico de las antenas.

### ***Simulador electromagnético HFSS (High Frequency Structure System)***

El simulador electromagnético HFSS (*High Frequency Structure System*) es diseñado para estudiar el comportamiento electromagnético de estructuras geoméricamente complejas. Este forma parte de un grupo de software denominados de simuladores 3D o simulador de onda completa. Entre los principales softwares comerciales disponibles en la actualidad, en esta categoría, se tiene: CST Studio Suite®, Altair® FEKO®, XFDTD 3D EM Simulation, entre otros.

Generalmente, estos softwares de onda completa constan de una interface para construir modelos tridimensionales, además esa interfaz ofrece más opciones tales como: modelado de sólidos, visualización y operaciones básicas entre modelos como unión, sustracción, entre otras. Una segunda interface es usada para configurar los parámetros de las simulaciones y para la visualización de resultados (Preciado, 2017).

El método matemático que se implementa en el software HFSS es el método de los elementos finitos. Básicamente, este método divide la estructura en subsección menores las cuales llevan el nombre de elementos finitos y en cada una de ellas se aplican las Ecuaciones de Maxwell. Las subsecciones de la estructura tienen forma de tetraedro y la unión de los tetraedros se le llama malla.

El software HFSS es de gran ayuda al momento de encontrar el desempeño de la estructura simulada. Aplicando un procedimiento iterativo es posible calcular los parámetros de desempeño seleccionados y, en función de la variación de su geometría, optimizar el desempeño de la antena.

El objetivo de optimizar el desempeño de la antena es llegar a las verdaderas dimensiones físicas de su estructura. Para todo fin práctico, el tiempo invertido en la simulación de la estructura con el HFSS se ve plenamente justificado en la etapa de construcción. Cuando los procesos de simulación y construcción son llevados de forma adecuada los errores entre los datos simulados y medidos, en el modelo real, son extremadamente congruentes (Gómez, 2006).

Una vez realizada una revisión de la teoría que nos permite implementar una red de antenas lineal uniformemente distribuida del tipo micro cinta se presentará las principales características, la topología y la forma de programar la placa de desarrollo denominada ADAR1000 en el próximo capítulo.

## CAPÍTULO III

### GUÍA DE MANEJO Y PROGRAMACIÓN DE LA PLACA ADAR1000

#### Características de la placa ADAR1000

El ADAR1000 es un dispositivo formador de haz y analizador de red controlable mediante SPI con el uso de un software de evaluación. Las características se detallan en la Tabla 2 (Analog Devices, 2019).

**Tabla 2**

*Principales características del Módulo ADAR1000*

Características	Descripción
Rango de frecuencia	8 GHz a 16 GHz
Recepción y transmisión	Half-duplex
Ganancia	>31 dB
Rango ajustable de fase	0° A 360°
Potencia máxima de entrada de RF	20 dBm
Resolución	6 Bits (<0.5db y 2.8°)
Posiciones de memoria	121
Detectores de potencia	-20 dBm a +10 dBm
Convertor	ADC 8 bits

*Nota.* Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

#### ***Alimentación del dispositivo ADAR1000***

Para que el dispositivo funcione es necesario usar dos fuentes externas de alimentación positiva y negativa, considerando que los valores para voltaje y corriente

que se muestran en la Tabla 3 son los valores máximos permitidos para asegurar el correcto funcionamiento del mismo (Analog Devices, 2019).

**Tabla 3**

*Valores de alimentación del ADAR1000*

	Voltaje	Corriente
AVDD3	+3.3 V	600 mA
AVDD1	-5 V	50 mA

*Nota.* Valores de voltaje y corriente de alimentación para operación del módulo ADAR1000. Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

### ***Modo de funcionamiento***

La placa ADAR1000 está diseñada para trabajar en modos de transmisión y recepción, de manera que en recepción las señales de entrada pasan a través de los canales de recepción y llegan a un sumador donde las señales se combinan en el pin de RF\_IO común, mientras que en transmisión la señal de entrada RF\_IO común se divide y pasa a través de los cuatro canales de transmisión (Analog Devices, 2019). El ADAR1000 realiza la funcionalidad de transmisor a receptor y de receptor a transmisor basándose en una entrada de señal de control de transmisión y recepción al chip. La transición de modo se puede lograr mediante una escritura de registro SPI o mediante el pin de entrada de transmisión y recepción digital del chip (Analog Devices, 2019).

La placa depende de un módulo SDP-S conectado a una interfaz de puerto serie (SPI) que permite la conexión a un computador a través de un cable USB de manera que

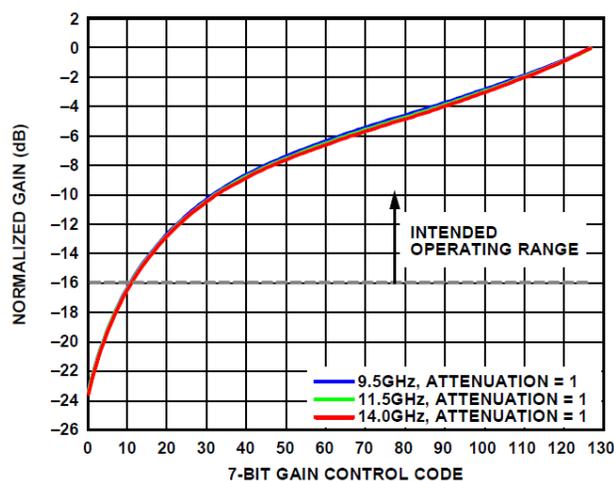
el usuario podrá controlar las funciones del dispositivo mediante el uso del software de evaluación ADAR1000 propuesto por el fabricante (Analog Devices, 2019).

### **Control de ganancia**

Para la configuración de la ganancia VGA se debe tomar en cuenta que se utilizan los bits del 0 al 6 de los registros VGA para transmisión y recepción, el valor máximo que se acepta es de 127 el cual equivale a 0 dB de la ganancia VGA y el bit 7 que representa a ATTN para transmisión y recepción, cada registro controla el estado del atenuador donde, el nivel lógico alto significa que el atenuador está anulado. esta relación se la puede observar en la Figura 18.

**Figura 18**

*Ganancia Normalizada vs Código de Control de Ganancia de 7 bits*



*Nota.* Recuperado de *Datasheet ADAR1000* (p.33), por Analog Devices. 2019.

### **Software de evaluación**

El software propuesto por el fabricante es utilizado para en el manejo y evaluación del módulo ADAR1000. Tiene dos formas de operación que facilitan la programación del

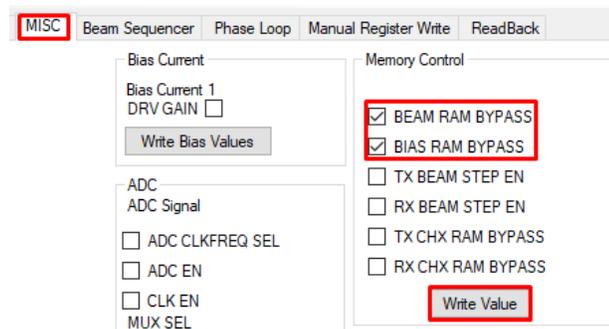
módulo y partiendo del análisis realizado por Pilco, S y Solórzano, J (2020), se detalla la programación para transmisión y recepción utilizando los 4 puertos en cada modo de operación tanto para la Interface Gráfica de Usuario – GUI como para Programación manual de registros.

### ***Interface Gráfica de Usuario***

Para omitir la RAM en el chip y trabajar en modo SCPI de manera que se puedan obtener los datos de ganancia, fase y polarización de los registros de configuración con la activación de los bits BEAM\_RAM\_BYPASS y BIAS\_RAM\_BYPASS respectivamente, como se muestra en la Figura 19.

**Figura 19**

*Habilitar control de memoria en modo SPI (Interfaz de puerto en serie)*



*Nota.* Configuración de control de memoria para transmisión y recepción. Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

Para habilitar los canales de transmisión y recepción, y los circuitos asociados, se debe seguir los pasos que se muestran en la Figura 20, considerando la información de la Tabla 4 y 5 para el canal de transmisión.

### **Control Transmisión / Recepción**

**Tabla 4**

*Descripción de bits para TX\_ENABLES*

Registro	BIT	Nombre	Descripción
0x02F	6	CH1 TX EN	Habilita los canales de transmisión.
	5	CH2 TX EN	
	4	CH3 TX EN	
	3	CH4 TX EN	
	2	TX DRV EN	Habilita los controladores del canal de Tx.
	1	TX VM EN	Habilita los módulos vectoriales del canal Tx.
	0	TX VGA EN	Habilita los canales de transmisión VGA.

*Nota.* Descripción de bits para habilitación del modo transmisión. Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

**Tabla 5**

*Descripción de bits para RX\_ENABLES*

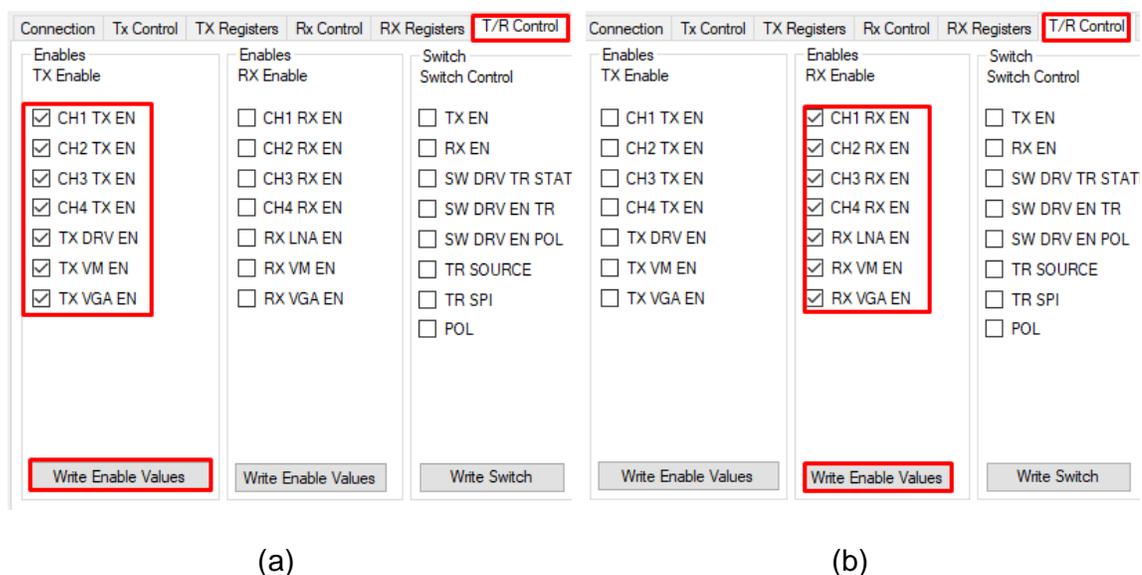
Registro	BIT	Nombre	Descripción
0x02E	6	CH1 RX EN	Habilita los canales de recepción.
	5	CH2 RX EN	
	4	CH3 RX EN	
	3	CH4 RX EN	
	2	RX LNA EN	Habilita los LNA del canal de recepción

Registro	BIT	Nombre	Descripción
	1	RX VM EN	Habilita los módulos vectoriales del canal de recepción.
	0	RX VGA EN	Habilita los canales de recepción VGA.

*Nota.* Descripción de bits para habilitación del modo recepción. Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

**Figura 20**

*Habilitación de controles de operación*



*Nota.* Habilitación de controles de operación. En (a) se observan la activación de los subcircuitos de transmisión y en (b) la activación de los subcircuitos de recepción.

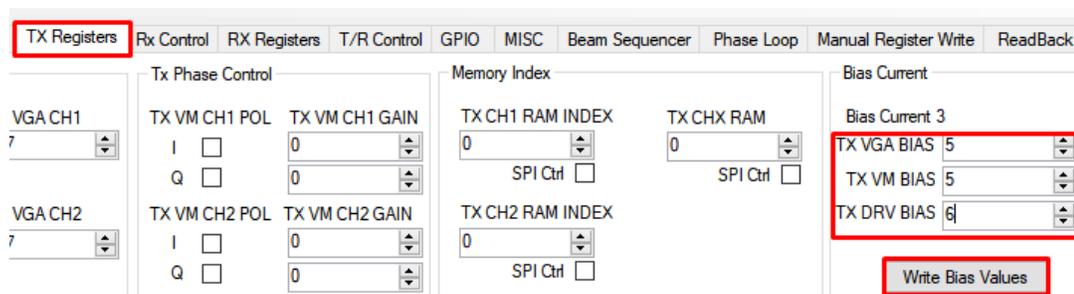
Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

### Configuración de corrientes de polarización

Para establecer las corrientes de polarización nominal para los amplificadores de ganancia variable (VGA), modulador vectorial y controlador de transmisión, se debe considerar e ingresar la información de la Tabla 6, como se observan en la Figura 21.

**Figura 21**

### Configuración de corrientes de polarización de transmisión



Nota. Configuración en modo de energía nominal para habilitación del modo transmisión.

Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

Mientras que, para establecer las corrientes de polarización nominal para los VGA de recepción, modulador vectorial y controladores, se debe considerar e ingresar la información de la Tabla 7, como se observan en la Figura 22.

**Tabla 6**

### Configuración de SPI para diferentes modos de energía - Tx

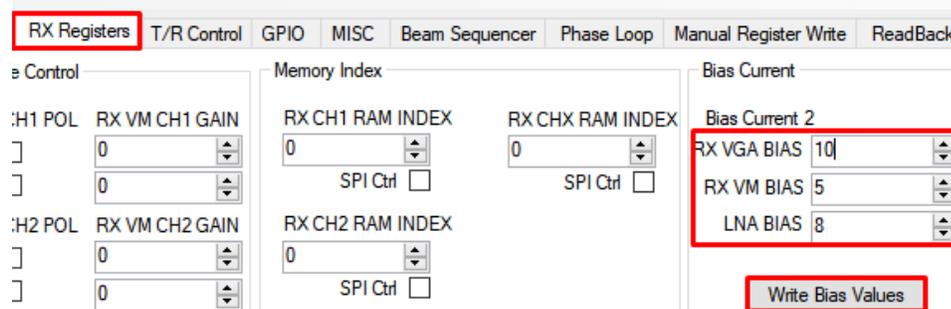
Registro	BIT	Bit Field	Descripción	Ajuste de sesgo (dec)	
				Nominal	Baja potencia
0x036	[6:3]	TX VGA BIAS	Transmitir VGA	5	5

Registro	BIT	Bit Field	Descripción	Ajuste de sesgo (dec)	
				Nominal	Baja potencia
0x036	[2:0]	TX VM BIAS	Transmitir vectorial	5	2
0x037	[2:0]	TX DRV BIAS	Conductor de transmisión	6	3

*Nota.* Descripción de bits para configuración de SPI en diferentes modos de energía para transmisión, Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

## Figura 22

*Configuración de corrientes de polarización de recepción*



*Nota.* Configuración en modo de energía nominal para habilitación del modo recepción. Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

## Tabla 7

*Configuración de SPI para diferentes modos de energía-Rx*

Registro	BIT	Nombre	Descripción	Ajuste de sesgo (dec)	
				Nominal	Baja potencia
0x034	[3:0]	LNA BIAS	Ajuste de corriente de polarización de LNA	8	5

Registro	BIT	Nombre	Descripción	Ajuste de sesgo (dec)	
				Nominal	Baja potencia
0x035	[6:3]	RX VGA BIAS	Ajuste de corriente de polarización VGA	10	3
	[2:0]	RX VM BIAS	Ajuste de corriente de polarización VM	5	2

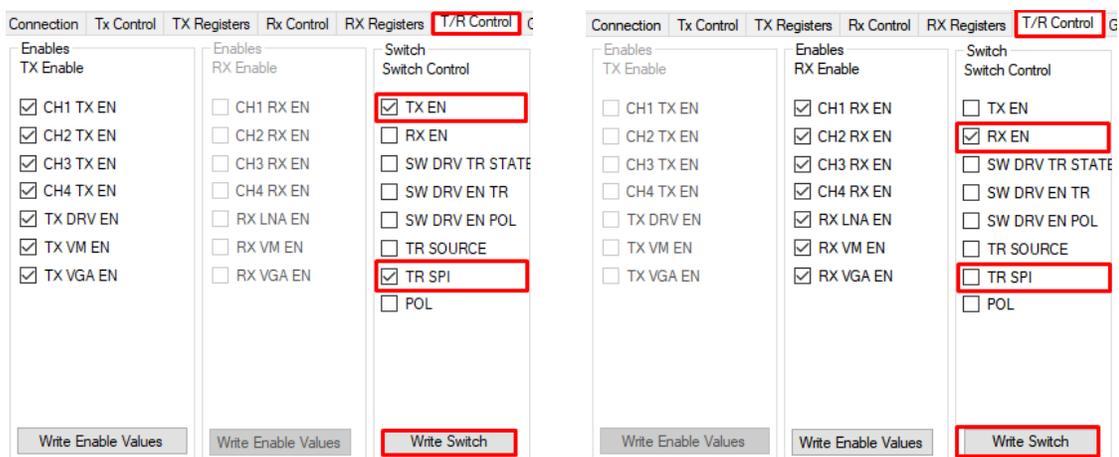
*Nota.* Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

### **Control SPI y habilitación del modo de operación**

Se debe considerar que la casilla de verificación del bit TR SOURCE debe estar desactivada para colocar al dispositivo en el modo de control SPI, que es el modo predeterminado de operación como se detalla en la Tabla 8.

### **Figura 23**

#### *Habilitación del modo de operación*



(a)

(b)

*Nota.* Habilitación del modo de operación. Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

Para operar en modo de transmisión se debe activar como alto el bit TX\_EN junto con los bits de habilitación en el Registro 0x02F, mientras que para operar en modo de recepción se debe activar el bit RX\_EN junto con los bits de habilitación en el Registro 0x2E, como se observan en la Figura 23.

### **Control de ganancia**

La señal entrante se divide en señales de igual amplitud, en fase y en cuadratura (I y Q) que se amplifican independientemente por dos VGA bifásicos idénticos y se suman en la salida para generar el cambio de fase requerido.

**Tabla 8**

*Descripción de bits para SW\_CTRL*

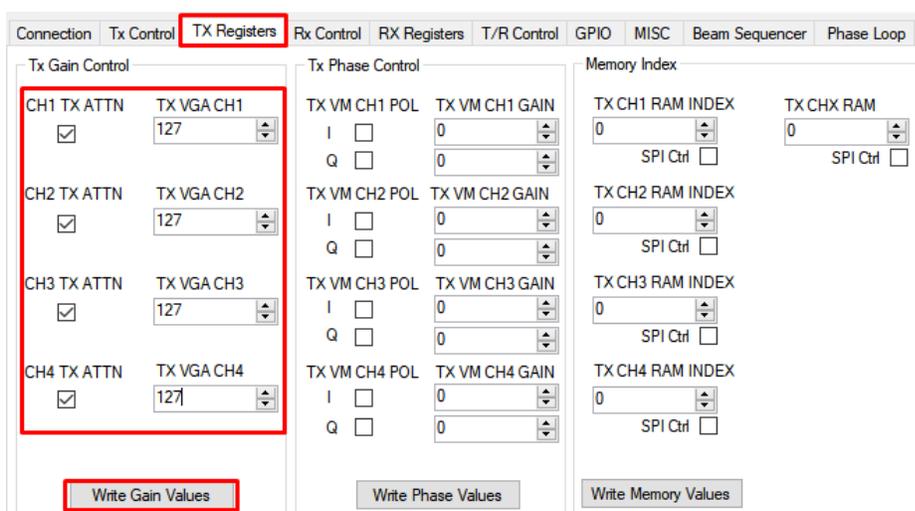
Registro	Bit	Nombre	Descripción
0x031	7	SW DRV TR STATE	Controla del interruptor de Tx/Rx. Si es 0, el controlador emite 0 V en modo de recepción.
	6	TX EN	Habilita los subcircuitos de canal de transmisión cuando está bajo control SPI.
	5	RX EN	Habilita los subcircuitos del canal de recepción cuando está bajo control SPI.
	4	SW DRV EN TR	Habilita el interruptor de transmisión / recepción externa.
	3	SW DRV EN POL	Habilita el interruptor de polarización externo.
	2	TR SOURCE	Fuente para el control de Tx/Rx. 0 = TR_SPI, 1 = entrada TR.

Registro	Bit	Nombre	Descripción
	1	TR SPI	Control de SPI. 0 = recibir y 1 = transmitir.
	0	POL	Control de interruptores de polaridad externos. 0 = salidas 0 V y 1 = salidas -5 V, si el interruptor está habilitado.

*Nota.* Descripción de bits para SW\_CTRL para operar en modo transmisión y recepción.  
Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

## Figura 24

*Configuración del control de ganancia en transmisión*



*Nota.* Configuración de máxima ganancia y atenuación = 1, en los canales de transmisión.  
Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

## Tabla 9

*Descripción de bits para Control de ganancia en transmisión*

Registro	Nombre	Bit	Descripción
0x01C	CH1 ATTN TX	7	Ajuste del atenuador del canal 1

Registro	Nombre	Bit	Descripción
0x01D	TX VGA CH1	[6:0]	Control de ganancia VGA del canal 1
	CH2 ATTN TX	7	Ajuste del atenuador del canal 2
0x01E	TX VGA CH2	[6:0]	Control de ganancia VGA del canal 2
	CH3 ATTN TX	7	Ajuste del atenuador del canal 3
0x01F	TX VGA CH3	[6:0]	Control de ganancia VGA del canal 3
	CH4 ATTN TX	7	Ajuste del atenuador del canal 4
	TX VGA CH4	[6:0]	Control de ganancia VGA del canal 4

*Nota.* Registros para el control de ganancia de transmisión. Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

## Figura 25

### Configuración del control de ganancia en recepción

The screenshot shows a software interface for configuring the RX Registers of the ADAR1000. The 'RX Registers' tab is active. The 'Rx Gain Control' section is highlighted with a red box, showing four channels (CH1 to CH4) with 'RX ATTN' checked and 'RX VGA' set to 127. The 'Write Gain Values' button is also highlighted with a red box. Other sections include 'Rx Phase Control' and 'Memory Index'.

*Nota.* Configuración de máxima ganancia y atenuación = 1, en los canales de recepción.

Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

**Transmisión.** En la Figura 24 se muestra la habilitación de los cuatro canales de transmisión configurada con ganancia máxima.

**Recepción.** En la Figura 25 se muestra la habilitación de los cuatro canales de recepción configurada con ganancia máxima.

**Tabla 10**

*Descripción de bits para Control de ganancia en recepción*

Registro	Nombre	Bit	Descripción
0x010	CH1 ATTN RX	7	Ajuste del atenuador del canal 1
	RX VGA CH1	[6:0]	Control de ganancia VGA del canal 1
0x011	CH2 ATTN RX	7	Ajuste del atenuador del canal 2.
	RX VGA CH2	[6:0]	Control de ganancia VGA del canal 2
0x012	CH3 ATTN RX	7	Ajuste del atenuador del canal 3
	RX VGA CH3	[6:0]	Control de ganancia VGA del canal 3
0x013	CH4 ATTN RX	7	Ajuste del atenuador del canal 4
	RX VGA CH4	[6:0]	Control de ganancia VGA del canal 4

*Nota.* Registros para el control de ganancia de recepción. Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

### **Anulación de carga**

Para que los cambios de fase y ganancia surtan efecto se debe activar el comando de anulación de carga LDTX OVR y LDRX OVR para transmisión y recepción respectivamente como se observa en la Figura 27 y considerando los bits del registro

0x028 que se muestran en la Tabla 11. Con este último paso toda la información de los pasos 1 al 6 quedan grabado en la placa ADAR1000.

### Control de fase

Para configurar cada uno de los canales de transmisión y recepción se debe establecer la polarización y ganancia para I y Q con valores analizados en Pilco, S y Solórzano, J (2020). En la Figura 26, se detalla la configuración en los registros de transmisión y recepción con máxima ganancia y fase 45 correspondiente al primer cuadrante, se puede tener cuatro canales de transmisión y cuatro canales de recepción.

**Figura 26**

*Configuración del control de fase*

The image shows two screenshots of the ADAR1000 configuration software interface. The left screenshot (a) shows the 'TX Registers' tab, and the right screenshot (b) shows the 'RX Registers' tab. Both tabs are highlighted with red boxes. In both tabs, the 'Tx Phase Control' and 'Rx Phase Control' sections are visible, showing four channels (CH1-CH4) with checkboxes for I and Q polarization and gain values set to 22. A 'Write Phase Values' button is also highlighted in red in both tabs. The right screenshot (b) also shows a 'Memory Index' section with four channels (CH1-CH4) and a 'Write Memory Values' button.

(a)

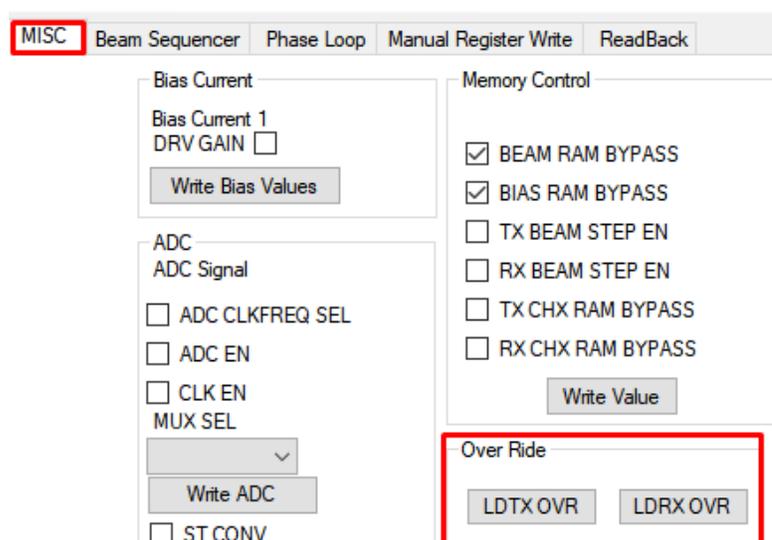
(b)

*Nota.* Control de fase. Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

En Figura 26a se observan la activación de los registros de polarización en I y Q en el primer cuadrante y la ganancia VGA de transmisión y en Figura 26b la activación de los registros de polarización en I y Q en el primer cuadrante y la ganancia VGA de recepción.

**Figura 27**

*Configuración para cargar la información en los registros*



*Nota.* Carga la información en los registros de trabajo desde SPI. Recuperado de User guide ADAR1000, Analog Devices, 2019.

**Tabla 11**

*Descripción de bits para LD\_WRK\_REGS*

Registro	Nombre	Bit	Descripción	Acceso
0x028	LDTX_OVERRIDE	1	Carga la información en los registros de trabajo desde SPI	W

Registro	Nombre	Bit	Descripción	Acceso
	LDRX_OVERRIDE	0	Carga la información en los registros de trabajo desde SPI	W

*Nota.* Descripción de bits para cargar la información en los registros de trabajo desde SPI para transmisión y recepción. Recuperado de Datasheet ADAR1000, Analog Devices, 2019.

### **Programación manual de registros**

Mediante este método de programación es necesario conocer cada una de los registros y los bits de activación que fueron utilizados en la sección anterior, con la diferencia que la información debe ser en números hexadecimales. Este método permite al usuario operar en dos formas de trabajo. Pilco, S y Solórzano, J (2020).

- Cargar y escribir un archivo .txt".
- Escribir valores en los registros del ADAR1000.

### ***Programación de la tarjeta ADAR1000***

Con el objetivo de conocer el comportamiento de cada uno de los puertos de transmisión de la placa ADAR1000, aplicando el método de programación descrito en la sección anterior y conociendo la función específica de cada uno de los registros se utiliza la información que se muestra en las Tablas 9 y 10, para el modo de operación en transmisión considerando la ganancia variable VGA y con fase de 45 grados constante se realiza un análisis del comportamiento de la ganancia, los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 12 y Figura 28.

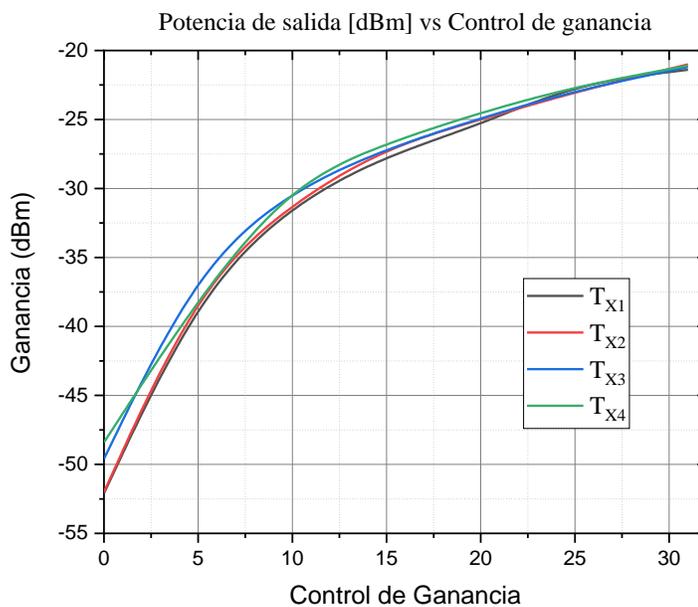
**Tabla 12***Código de programa con salida de amplitud y fase constante*

Línea	Registro	HEX	Sistema Binario	Descripción
1	00	81	1 0 0 0 0 0 0 1	Reiniciar suave del dispositivo
2	00	18	0 0 0 1 1 0 0 0	Activación de los pines SDO
3	400	55	0 1 0 1 0 1 0 1	Ajuste LDO a 1.8 V Selecciona SPI en lugar de RAM
4	38	60	0 1 1 0 0 0 0 0	interna para la configuración del canal
5	2F	7F	0 1 1 1 1 1 1 1	Habilita los TX ENABLES.
6	36	55	0 1 0 1 0 1 0 1	Establece el sesgo de transmisión VGA y del modulador vectorial en 5.
7	37	06	0 0 0 0 0 1 1 0	Establece la polarización del controlador de transmisión en 6.
8	31	42	0 1 0 0 0 0 1 0	Control de SPI, en 1 para transmitir
9	1C	FF	1 1 1 1 1 1 1 1	Atenuación del canal 1 en 0 dB, la ganancia VGA al máximo.
10	20	36	0 0 1 1 0 1 1 0	Establece en 45° la I del canal 1
11	21	36	0 0 1 1 0 1 1 0	Establece en 45° la Q del canal 1
12	28	02	Reservado 1 0	Carga la información en los registros de trabajo desde SPI

*Nota.* Código de programación con salida de amplitud y fase constante con ganancia VGA máxima para el modo de transmisión.

**Figura 28**

*Ganancia de potencia en función del bit de control de ganancia*



Nota: La figura muestra los valores de potencia vs. control de ganancia en las salidas  $T_{X1}$ ,  $T_{X2}$ ,  $T_{X3}$ , y  $T_{X4}$ , cuando la señal de entrada es de onda continua a 8 GHz y con potencia 10 dBm.

## CAPÍTULO IV

### SIMULACIÓN, OPTIMIZACIÓN, CONSTRUCCIÓN Y MEDIDAS DE LA RED 4X1

#### *Diseño del elemento de 8 GHz*

Basado en el trabajo de titulación realizado por Pilco Ordonez, Solange Carolina y Solorzano Puebla, Jonathan David, se trabajará con las características del sustrato obtenidas por ellos para el diseño del elemento rectangular y posteriormente se construirá con el diseño de la red de 4x1 elementos en el presente trabajo.

**Tabla 13**

#### *Características del sustrato FR4*

Sustrato	Constante dieléctrica $\epsilon_r$	Tangente de perdidas $\delta$	Espesor h (mm)
FR4	4.175	0.038	1.5

*Nota.* Fuente: Datos obtenidos del trabajo de titulación de Solange Pilco y Jonathan Solorzano.

En la Tabla 13 se observan los valores referentes a la constante dieléctrica y tangente de perdidas medidos para sustrato FR4 que son iguales a los valores encontrado experimentalmente en el trabajo de titulación de Pilco Ordonez, Solange Carolina y Solorzano Puebla, Jonathan David. Estos valores son la base para realizar el diseño del elemento patch rectangular que trabaja a una frecuencia de operación de 8 GHz.

Cálculo de las dimensiones del patch para la antena de 8 GHz. Cabe recalcar que para el diseño de la antena se utilizará el modelo de línea de transmisión, el cual fue explicada anteriormente. Lo primero que podemos determinar es la longitud de onda, haciendo uso de la siguiente expresión:

$$\lambda = \frac{C}{f} \quad (22)$$

El diseño se lo hará para una frecuencia de resonancia de 8 GHz

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{8 \times 10^9 \text{ Hz}} = 0,0375 \text{ m} = 37,5 \text{ mm} \quad (23)$$

Ahora se procede a calcular las dimensiones del patch ( $W, L$ ) y del sustrato ( $W_g, L_g$ ) como se muestra en la Figura 29. Sabiendo que la frecuencia de operación depende de estos parámetros además del grosor del dieléctrico. Existe un efecto de borde provocado por la radiación producida en los bordes del patch modificando eléctricamente las dimensiones físicas del patch. El ancho de banda de la antena es directamente proporcional al parámetro  $W$  del patch, por ende, para encontrar dicho parámetro se trabajará con una aproximación  $W \cong 1,3L$ .

Sabemos que longitud de onda guiada es igual a:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (24)$$

El ancho del patch  $W$ , se obtiene de la siguiente manera:

$$W = \frac{\lambda_g}{2} \quad (25)$$

$$W = \frac{C}{2f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2(8 \times 10^9 \text{ Hz})\sqrt{4,175}} = 8,12 \text{ mm} \quad (26)$$

Posteriormente utilizando la aproximación mencionada anteriormente, se calcula el largo del parche  $L$ , de la siguiente manera:

$$L \cong 1,3W \quad (27)$$

$$L \cong 1,3 (8,12 \text{ mm})$$

$$L \cong 10,56 \text{ mm}$$

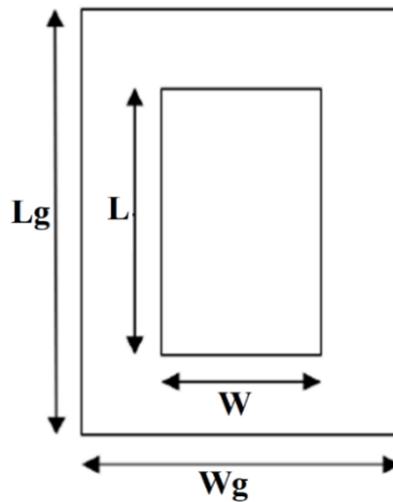
El valor de la permitividad eléctrica efectiva se obtiene con la siguiente expresión:

$$\varepsilon_{reff} = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2}\right) \left[1 + 12 \frac{h}{W}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (28)$$

$$\varepsilon_{reff} = \left(\frac{4,175 + 1}{2}\right) + \left(\frac{4,175 - 1}{2}\right) \left[1 + 12 \frac{1,5\text{mm}}{8,12\text{mm}}\right]^{-\frac{1}{2}} = 3,589$$

**Figura 29**

*Dimensiones del patch y del sustrato*



*Nota.* Dimensiones físicas del patch y del material dieléctrico (FR4) para su posterior implementación.

Con el valor de la permitividad eléctrica efectiva se puede conseguir la longitud efectiva con la siguiente expresión:

$$L_{eff} = \frac{C}{2f\sqrt{\varepsilon_{reff}}} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2(8 \times 10^9 \text{ Hz})\sqrt{3,589}} = 9,89 \text{ mm} \quad (29)$$

El cálculo de la franja de longitud  $\Delta_L$  esta dada por la siguiente expresión:

$$\Delta_L = 0,142h \frac{(\varepsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (30)$$

$$\Delta_L = 0,142(1,5mm) \frac{(3,589 + 0,3) \left( \frac{8,12mm}{1,5mm} + 0,264 \right)}{(3,589 - 0,258) \left( \frac{8,12mm}{1,5mm} + 0,8 \right)} = 0,975 mm$$

Se sabe que las longitudes del plano tierra serán las mismas que las longitudes de la antena. Se calcula el ancho del plano tierra con la siguiente expresión:

$$L_g = 6h + L \quad (31)$$

$$L_g = 6(1,5mm) + 9,176mm = 18,176 mm$$

Ahora se calcula el largo del plano tierra de la siguiente manera:

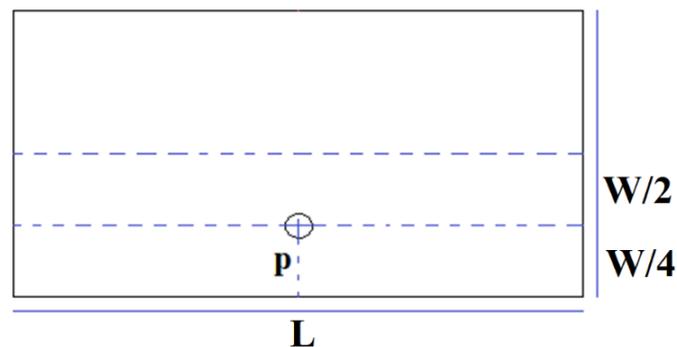
$$W_g = 6h + W \quad (32)$$

$$W_g = 6(1,5mm) + 11,92mm = 20,92 mm$$

**Impedancia de entrada.** Como se lo mencionó en la teoría, este diseño se lo alimentará a través de un conector coaxial ubicado dentro del patch (Figura 30), su ventaja es que según la posición del conector coaxial este tomará un valor de impedancia de entrada diferente. Para el diseño de este trabajo se utilizará conectores SMA de  $50 \Omega$ .

### Figura 30

*Ubicación del conector coaxial*



*Nota.* Depende de la ubicación del conector coaxial para encontrar el valor de la impedancia de entrada.

Para obtener una impedancia de entrada  $50 \Omega$ , el conector coaxial debe estar ubicado en  $L/2$  y en  $W/4$ :

$$p = \frac{W}{4} = \frac{8,12mm}{4} = 2,2 mm \quad (33)$$

Con estos resultados se puede conocer el lugar exacto en donde iría ubicado el conector coaxial.

**Simulación de una antena.** Utilizando los valores de la Tabla 14 podemos simular la antena patch diseñada anteriormente, las longitudes del patch, longitudes del sustrato, ubicación del conector SMA y constante dieléctrica son obtenidos con las características físicas del sustrato ya optimizados. Al utilizar el HFSS nos ofrece la ventaja de realizar la simulación con el sustrato que se tiene en los laboratorios del CICTE siendo este el FR4.

**Tabla 14**

*Características de la antena para el simulador*

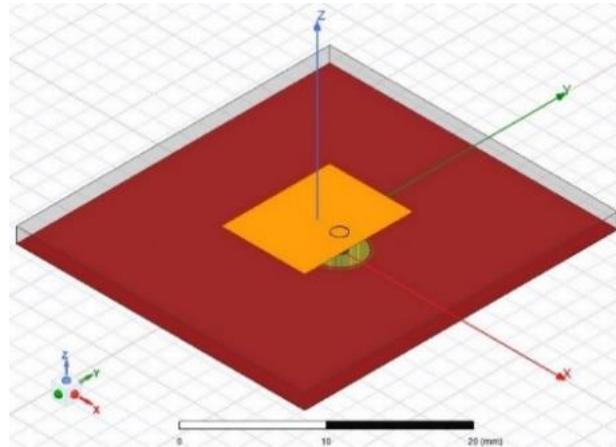
L (mm)	W (mm)	Lg (mm)	Wg (mm)	P (mm)	$\Delta_L$ (mm)	$\epsilon_{reff}$
10.56	8.12	18.17	20.92	2.2	0.97	3.58

*Nota.* Datos calculados utilizando el modelo de línea de transmisión para el diseño

En la Figura 31 se puede observar la cara frontal de la antena, siendo así de color amarillo el patch, de color rojo el sustrato y un medio círculo el conector coaxial SMA. Al realizar cada capa del diseño se la debe ir diferenciando a través de diferentes colores para evitar confusiones. Las dimensiones de cada capa se las puede ir agregando manualmente haciendo más fácil el procedimiento del diseño.

### Figura 31

*Vista frontal de la antena patch*



*Nota.* Simulación en HFSS, vista de las capas que compone la antena patch, cada elemento está representado en un color diferente.

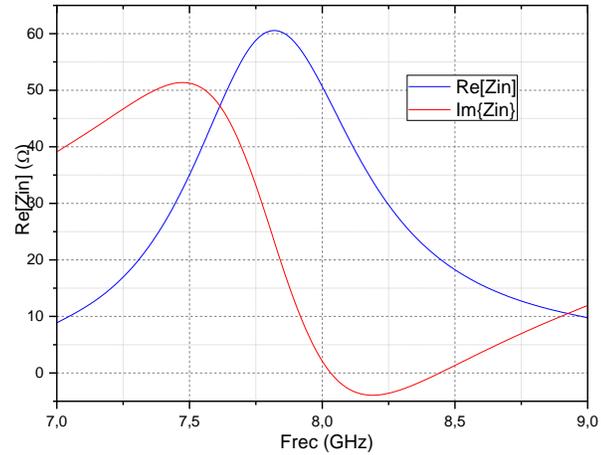
La Figura 32 muestra los resultados de la simulación del acoplamiento de la impedancia de entrada, donde se puede apreciar que su parte real (curva color azul) tiene un valor de  $50 \Omega$  y su parte imaginaria (curva color rojo) tiende a un valor cercano a cero, estos resultados son tomados en la frecuencia de trabajo es decir en los 8 GHz. El valor exacto encontrado mediante la simulación es de  $50,97 + j0,59 [\Omega]$ .

En la Figura 33 se puede observar el coeficiente de reflexión (parámetro  $S_{11}$ ), cuyo gráfico ayuda a entender cuanta potencia es reflejada cuando se induce una onda electromagnética a ser transmitida. El módulo del parámetro  $S_{11}$  está directamente relacionado con el factor de descasamiento de impedancia en el puerto de entrada.

Para una frecuencia de operación de 8 GHz el valor de -32dB implica que el puerto de entrada está perfectamente casado, mientras más bajo sea este parámetro se asegura que exista la máxima transferencia de potencia.

**Figura 32**

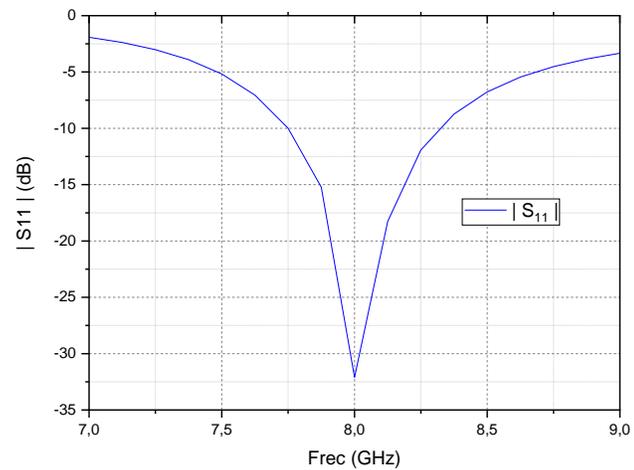
*Representación de la Impedancia de entrada*



*Nota.* Curvas del acoplamiento de la impedancia de entrada de la antena.

**Figura 33**

*Simulación parámetro  $S_{11}$  de la antena*



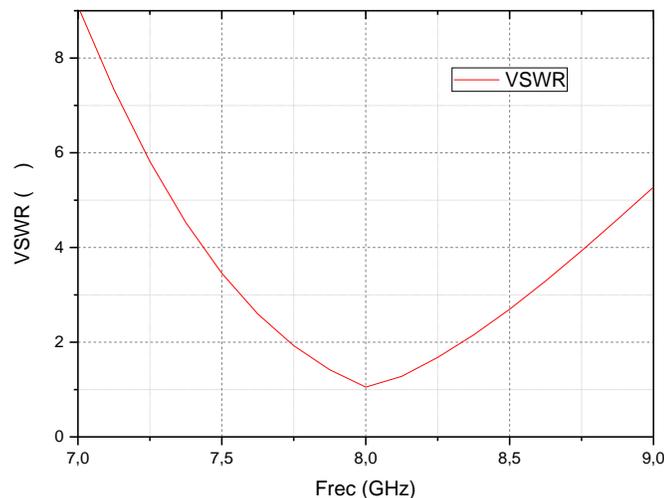
*Nota.* El parámetro  $S_{11}$  de una antena señala cuanta potencia es transmitida y cuanta potencia se pierde.

En la Figura 34 se puede observar la relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR). Al utilizar el criterio de VSWR inferior a 2 para definir del ancho de banda, por lo tanto, el ancho de banda de la antenna es de aproximadamente 620 MHz.

Los diagramas de la función directividad total ( $D(\phi, \theta)$ ) para la frecuencia de operación de 8 GHz, en los planos  $\phi = 0^\circ, 90^\circ$  y  $45^\circ$  mostrado en la Figura 35, informa la forma como la energía es irradiada en torno a la antenna. La directividad en todos los planos es de aproximadamente 6,78 dBi. Para los diagramas de los planos  $\phi = 90^\circ$  y  $45^\circ$  se puede verificar que existe simetría en torno al eje z, para el plano  $\phi = 0^\circ$  se observa una fuerte asimetría en torno del eje z. Esto se debe a que este plano contiene el punto de alimentación y esto hace que el diagrama se deforme. El elemento es del tipo broadside en torno del eje z.

### Figura 34

*Representación del parámetro VSWR de la antenna*

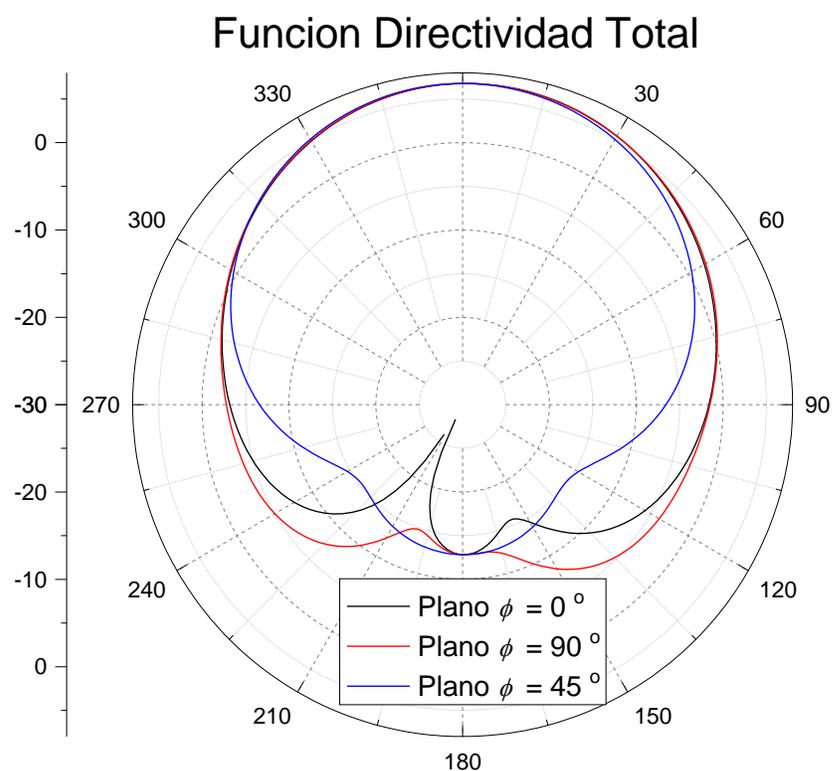


*Nota.* El parámetro VSWR mide la eficiencia de una línea de transmisión al circular energía de la fuente a la carga de una antenna.

Para la frecuencia de 8 GHz la función directividad total es representada por la simulación en 3D de la Figura 36. La dirección de la directividad está sobre el eje z y permite visualizar el comportamiento broadside del elemento diseñado. Se debe resaltar que sobre este gráfico se resalta el diagrama en el plano  $\phi = 0^\circ$ , que está en concordancia con el diagrama presentado en el anterior ítem.

**Figura 35**

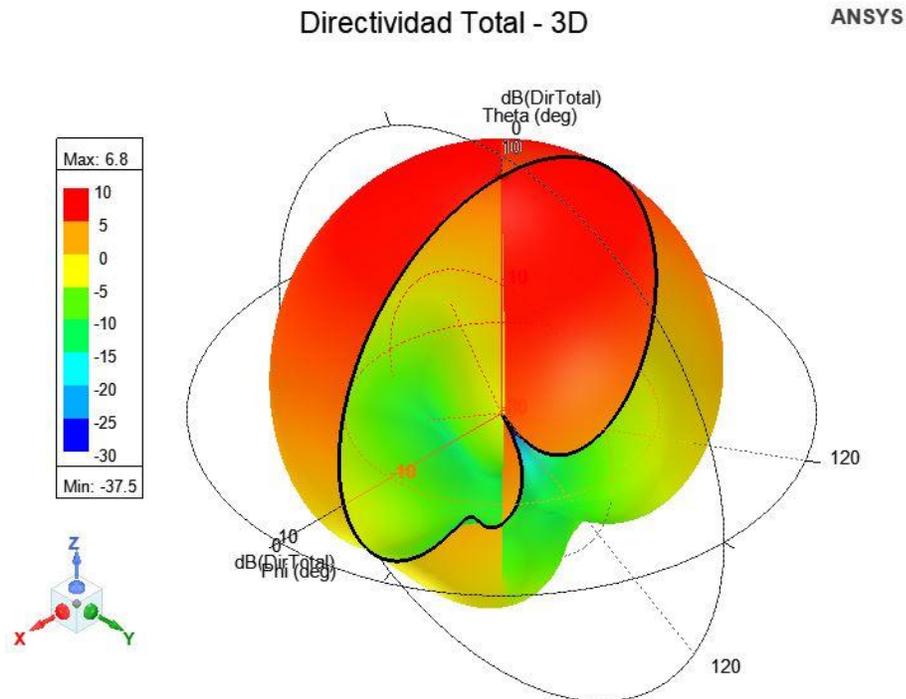
*Simulación Diagrama de la función de directividad*



*Nota.* Diagrama de radiación de la antena dirigido a diferentes ángulos configurados previamente.

**Figura 36**

Diagrama de la función de directividad



*Nota.* Diagrama de radicación en 3D de la antena dirigido a  $\theta = 0^\circ$ .

### **Conectores SMA Pasternack**

Los conectores de Pasternack cumplen con RoHS y REACH, son utilizados para coaxiales, PCB y son construidos con una gran precisión para la industria de la microonda y RF, cuyo conector se lo puede apreciar en la Figura 37.

Este tipo de conectores se fabrican con algunos tipos de polaridad como son la inversa, estándar o rosca inversa, su diseño tiene la ventaja de contar con QD la cual es una desconexión rápida. Estos conectores tienen una impedancia de 50 ohms. Los conectores SMA machos pueden ser construidos de forma recta o en mamparo, estos conectores cuentan con un nivel de rendimiento estándar o alto y son construidos en

acero inoxidable. los conectores SMA hembra son desarrollados con los mismos estándares y diseños que los conectores SMA macho (conectores SMA,2019).

### **Figura 37**

*Conector SMA*



*Nota.* Estos conectores tienen una impedancia de 50 ohms

### **Cable coaxial PE-SR405FL**

Este cable coaxial (Figura 38) se caracteriza por ser semirrígido 086 que puede ser fácilmente moldeable, además es de una impedancia de 50 ohms con un dieléctrico PTFE, este cable puede llegar a trabajar a una frecuencia de 20GHz. Una de sus características más importantes es su atenuación la cual es de 1GHz de 22,5 dB y una potencia máxima de 105 vatios a 1GHz. El número de conductores interno del cable es de 1, su radio mínimo de curvatura es de 0,78 pulgadas. Cuenta con una velocidad de propagación igual al 69,5% (conectores SMA,2019).

### **Figura 38**

*Cable coaxial PE-SR405FL*



*Nota.* Cable coaxial semirrígido 086 que puede ser fácilmente moldeable.

### **Diseño de la red de antenas 4x1**

Para el diseño de la red de antenas 4x1 se trabajará con el diseño de la antena patch de la sección anterior y se las ubicará en forma colineal separados una distancia ( $d$ ), las cuatro antenas serán implementadas en el mismo material dieléctrico, adicional cada elemento tendrá su propio puerto de alimentación a través de un conector coaxial. Esta clase de alimentación nos permite controlar la fase y amplitud de cada elemento con una mayor facilidad, siendo que la fase es controlada por desplazadores de fase y la amplitud se la puede controlar con amplificadores o atenuadores (Rodríguez, 2012).

**Distancia entre las antenas.** La separación  $d$  entre los elementos irradiadores en esta clase de red define ciertas características del diagrama de radiación. Otro parámetro que se debe definir, en este tipo de red, es el plano  $E$  y el plano  $H$ . En el caso de antenas de microcinta el plano  $E$  es perpendicular al patch y contiene la densidad de corriente eléctrica superficial. Con base a esto el plano  $H$  es perpendicular al plano  $E$ .

Suponiendo que las densidades de corriente eléctricas superficiales de los elementos irradiadores se encuentra distribuida longitudinalmente a la red lineal, los planos  $E$  y plano  $H$  coinciden con los representados en Figura 39.

Para el cálculo del valor de la separación entre elementos  $d$  se debe considerar que este es un múltiplo de la longitud de onda guiado  $\lambda_g$ . Por lo expuesto anteriormente se sabe que:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (34)$$

donde el valor de  $\epsilon_{eff}$  se lo obtuvo en la sección anterior y su valor es  $\epsilon_{eff} = 3,58$ .

Por lo tanto, se puede calcular la longitud de onda de la siguiente manera:

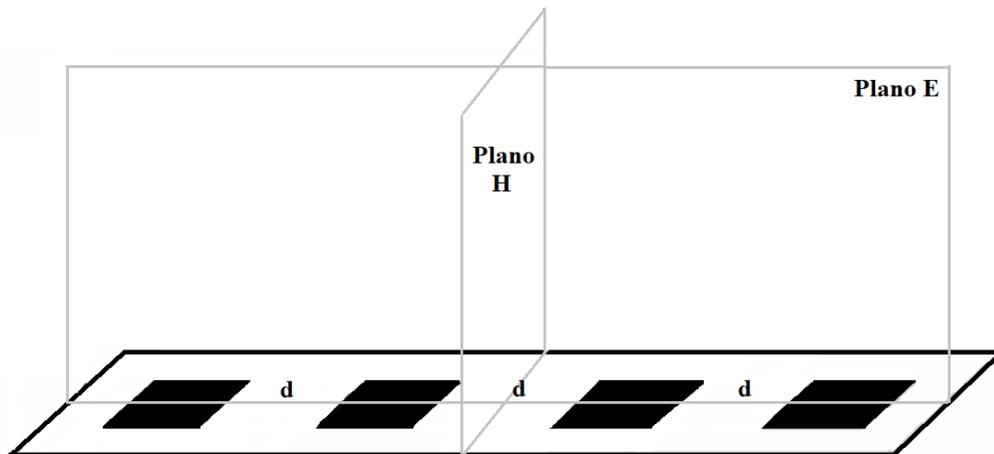
$$\lambda_0 = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{8 \times 10^9 \text{ Hz}} = 0,0375 \text{ m} = 3,75 \text{ cm} \quad (35)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{0,0375 \text{ m}}{\sqrt{3,58}} = 0,0198\text{m} = 1,98 \text{ cm} \quad (36)$$

Se sabe que para minimizar el nivel de lóbulos secundarios  $d < \lambda_g$  y para obtener una mayor ganancia  $d > \lambda_g/2$ . Por lo tanto, para obtener los dos resultados antes mencionados se trabajará con la distancia de  $d < \lambda_g$  y se escogió un valor de 18mm (Rodríguez, 2012)

### Figura 39

*Distancia entre elementos (antenas)*



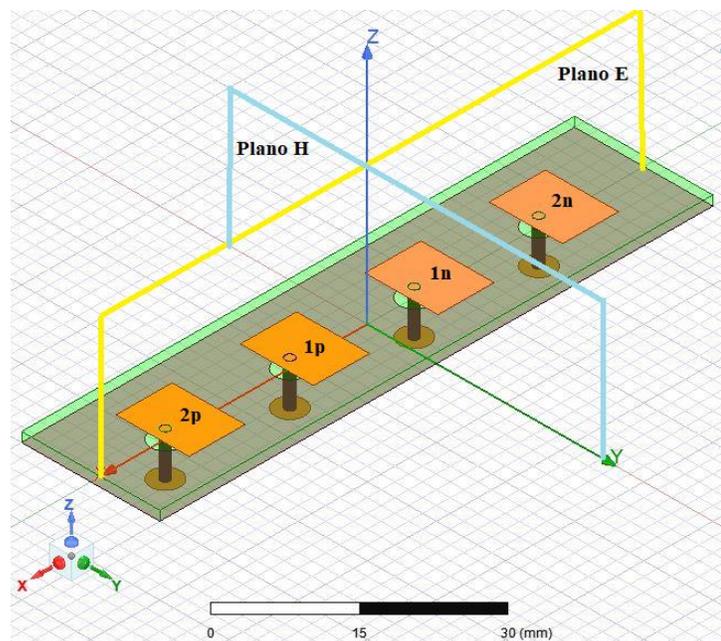
*Nota.* La distancia entre las antenas es importante por ser esta la causante de ciertas características del lóbulo de radiación. Tomado de Analysis and design of a microstrip patch antenna array, por Vicente Jaramillo, M. (2018).

En este punto es importante mencionar que cuando los vectores densidad de corrientes eléctricas superficiales poseen el mismo vector unitario, es decir todos los vectores tienen la misma dirección o son colineales, se dice que la red es del tipo colineal. Si los vectores unitarios de las densidades eléctricas superficiales son paralelos, se dice que la red es del tipo paralela.

**Simulación de la red colineal de antenas 4x1 con densidades de corriente eléctrica superficial  $\vec{J}(x,y)$  distribuidas a lo largo del eje x.** La primera geometría analizada es una red de 4 elementos irradiadores. La configuración geométrica corresponde a una red 4x1 y es representada en la Figura 40.

**Figura 40**

*Red colineal con densidad de corriente distribuida a lo largo del eje X*



*Nota.* Geometría de la red 4x1 con densidades de corriente superficial  $\vec{J}_i(x,y)$  distribuidas a lo largo del eje x (alimentación colineal)

La red lineal de cuatro elementos irradiadores se extiende sobre el eje “x” y está constituida por los elementos 2p, 1p, 1n y 2n. El centro de fase de esta coincide con el origen del sistema coordenado. La principal característica de esta geometría es que sus vectores densidades de corrientes superficiales  $\vec{J}_i(x,y)$  están configuradas de una forma

colineal. Siendo así el plano  $E$  y el plano  $H$  coinciden con los planos “ $x-z$ ” y “ $y-z$ ”, respectivamente. La separación entre el elemento  $1p$  y  $1n$  es definido por la cantidad  $a_0$ . Y la separación existente entre los elementos  $1n$  y  $2n$ , así como entre los elementos  $1p$  y  $2p$ , es designada por  $a_1$ . Cada elemento tiene un ancho  $W_{patch\ ii}$ , un largo  $L_{patch\ ii}$ , su punto de alimentación se ubicada en la mitad del patch esto es  $L_{patch,ii}/2$  y separado del centro del patch una distancia  $p_{ii}$ . Donde  $ii$  puede ser  $2p$ ,  $1p$ ,  $1n$  o  $2n$ . Inicialmente se simuló la mencionada red con base a las dimensiones del elemento optimizado para la frecuencia de 8 GHz. De esta forma las dimensiones de la geometría de la red colineal, presentada en la Figura 40, se muestran en la Tabla 15.

**Tabla 15**

*Dimensiones de la red colineal*

	2n [mm]	1n [mm]	1p [mm]	2p [mm]
$W_{patch\ ii}$	8,12	8,12	8,12	8,12
$L_{patch\ ii}$	10,56	10,56	10,56	10,56
$P_{ii}$	2,2	2,2	2,2	2,2

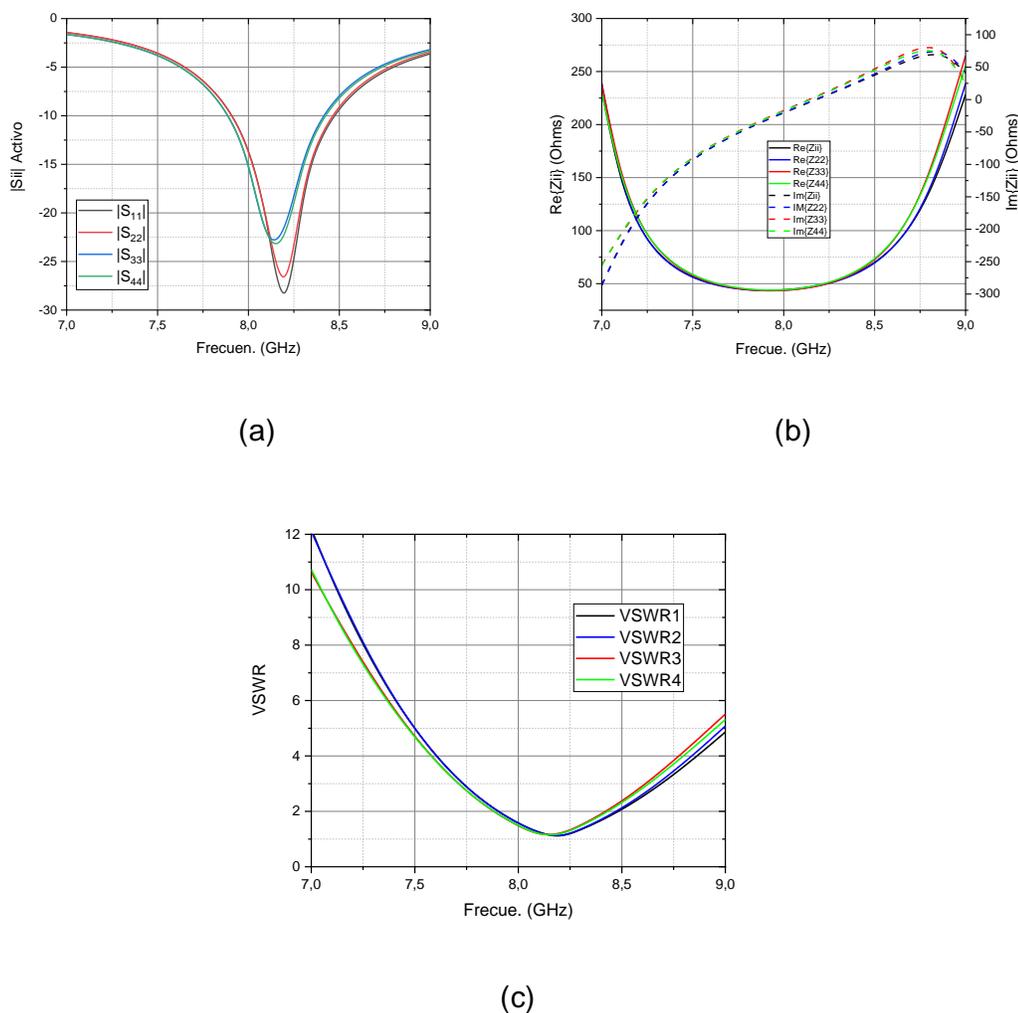
*Nota.* Datos calculados utilizando el modelo de línea de transmisión para el diseño

La distancia de separación entre elementos (patch) será de  $a_0 = 18[\text{mm}]$  y  $a_1 = 18[\text{mm}]$  y las dimensiones del sustrato son  $W_{sus} = 24\text{mm}$ ,  $L_{sus} = 90\text{mm}$  y  $h = 1,50\text{mm}$ .

La red colineal 4x1 fue simulada con base a las dimensiones presentadas en la Tabla 15. Los resultados para los coeficientes de reflexión ( $|S_{ii}|$ ), impedancia de entrada ( $Z_i$ ), VSWR en el puerto  $i$  en función de la frecuencia y para la función de directividad en los planos E y H, para la frecuencia de 8 GHz, se presenta en la Figura 41.

**Figura 41**

*Representación de las características de la red de antenas 4x1*



*Nota.* Resultados de las simulaciones para pérdidas de retorno, en (a), impedancia de entrada, en (b), relación de onda estacionaria VSWR, en (c), en cada uno de los puertos de entrada de la red colineal 4x1.

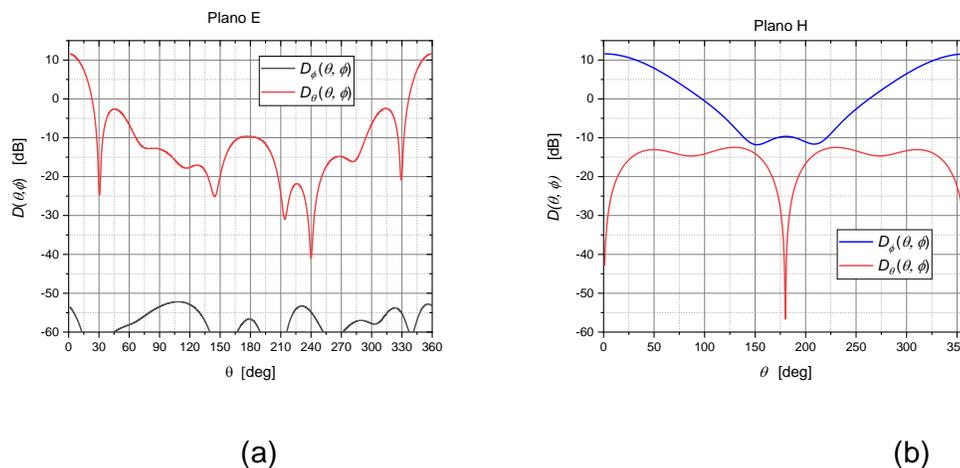
Comparando los resultados presentados en la Figura 41 se puede observar claramente que la red está trabajando fuera de la frecuencia de operación (8 GHz). A pesar de haber usado las dimensiones del elemento optimizado para 8 GHz estos resultados se ven afectados por los acoplamientos mutuos entre los elementos de la red.

Los diagramas de irradiación en la condición Broadside para los planos E y H son mostrados en la Figura 42.

La función directividad está principalmente formada por su componente  $D_\theta(\theta, \phi)$  en el plano E. Para el plano H las componentes  $D_\theta(\theta, \phi)$  y  $D_\phi(\theta, \phi)$  contribuyen de forma significativa a la función directividad. Adicionalmente, la función directividad total es máxima sobre la dirección  $\theta = 0^\circ$  tanto en el plano E como en el plano H y en ambos poseen el mismo valor.

**Figura 42**

*Diagramas de irradiación en la condición Broadside para los planos E y H*



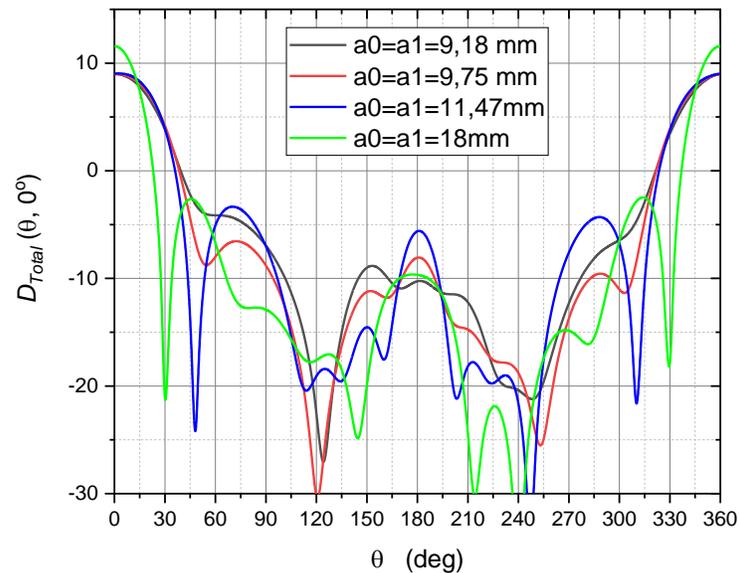
*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos principales de la red unidimensional cuando está trabajando en la configuración broadside. Plano E, en (a) y plano H, en (b).

Los resultados presentados hasta este punto solo enfatizan la necesidad de optimizar la red. Para esta etapa fue necesario varias iteraciones con el software de simulación electromagnética. El primer parámetro optimizado fue el espaciamiento entre

elementos irradiadores. Los diagramas de la función directividad total en el plano E, en función del espaciamiento entre elementos, se presentan en la Figura 43.

**Figura 43**

*Función directividad total con diferente distancia entre elementos*



*Nota.* Diagramas de la función directividad total en el plano E en función del espaciamiento entre elementos.

**Simulación optimizada.** De los diagramas presentados se observa que el espaciamiento que presenta el mejor ángulo de visibilidad es el obtenido para un espaciamiento de 9,75 mm. A pesar de obtener una menor directividad con 9,75 mm en relación al de 18 mm, el nivel de los primeros lóbulos laterales para el espaciamiento de 9,75 mm está a 14 dB del principal y apuntando a más o menos  $60^\circ$  del principal.

Esa última característica minimizará la deformación del lóbulo principal en el instante de realizar su apuntamiento. Una vez optimizado el espaciamiento entre elementos se procedió a optimizar el resto de la geometría para mejorar las características de pérdidas de retorno, impedancia, VSWR y diagramas. La geometría a la cual se llegó tiene las siguientes dimensiones:

La distancia optimizada que existirá entre elementos será de  $a_0 = 9,75$  mm y  $a_1 = 9,75$  mm y las dimensiones del sustrato son  $W_{sus} = 24$  mm,  $L_{sus} = 90$  mm y  $h = 1,50$  mm.

**Tabla 16**

*Dimensiones de la red colineal optimizadas*

	2n [mm]	1n [mm]	1p [mm]	2p [mm]
$W_{patch\ ii}$	8,11	7,95	7,98	8,09
$L_{patch\ ii}$	10,54	10,33	10,37	10,52
$P_{ii}$	2,48	2,80	2,80	2,51

*Nota.* Dimensiones de la red colineal optimizadas luego de la simulación obtenida.

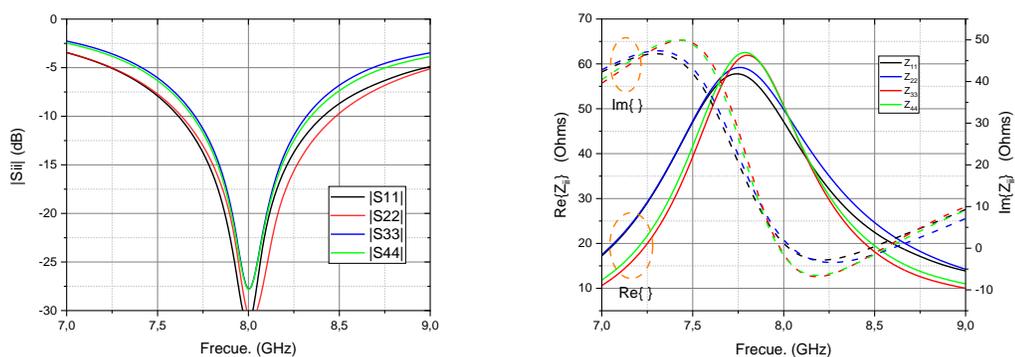
Los resultados obtenidos en las simulaciones para las pérdidas de retorno, impedancia de entrada, relación de onda estacionaria VSWR y diagramas en los planos principales son presentados en la Figura 44.

Observando los resultados para las pérdidas de retorno de la Figura 44a, estrechamente relacionadas con el grado de casamiento entre la entrada de RF y la impedancia de entrada del elemento irradiador, podemos concluir que todas las entradas están por debajo de los -25 dB lo que garantiza un excelente acoplamiento. Los gráficos de la impedancia de entrada de cada uno de los elementos vistas en la Figura 44b permite

visualizar que para la frecuencia de operación la parte real de la impedancia es aproximadamente  $50\Omega$ . Ya la parte reactiva puede tener características inductivas o capacitivas y sus valores varían entre  $j1,78\Omega$  y  $-j1,86\Omega$ , respectivamente.

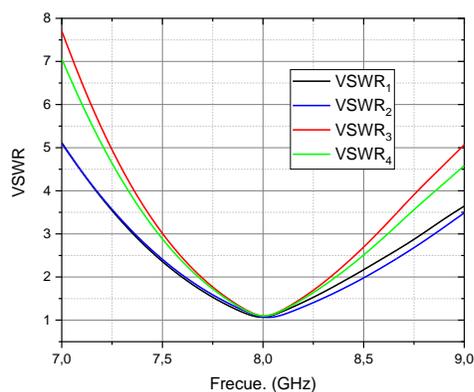
**Figura 44**

*Representación de las características de la red de antenas 4x1 optimizada*



(a)

(b)



(c)

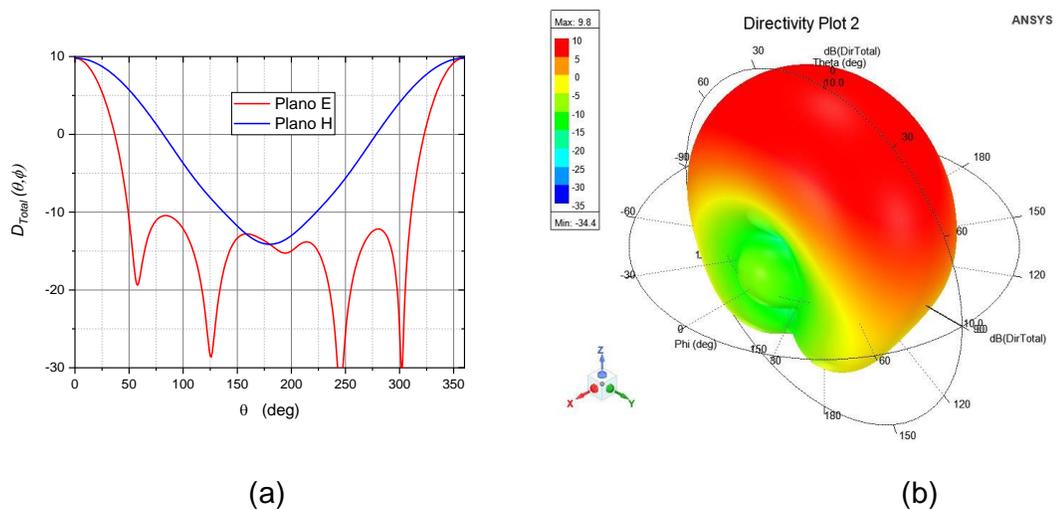
*Nota.* Resultados de las pérdidas de retorno, en (a), impedancia de entrada, en (b), relación de onda estacionaria VSWR, en (c), en cada uno de los puertos de entrada de la red colineal 4x1.

El ancho de banda en la condición broadside es aproximadamente 500 MHz y, conforme se modifique la fase progresiva, este valor puede reducirse por los efectos de acoplamiento mutuo entre elementos. La relación de onda estacionaria VSWR de la Figura 44c presenta su mínimo valor de 1,00 en la frecuencia de 8 GHz y para todo el ancho de banda de 500 MHz su valor está por debajo de 2.

Los diagramas de la función directividad total para cuando en las entradas de los elementos se aplica una fase progresiva de  $0^\circ$ , condición broadside, se presentan en la Figura 45.

**Figura 45**

*Diagramas de la función directividad en los planos E y H*



*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos E y H cuando la red 4x1 está trabajando en la condición broadside. En (a) cortes de los planos E y H, y en (b) se presenta la representación 3D de la función directividad total.

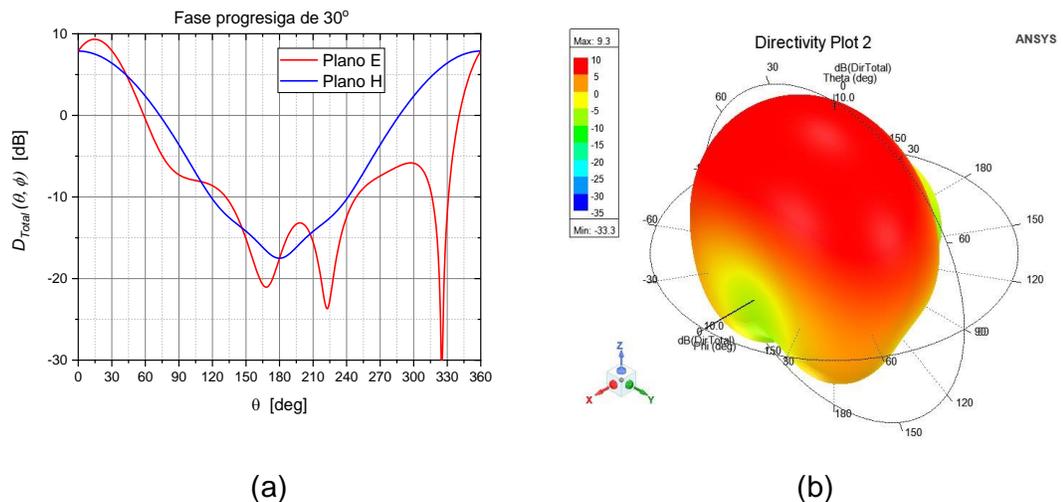
Como se puede observar en la Figura 45 la directividad de la red es igual a 9,80 dB, al ancho de 3 dB es de  $44^\circ$ , el primer nulo del diagrama en el plano E está a  $59^\circ$  para  $\theta$  positivo y a  $60^\circ$  para  $\theta$  negativo.

Esa asimetría es causada por la posición de la punta de prueba. La relación frente espalda es igual a 24 dB. Finalmente, en el peor de los casos el nivel de los lóbulos laterales esta abajo del principal en 20,24 dB.

Una vez verificado el comportamiento de la red en la condición broadside se procedió a verificar el desempeño del diagrama de la función directividad cuando se aplica fases progresivas de  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $90^\circ$  en los puertos de entrada de RF. Ese comportamiento se muestra en las Figuras 46, 47 y 48, las cuales se encuentran proyectadas tanto en dos dimensiones como en 3D.

**Figura 46**

*Diagramas de la función directividad en los planos E y H en  $30^\circ$*



*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos E y H cuando en la red 4x1 se aplica una alimentación de fase progresiva de  $30^\circ$ . En (a) cortes de los planos E y H, y en (b) se presenta la representación 3D de la función directividad total.

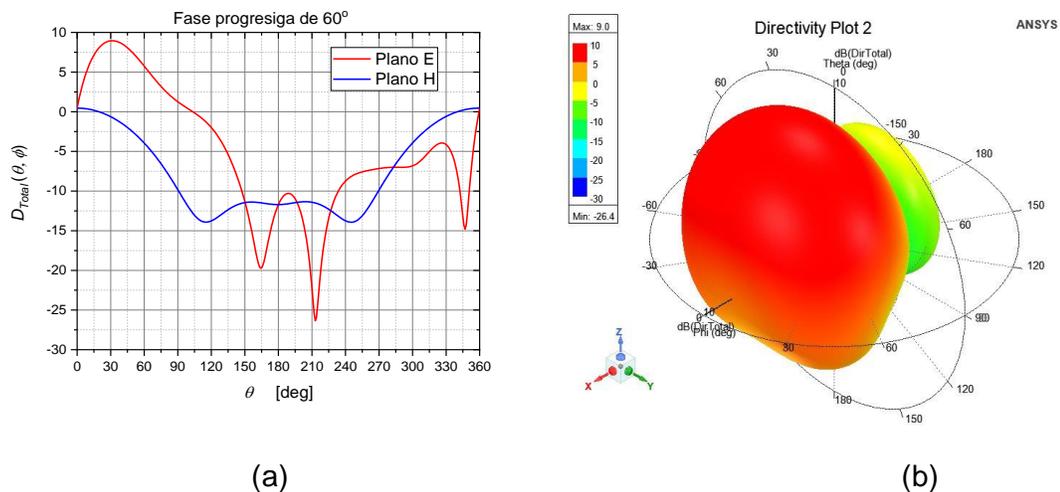
Comparando los gráficos de las Figuras 46, 47 y 48 podemos observar que la aplicación de las diferentes fases progresivas si produjeron un apuntamiento en los

planos E de los tres diagramas. También, se observa que entre mayor sea la fase progresiva el diagrama en el plano H se ve afectado fuertemente.

De la misma forma, el perfil del lóbulo principal en el plano E también sufre alteraciones conforme el ángulo de la fase progresiva aumenta, así como la directividad en los tres casos. Adicionalmente, se puede visualizar que las fases progresivas de  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $90^\circ$  implementan un apuntamiento a lo largo del eje  $x$ . Los parámetros principales para los cuatro casos de fase progresiva analizados se muestran en la Tabla 17.

**Figura 47**

*Diagramas de la función directividad en los planos E y H en  $60^\circ$*

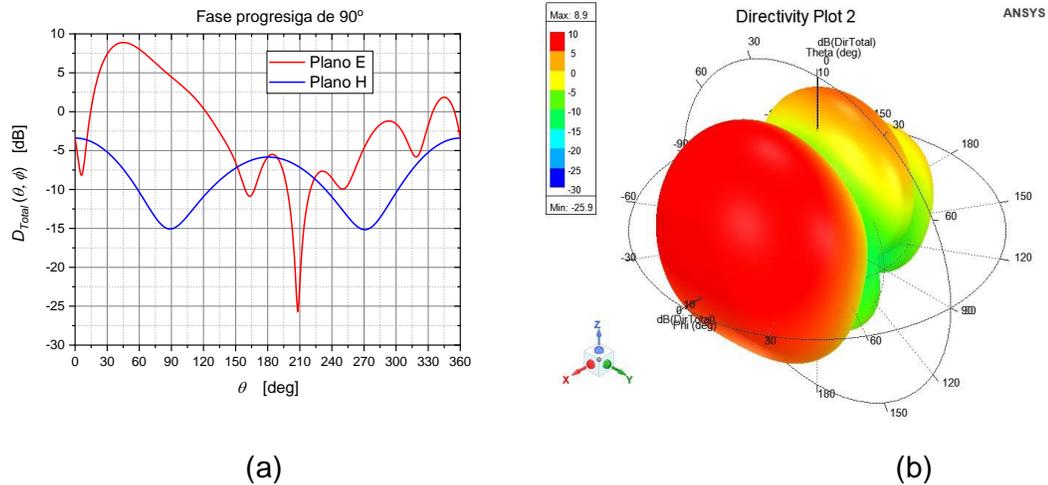


*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos E y H cuando en la red  $4 \times 1$  se aplica una alimentación de fase progresiva de  $60^\circ$ . En (a) cortes de los planos E y H, y en (b) se presenta la representación 3D de la función directividad total

Como se puede observar los resultados presentados en la Tabla 17, cuando aumenta la fase progresiva tanto la directividad, como la diferencia entre el nivel de lóbulo secundario en relación al principal disminuyen. Así mismo, cuanto mayor es la fase progresiva mayor es el ancho de 3 dB del lóbulo principal.

**Figura 48**

Diagramas de la función directividad en los planos E y H en  $90^\circ$



*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos E y H cuando en la red 4x1 se aplica una alimentación de fase progresiva de  $90^\circ$ . En (a) cortes de los planos E y H, y en (b) se presenta la representación 3D de la función directividad total

**Tabla 17**

*Características de los 4 casos de fases progresivas*

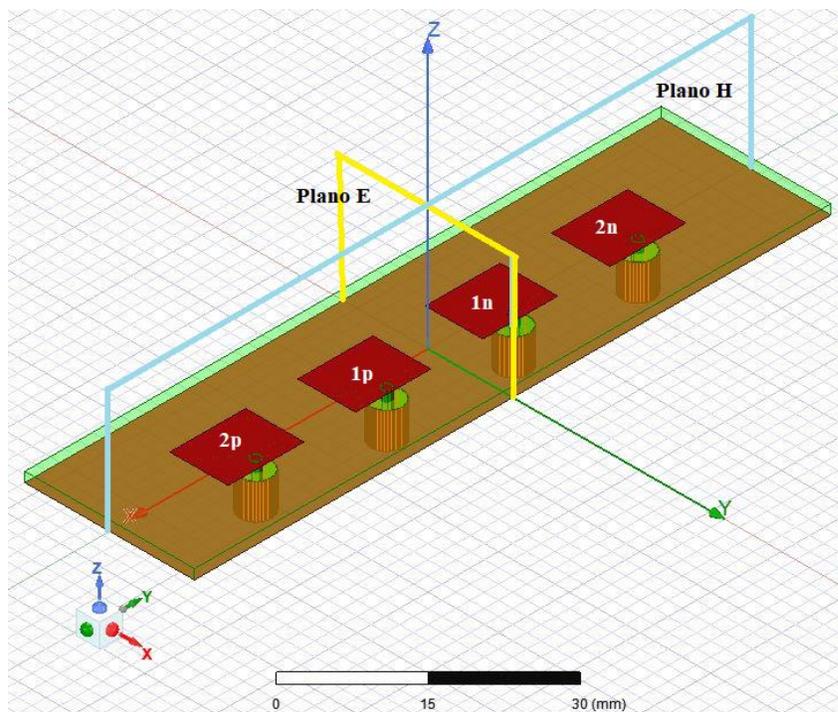
Fase	Directividad [dB]	Apuntamien. [ $^\circ$ ]	Ancho 3dB [ $^\circ$ ]	Direc. Nulos [ $^\circ$ ]	Secundario abajo del principal [dB]
$0^\circ$	9.80	0	44	-60 y 59	20.24
$30^\circ$	9.30	15	44	-35 y 169	15.14
$60^\circ$	8.95	31	48	-13 y 164	12.89
$90^\circ$	8.89	45	53	6 y 163	7.00

*Nota.* Principales características en los diagramas de directividad cuando se aplica fases progresivas de  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $90^\circ$  en las entradas de RF de la red 4x1.

**Simulación de la red colineal de antenas 4x1 con densidades de corriente superficial paralelas.** La segunda geometría analizada es una red de 4 elementos irradiadores, en este caso se supone que las densidades de corriente eléctrica superficial son paralelas. La geométrica corresponde a esta red es representada en la Figura 49.

**Figura 49**

*Red 4x1 con densidades de corriente superficial  $\vec{J}_i(x, y)$  paralelas al plano XZ*



*Nota.* Geometría de la red 4x1 con densidades de corriente superficial  $\vec{J}_i(x, y)$  paralelas al plano xz (alimentación colineal)

La red lineal de cuatro elementos irradiadores mostrada en la Figura 49 se extiende sobre el eje "x", está constituida por los elementos 2p, 1p, 1n y 2n. Su centro de fase coincide con el origen del sistema coordenado. En esta geometría sus vectores densidades de corrientes superficiales  $\vec{J}_i(x, y)$ , a diferencia de la estructura de la red

anterior, están configuradas para ser paralelas al plano “y-z”. Siendo así el plano E y el plano H coinciden con los planos “y-z” y “x-z”, respectivamente.

La separación entre el elemento  $1p$  y  $1n$  es definido por la cantidad  $a_0$ . Ya la separación existente entre los elementos  $1n$  y  $2n$ , así como entre los elementos  $1p$  y  $2p$ , es designada por  $a_1$ . Análogamente al caso anterior las dimensiones  $W_{patch\ ii}$ ,  $L_{patch\ ii}$  y  $p_{ii}$  definen, respectivamente, el ancho, largo y penetración de la prueba coaxial de los elementos  $2p$ ,  $1p$ ,  $1n$  y  $2n$  ( $ii = 2p, 1p, 1n, 2n$ ). Inicialmente se simuló la mencionada red con base a las dimensiones definidas en la Tabla 15. Posteriormente sus resultados fueron optimizados de la misma forma que en la red colineal para la condición broadside a la frecuencia de 8 GHz. Las dimensiones optimizadas de la red paralela se presentan en la Tabla 18.

La distancia optimizada que existirá entre elementos (patch) será de  $a_0 = 11,50[\text{mm}]$  y  $a_1 = 11,50[\text{mm}]$ . Los resultados para los coeficientes de reflexión ( $|S_{ii}|$ ), impedancia de entrada ( $Z_i$ ), relación de onda estacionaria VSWR<sub>i</sub> en el puerto  $i$ , en función de la frecuencia, y para la función de directividad en los planos E y H, para la frecuencia de 8 GHz, se presenta en la Figura 50.

**Tabla 18**

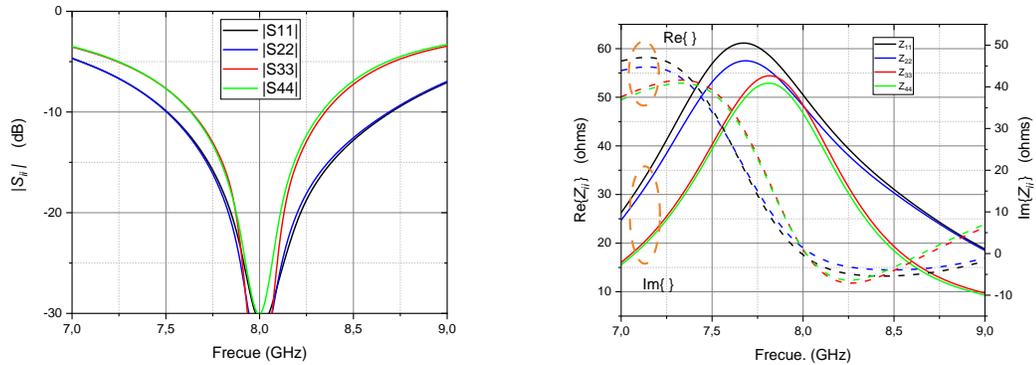
*Dimensiones de la red colineal con densidades de corriente superficial paralelas al plano xz*

	2n [mm]	1n [mm]	1p [mm]	2p [mm]
$W_{patch\ ii}$	8,09	7,84	7,82	8,09
$L_{patch\ ii}$	10,52	10,19	10,17	10,52
$P_{ii}$	2,47	3,00	2,90	2,42

*Nota.* Dimensiones de la red colineal optimizadas luego de la simulación obtenida.

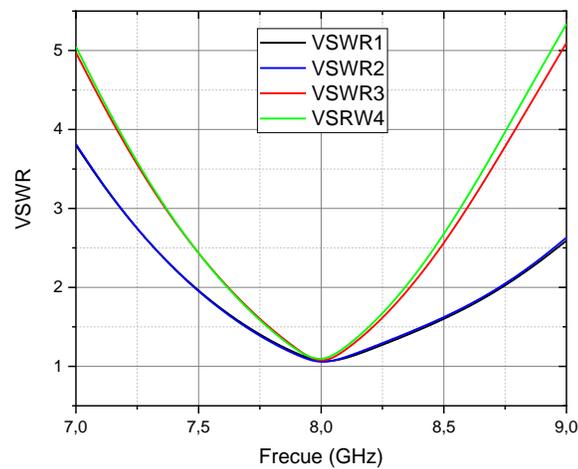
**Figura 50**

Características de la red colineal con densidades de corriente superficial paralelas.



(a)

(b)



(c)

*Nota.* Resultados de las simulaciones para pérdidas de retorno, en (a), impedancia de entrada, en (b), y relación de onda estacionaria VSWR, en (c), en cada uno de los puertos de entrada de la red colineal 4x1.

Observando los resultados para las pérdidas de retorno (Figura 50a) se puede inferir que todas las entradas están por debajo de los -30 dB lo que garantiza un excelente

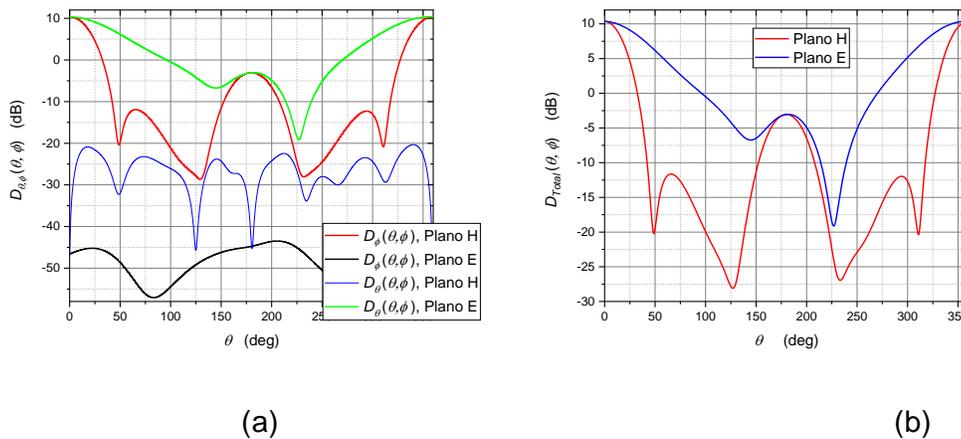
acoplamiento. Los gráficos de la impedancia de entrada de cada uno de los elementos se observan en la Figura 50b.

A partir de ellos se verifica que para la frecuencia de operación de 8 GHz la parte real de la impedancia de los elementos irradiadores varían entre  $49,00 \Omega$  a  $50,48 \Omega$ . Ya los valores de sus partes reactivas varían entre  $j1,09 \Omega$  y  $-j0,59 \Omega$ . El ancho de banda en la condición broadside es aproximadamente 700 MHz.

La relación de onda estacionaria VSWR (Figura 50c) presenta su mínimo valor de 1,00 en la frecuencia de 8 GHz y para todo el ancho de banda de 700 MHz su valor está por debajo de 2. Los diagramas de la función directividad total  $D_{Total}(\theta, \phi)$  de sus componentes  $D_{\theta}(\theta, \phi)$  y  $D_{\phi}(\theta, \phi)$ , en la condición broadside, esto es cuando en las entradas de los elementos se aplica una fase progresiva de  $0^\circ$ , se presentan en la Figura 51.

**Figura 51**

*Diagramas de la función directividad en los planos E y H*



*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos E y H cuando la red 4x1 está trabajando en la condición broadside. En (a) cortes de los planos E y H de las componentes  $D_{\theta}(\theta, \phi)$  y  $D_{\phi}(\theta, \phi)$ . En (b) se presenta la función directividad total en el plano E y H.

Como lo esperado la función directividad total está principalmente formada por su componente  $D_\theta(\theta, \phi)$  en el plano E y por la componente  $D_\phi(\theta, \phi)$  en el plano H. En el plano H la componente  $D_\theta(\theta, \phi)$  está entre 20 dB a 40 dB debajo de la componente  $D_\phi(\theta, \phi)$ . Adicionalmente, la función directividad total es máxima sobre la dirección  $\theta = 0^\circ$ , tanto en el plano E como en el plano H y en ambos planos la directividad es de 10,37 dB. Los diagramas presentados fueron calculados con espaciamiento entre elementos de 11,50 mm. En este caso se observa que el mejor ángulo de visibilidad es el obtenido para este espaciamiento.

El nivel de los primeros lóbulos laterales para el espaciamiento de 11,50 mm, en el plano H, está a 22 dB abajo del principal y apuntando a más o menos  $67^\circ$  del principal. Como se puede observar en la Figura 51 la directividad de la red es igual a 10,37 dB, al ancho de 3 dB es de aproximadamente de  $34^\circ$ , el primer nulo del diagrama en el plano H está a  $49^\circ$  para  $\theta$  positivo y a  $49^\circ$  para  $\theta$  negativo.

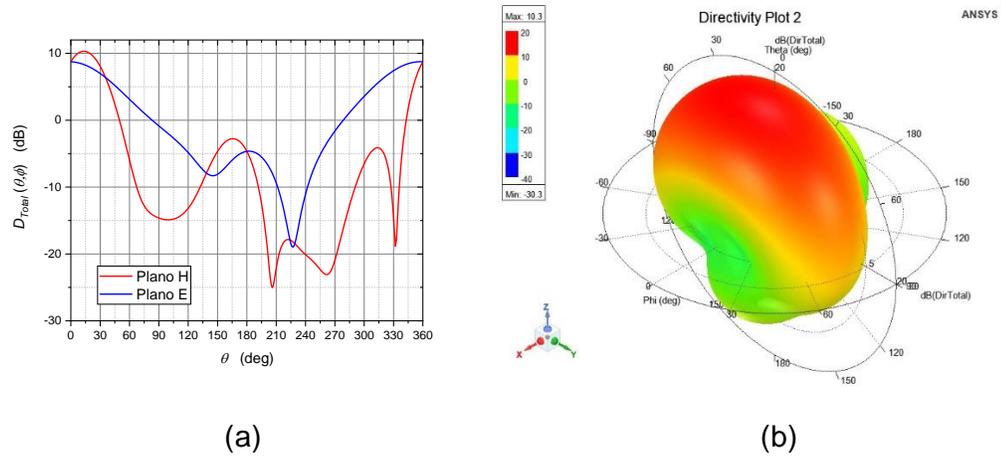
A diferencia de la red colineal 4x1 la posición de los nulos no muestran ninguna asimetría en la red paralela porque la posición de las puntas de prueba afecta de igual forma a todos los elementos de la red. La relación frente espalda es igual a 13,41 dB.

Comparando los gráficos de las Figuras 52, 53 y 54 podemos observar que la aplicación de las diferentes fases progresivas si produjeron un apuntamiento en los planos H de los tres diagramas. Adicionalmente, se observa que entre mayor sea la fase progresiva el diagrama en el plano E se ve afectado fuertemente.

De la misma forma, el perfil del lóbulo principal en el plano H también sufre alteraciones conforme el ángulo de la fase progresiva aumenta, así como disminuye la directividad en los tres casos. Los parámetros principales para los cuatro casos de fase progresiva analizados se muestran en la Tabla 19.

**Figura 52**

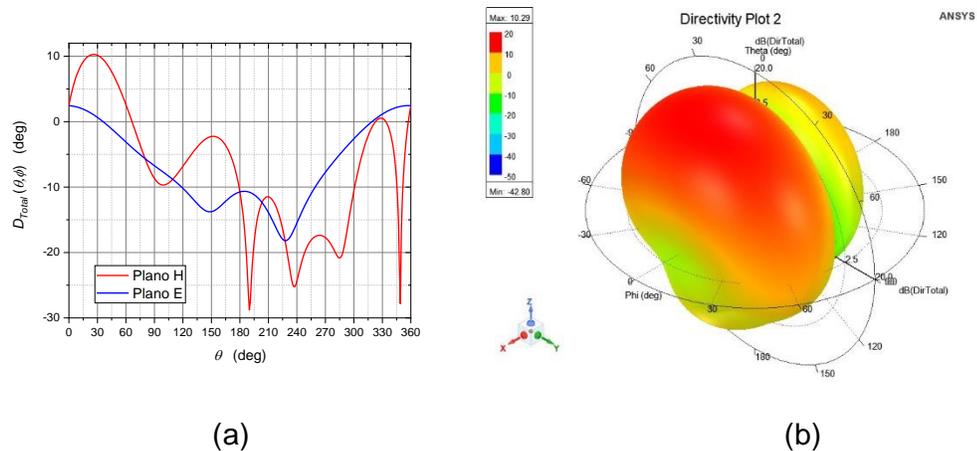
Diagramas de la función directividad en los planos E y H en  $30^\circ$



*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos E y H cuando en la red 4x1 se aplica una alimentación de fase progresiva de  $30^\circ$ . En (a) cortes de los planos E y H, y en (b) se presenta la representación 3D de la función directividad total.

**Figura 53**

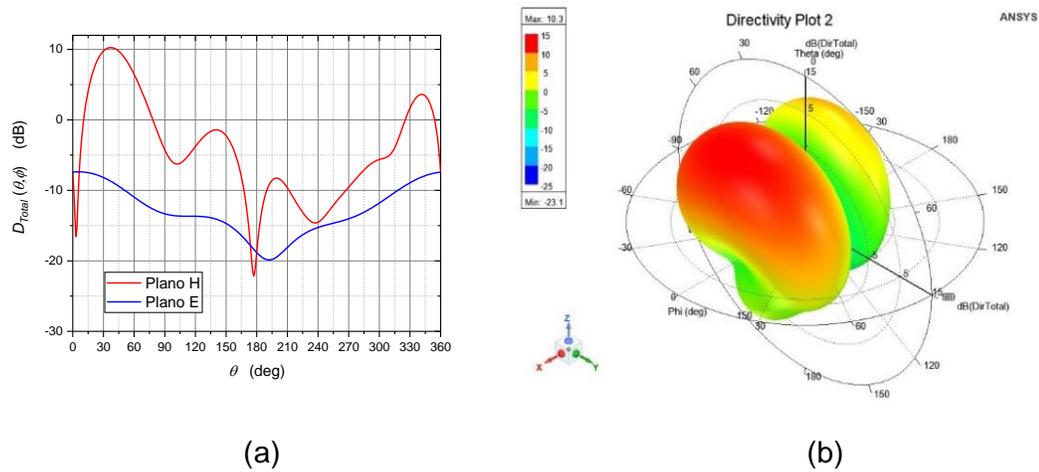
Diagramas de la función directividad en los planos E y H en  $60^\circ$



*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos E y H cuando en la red 4x1 se aplica una alimentación de fase progresiva de  $60^\circ$ . En (a) cortes de los planos E y H, y en (b) se presenta la representación 3D de la función directividad total

**Figura 54**

Diagramas de la función directividad en los planos E y H en  $90^\circ$



*Nota.* Diagramas de la función directividad en los planos E y H cuando en la red 4x1 se aplica una alimentación de fase progresiva de  $90^\circ$ . En (a) cortes de los planos E y H, y en (b) se presenta la representación 3D de la función directividad total.

Como puede verse de los resultados presentados en la Tabla 19, cuando aumenta la fase progresiva tanto la directividad, como la diferencia entre el nivel de lóbulo secundario en relación al principal disminuyen.

**Tabla 19**

*Características de los 4 casos de fases progresivas*

Fase	Directividad [dB]	Apuntamien. [°]	Ancho 3dB [°]	Direc. Nulos [°]	Secundario abajo del principal [dB]
$0^\circ$	10.37	0	34	-49 y 49	22.00
$30^\circ$	10.31	13	38	-28 y 154	13.07

Fase	Directividad [dB]	Apuntamien. [ ° ]	Ancho 3dB [ ° ]	Direc. Nulos [ ° ]	Secundario abajo del principal [dB]
60°	10.28	26	38	-11 y 170	12.52
90°	10.27	37	36	3 y 177	6.65

*Nota.* Principales características en los diagramas de directividad cuando se aplica fases progresivas de 0°, 30°, 60° y 90° en las entradas de RF de la red 4x1.

Así mismo, cuanto mayor es la fase progresiva mayor es el ancho de 3 dB del lóbulo principal. Comparando los resultados obtenidos para las redes lineales colineal y paralela se decidió construir la red colineal por su mejor desempeño durante el proceso de apuntamiento. En la próxima sección se presenta el proceso de construcción de la red lineal colineal 4x1

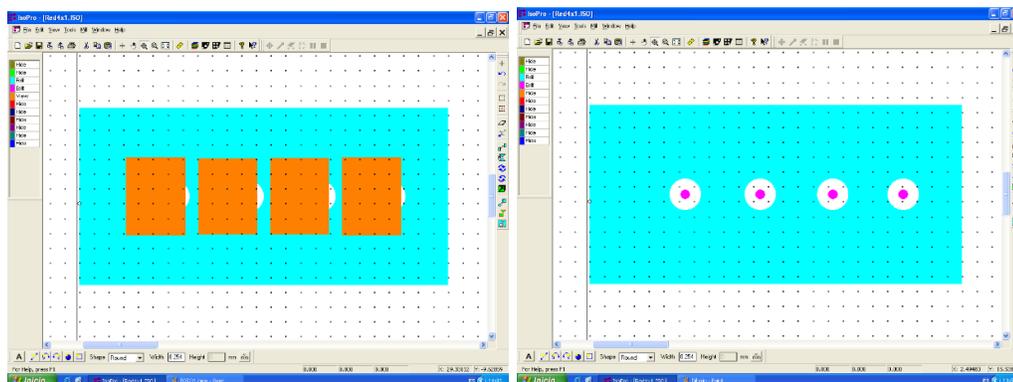
### **Construcción de la red**

A partir de la geometría de la red lineal 4x1 colineal optimizada en el programa HFSS se generaron los archivos en formato \*.dxf para seguidamente obtener el archivo en formato *gerber* que es utilizado para comunicarse con la prototipadora disponible en el laboratorio de Telecomunicaciones del CICTE. La pantalla de interface del programa *IsoPro* que es utilizado para controlar la prototipadora y generar las regiones que deben ser prototipadas sobre la placa de FR4 se muestra en la Figura 55.

En la Figura 55a se observa una vista superior de los patches (en café) y de la región del FR4 (en celeste), y en 55b se presenta la vista superior del plano de tierra (en celeste) con la posición de las pruebas coaxiales (en rosado). Los círculos blancos que se observan en Figura 55b corresponde a las áreas donde será removido el cobre de la capa inferior del FR4.

**Figura 55**

*Simulación en el programa IsoPro de la red colineal 4x1*



(a)

(b)

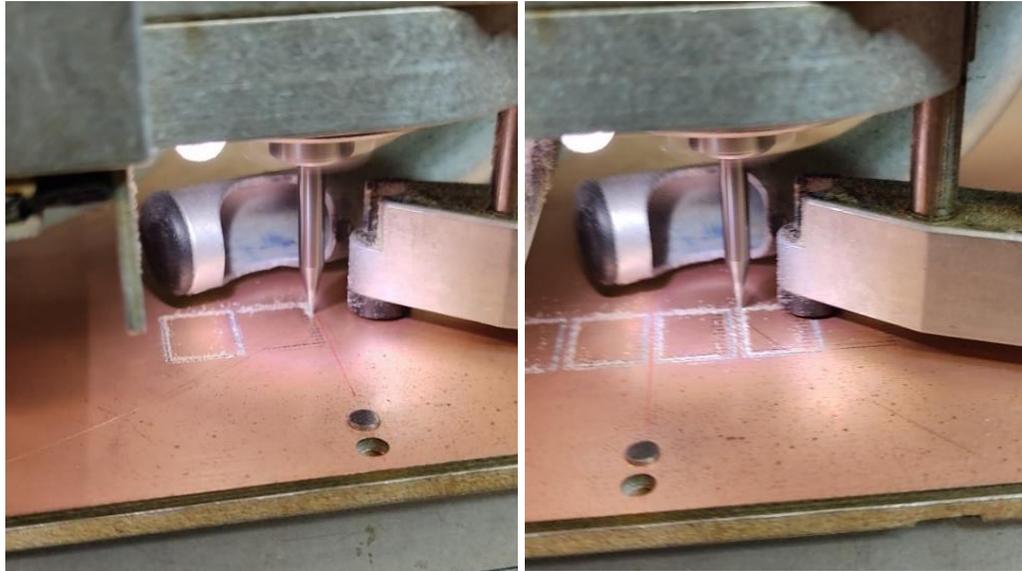
*Nota:* Pantallas de interface del programa IsoPro.

Con las herramientas disponibles en el programa *IsoPro* se procedió a aislar los contornos de los patches (elementos irradiadores) de la red, las áreas circulares que deben ser removidas en el plano de tierra (Figura 55b), la posición de las puntas de pruebas coaxiales y el contorno que limitará el sustrato de la red colineal. Una vez terminado este procedimiento se inicializó la prototipadora y se fueron construyendo cada camada de la antena. Este procedimiento se presenta en la Figura 56.

La frecuencia de operación está definida, como ya fue mencionado, fuertemente por las características eléctricas del material y la geometría de la red. De esta forma hay que garantizar que las dimensiones de los elementos irradiadores sean lo más exactas posible en relación a las definidas por las simulaciones. Por este motivo primeramente se inicia con la construcción del elemento irradiador con una de las herramientas más finas disponibles en el laboratorio. Esa herramienta de fresado tiene un diámetro de 15 milésimos de pulgada (0,381 mm).

**Figura 56**

*Procedimiento de prototipado de los elementos de la red.*



(a)

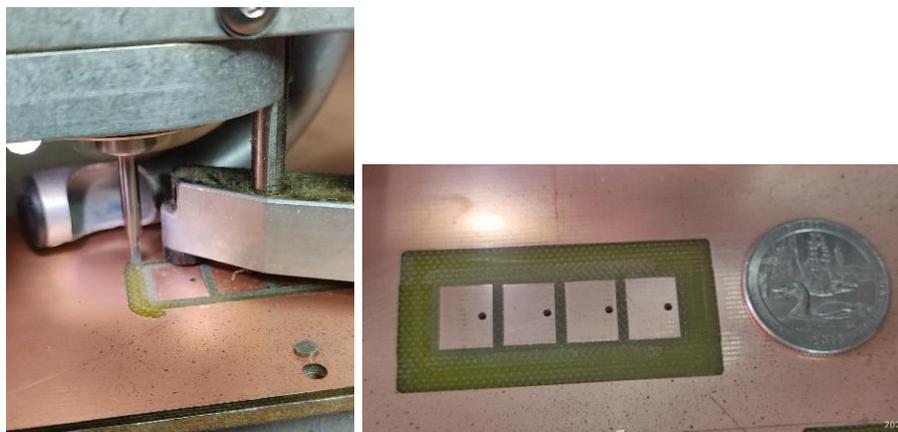
(b)

*Nota.* Procedimiento de prototipado de los elementos de la red. En (a) aislamiento de los elementos con la herramienta de 15 milésimos de pulgada, y en (b) trabajo de aislamiento con la fresa de 31 milésimos de pulgada de los irradiadores.

El prototipado de los primeros dos elementos con esa herramienta se observa en la Figura 56a. Concluido el prototipado de cuatro elementos de la red se procedió con la herramienta de treinta y un milésimos de pulgada (0,7874 mm), como se observa en la Figura 56b. Una vez garantizada las dimensiones de la geometría de los elementos irradiadores se procede a remover el cobre que está en exceso con la fresa de 80 milésimos. Fotos de dos instantes desarrollados en este paso se visualizan en la Figura 57.

**Figura 57**

*Procedimiento de prototipado frontal de los elementos de la red terminada*



(a)

(b)

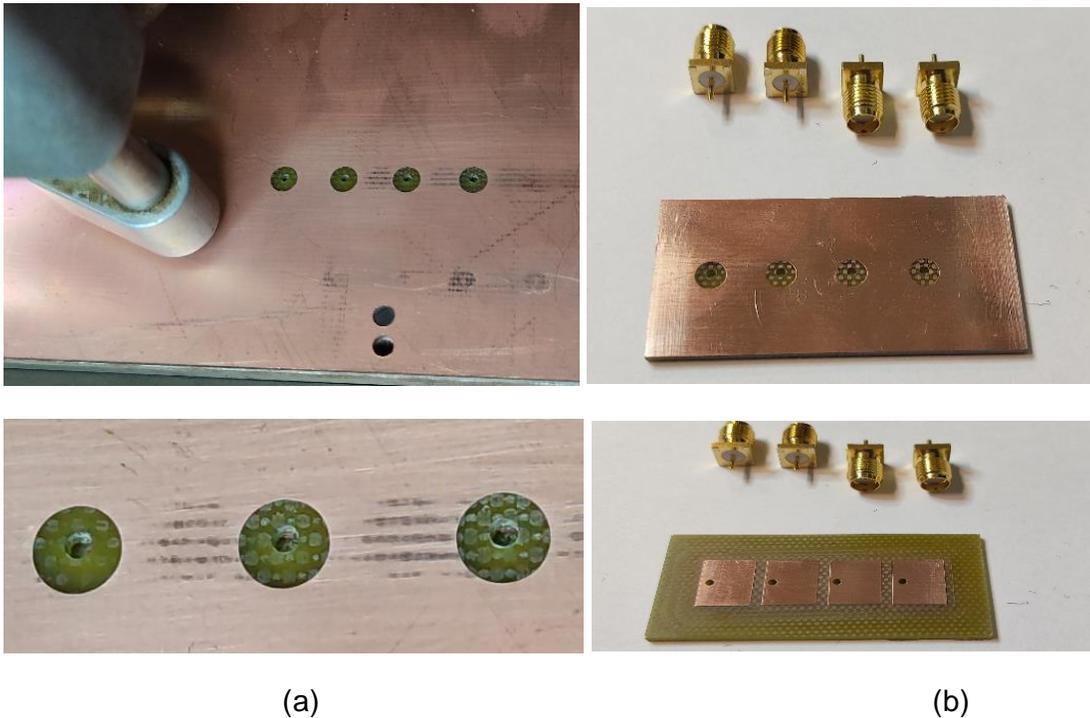
*Nota.* Eliminación del cobre en exceso de la cara superior de la red. En (a) se observa el inicio del proceso de remoción con la herramienta de ochenta milésimos de pulgada y en (b) se observa el resultado final de este proceso. Nota: la moneda que se visualiza en (b) es de veinticinco centavos de dólar.

Concluido los trabajos de garantizar las dimensiones de la geometría de la red y de la remoción del cobre en exceso se procedió a realizar los huecos para la punta central del conector de tipo SMA. Esos huecos fueron realizados con la broca de 1,3 mm y una foto de la cara superior de la red se puede visualizar en la Figura 57b.

A seguir se realiza los trabajos necesarios en el lado inferior de la red, i.e. la remoción del cobre (círculos de diámetro de 4,2 mm) alrededor de los huecos de 1,3 mm. Finalmente se corta el contorno de la red con la herramienta de 62 milésimos de pulgada. Fotografías de este paso son presentadas en la Figura 58.

### Figura 58

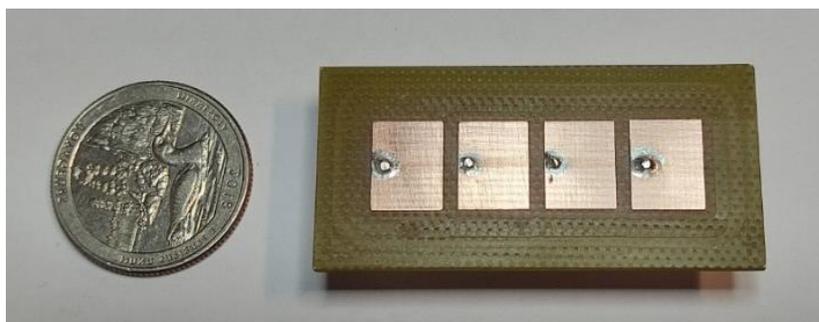
*Trabajos realizados en la cara inferior de la red y geometría final de la red*



*Nota.* Trabajos realizados en la cara inferior de la red y geometría final de la red. En (a) se observa el proceso de remoción del cobre alrededor de los huecos de 1,3 mm y en (b) fotografías de la red terminada con sus respectivos conectores SMA.

### Figura 59

*Fotografía de red de micro cinta lineal 4x1 colineal construida*



*Nota.* Fotografía de red de micro cinta lineal 4x1 colineal construida.

Una fotografía de la red de 4 elementos irradiadores completamente terminada, ya soldados los conectores SMA, y una moneda de veinticinco centavos de dólar utilizada para efectos de comparación visual se presenta en la Figura 59.

### **Construcción de los cables para conectar la antena**

La construcción de los 4 cables para cada uno de los elementos de la red se la realizó con la mayor exactitud posible, siendo un grave error el que uno de los cables tenga una medida diferente haciendo que la fase de los elementos cambie con respecto a la programada a través de la tarjeta ADAR1000.

Lo primero que se realizó fue cortar el cable coaxial (PE-SR405FL) a la distancia correcta en la cual no afectara a la fase de los elementos, cuya distancia fue de 25.7 cm de extremo a extremo, su corte se lo realizó lo más preciso posible por el hecho de que un cm demás en la longitud influye altamente en la fase.

Posteriormente se realizó el corte de la cubierta del cable coaxial tomando las debidas precauciones de no dañar el núcleo del mismo. Cada extremo del cable fue soldado a la punta del conector SMA y para terminar se lo coloco a presión dentro de cada conector, este procedimiento se lo realizó con cada uno de los cables.

En la Figura 60 se puede apreciar a los cables soldados a los conectores SMA a cada extremo y además de como irán conectados a la red de antenas. El factor importante es que los cuatro cables deben estar de la misma longitud, cuya característica se la puede apreciar en esta Figura 60.

## Figura 60

*Fotografía de red con los cables*



*Nota.* Fotografía de los cables soldados a los conectores SMA y posteriormente conectados a la red.

## Tabla 20

*Rendimiento por banda de frecuencia*

Descripción	Rango					Unidades
Frecuencia	0.5	1	5	10	20	GHz
Atenuación	49.21	73.82	180.12	266.4	393.7	dB/100m
Atenuación 1	-	-	0.463	0.685	-	dB/0.257m

*Nota.* La tabla muestra los valores de rendimiento y atenuación en dB por cada 0.257 m. Recuperado de Datasheet PE-SR405FL, Pasternack Enterprises, 2008.

En la Tabla 20 se puede apreciar valores de rendimiento del cable coaxial para diferentes rangos de frecuencia, se tiene la atenuación a una cierta distancia.

## Medidas

### **Medidas realizadas en el ADAR1000**

Como se mencionó en la sección anterior el software posee varias opciones para realizar ciertas configuraciones presentándonos una interfaz gráfica para una mejor visualización o haciendo uso de sus registros.

Para el objetivo de estudio se debe variar la amplitud de ganancia variable (VGA) de manera que los saltos de ganancia son de 5 dB, con ello se deben modificar los valores del Registro y HEX de la línea 9, y los registros de las líneas 10 y 11 de la Tabla 19 revisado en la sección anterior, y ampliarlo para la programación de los cuatro canales de transmisión como se muestra en la Tabla 21, sin olvidar que la I y Q debe ser direccionada a los registros correspondiente de cada canal.

**Tabla 21**

*Código de programa con salida de ganancia variable, amplitud y fase constante*

Registro	Niveles	dB	VGA	ATTN	Sistema binario						Fase	
	0	0	80	1	0	0	0	0	0	0	0	
	20	5	94	1	0	0	1	0	1	0	0	
	41	10	A9	1	0	1	0	1	0	0	1	
1C	61	15	BD	1	0	1	1	1	1	0	0	45
	82	20	D2	1	1	0	1	0	0	1	0	
	102	25	E6	1	1	1	0	0	1	1	0	
	127	31	FF	1	1	1	1	1	1	1	1	

*Nota.* Código de programación en el canal 1 con ganancia VGA, ATTN= 1 y desfasador de entrada configurado a 45° para el modo de transmisión.

Los resultados de la programación realizada con el uso de las Tablas 19 y 21 para los canales de transmisión se visualizan en la Tabla 22.

**Tabla 22**

*Niveles de potencia en los canales de transmisión*

Fase	Niveles	HEX	dB	Potencia en los canales de salida [dBm]			
				T <sub>x1</sub>	T <sub>x2</sub>	T <sub>x3</sub>	T <sub>x4</sub>
	0	80	0	-52.1	-52	-49.6	-48.4
	20	94	5	-37.6	-37	-35.6	-37.9
	41	A9	10	-31.1	-31	-30.1	-29.6
45	61	BD	15	-27.6	-27	-27.1	-26.7
	82	D2	20	-25.4	-25	-24.9	-24.5
	102	E6	25	-22.4	-23	-22.9	-22.6
	127	FF	31	-21.4	-21	-21.2	-21.1

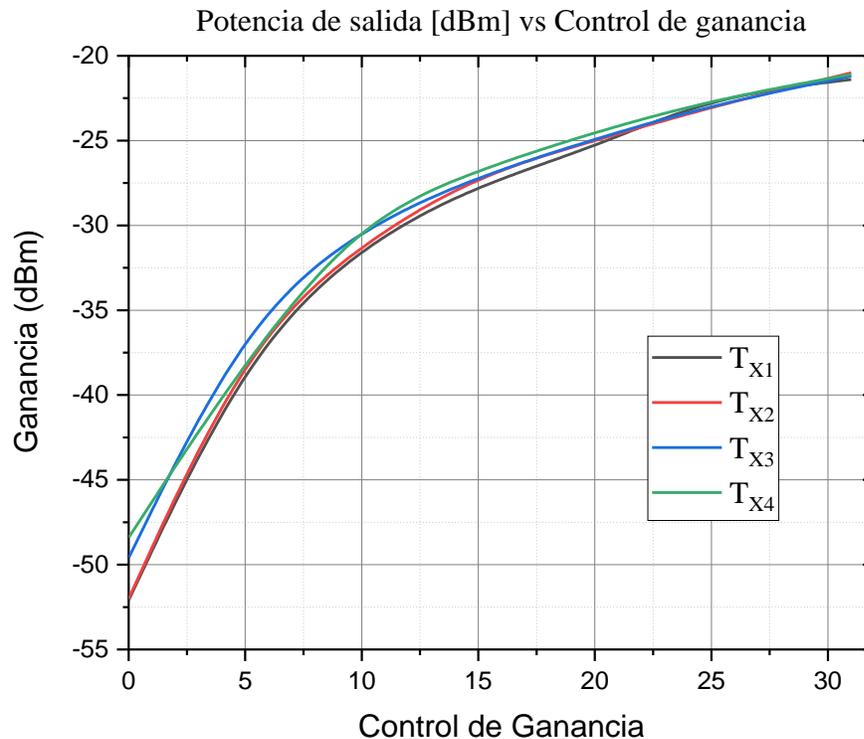
*Nota:* Niveles de potencia en las salidas T<sub>x1</sub>, T<sub>x2</sub>, T<sub>x3</sub>, y T<sub>x4</sub>, cuando se aplica una señal de entrada de onda continua a 8 GHz y con potencia 10 dBm.

Los valores fueron tomados con un analizador de espectros MS2702A (100 Hz – 24.5 GHz) con datos de fase igual a 45 grados en todos los canales y se detallan en la Tabla 21, se evidencia que efectivamente se obtiene un rango de ganancia de hasta 31 dB en promedio ya que en cada puerto varia este comportamiento, cabe considerar que en nuestro caso se obtiene máxima ganancia de -20 dBm esto debido a la distorsión de la señal de 8 GHz que resulta ser el segundo armónico de la señal de 4 GHz que se

obtiene a partir del generador de señales 8683B Signal Generator (2.3 – 6.5 GHz), disponible en el laboratorio.

### Figura 61

*Ganancia de potencia en función del bit de control de ganancia*

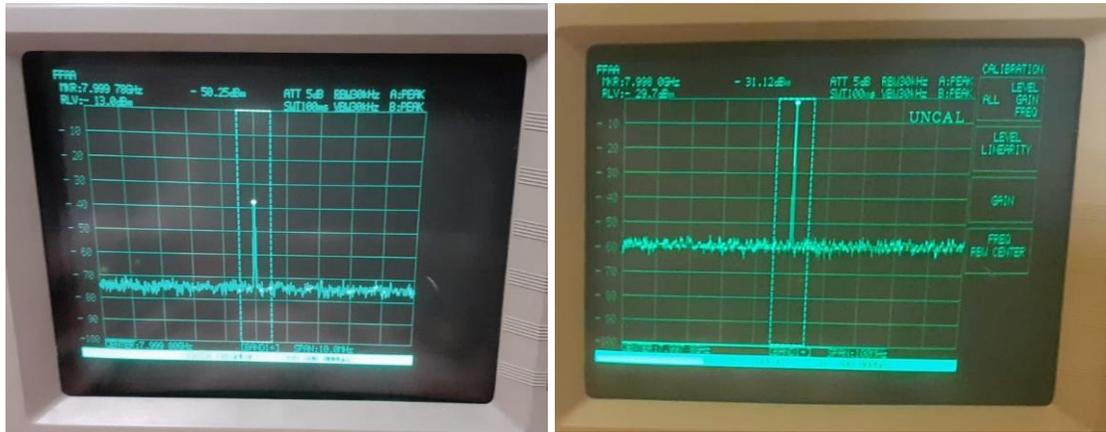


Nota: La figura muestra los valores de potencia vs. control de ganancia en las salidas T<sub>X1</sub>, T<sub>X2</sub>, T<sub>X3</sub>, y T<sub>X4</sub>, cuando se aplica una señal de entrada de onda continua a 8 GHz y con potencia 10 dBm.

Como se observa en la Figura 61, se presenta una variación de ganancia en cada uno de los puertos especialmente en los canales de TX, en los cuales fueron tomadas las medidas como se muestra en la Figura 62.

## Figura 62

### Medidas de potencia en transmisión



(a)

(b)

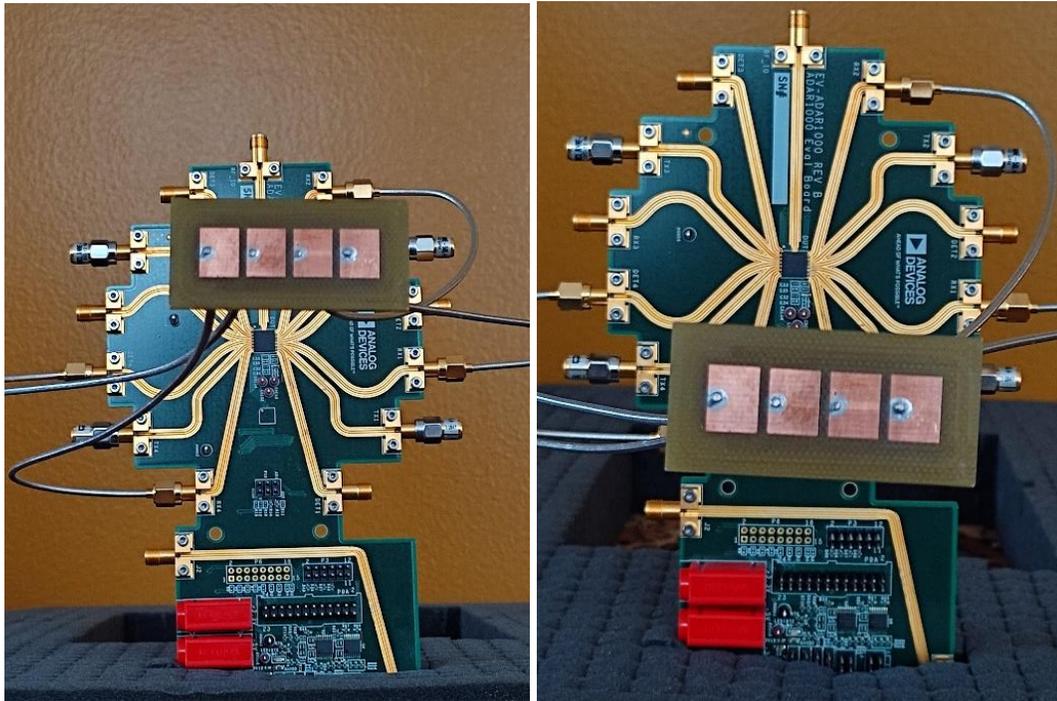
*Nota.* La figura muestra los valores de potencia con ganancia variable en (a) con ganancia de 0 dB y en (b) con ganancia máxima de 31 dB cuando se aplica una señal de entrada de onda continua a 8 GHz, fase 45 grados y con potencia 10 dBm.

### Acoplamiento Adar1000 + red 4x1

Como parte final se realizó el acoplamiento de la red de antenas 4x1 con la tarjeta ADAR1000, cada uno de los elementos fue acoplado a través de cables coaxiales semi rígidos de bajas pérdidas y conectores SMA(M) de 25.7 cm de longitud a los  $T_{x1}$ ,  $T_{x2}$ ,  $T_{x3}$ , y  $T_{x4}$  de la tarjeta. Lo importante es determinar la mejor posición entre la tarjeta y la red, la cual es mostrada en la Figura 63.

**Figura 63**

*Fotografía del acoplamiento de la red con el ADAR1000*



*Nota: Fotografía del acoplamiento de la red con el ADAR1000*

## CAPÍTULO V

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

#### Conclusiones

Se implementó una red de 4 elementos irradiadores del tipo patch. Esta fue diseñada para que trabaje a una frecuencia de 8GHz (banda X). Con el uso del simulador electromagnético Ansys HFSS la geometría de la red fue modelada y optimizada para mejorar las características de desempeño, dando lugar a una mejora significativa en las características de pérdidas de retorno, impedancia de entrada y VSWR

La función directividad total de la red 4x1 en el plano E es directamente proporcional a la distancia que existe entre elementos de la red, es decir a mayor distancia existe mayor directividad. El ancho de banda será máximo cuando la red se encuentre en condición broadside, este se irá reduciendo al modificar la fase progresiva por el efecto de acoplamiento mutuo.

A través del simulador electromagnético se logró experimentar el cambio de dirección del lóbulo principal a través de la fase progresiva aplicada a la red de antenas, adicionalmente se lo trabajo en dos ambientes diferentes uno en el cual la densidad de corriente superficial se distribuye a lo largo del eje  $x$ , y el otro escenario cuando la densidad de corriente superficial es paralela. Al aumentar el número de elementos de la red puede producir un incremento de la ganancia.

En el escenario con la densidad de corriente superficial distribuida a lo largo del eje  $x$ , después de realizar varias iteraciones de optimización en el software de simulación se logró una pérdida de retorno por debajo de 25dB, es decir, no se tiene problemas de acoplamiento. La impedancia de entrada obtenida fue de aproximadamente 50  $\Omega$  y su parte reactiva tiende a ser muy bajo, con un ancho de banda máximo de 500 MHz y su relación de onda estacionaria VSWR presenta un valor de 1 para la frecuencia de 8 GHz

Al aplicar una fase progresiva se pudo observar un apuntamiento en el plano E y mientras más grande sea esta fase el diagrama del plano H varía de igual manera.

En el escenario con la densidad de corriente eléctrica superficial con distribución paralela, después de realizar varias iteraciones de optimización en el software de simulación se logró una pérdida de retorno por debajo de 30dB. Es decir, no se tiene problemas de acoplamiento. La impedancia de entrada obtenida fue de aproximadamente  $50,48 \Omega$  y su parte reactiva tiende a ser muy bajo. El ancho de banda máximo de 700 MHz y su relación de onda estacionaria VSWR presenta un valor de 1 para la frecuencia de 8 GHz. Al aplicar una fase progresiva se pudo observar que hubo un apuntamiento en el plano H y mientras más grande sea esta fase el diagrama del plano E se afecta.

La red de antenas y el control de fase se lo realiza con el objetivo de modificar la dirección del lóbulo de radiación, sin la necesidad de utilizar elementos mecánicos, es decir, utilizar motores para la rotación de las antenas. Con el uso del módulo ADAR1000 se simplifica mucho este movimiento mecánico ya que con este se puede modificar la dirección del lóbulo de radiación de la red digitalmente.

Con el uso del módulo ADAR1000 y el software de evaluación se comprobó el control de ganancia VGA donde se realizó una configuración manual de la ganancia VGA y anulación de atenuación para modo transmisión y con el uso de un generador de señales y cables con conectores SMA se obtuvieron las medidas y se verificó el comportamiento de la curva de ganancia normalizada dispuesta por el fabricante.

Para la construcción de los cables coaxiales para acoplar el arreglo de antenas se utilizó un cable coaxial semi rígidos de baja pérdidas de 25.7cm de longitud, cuyas características permite obtener una atenuación entre 0.463 y 0.685 dB, mismas que deben ser consideradas en el análisis posterior con el acoplamiento de la antena y la tarjeta ADAR1000.

## **Recomendaciones**

Al utilizar simuladores electromagnéticos robustos como el HFSS que está basado en el método de elemento finito, es decir dividir a la estructura en subsección pequeñas es necesario una computadora de un alto rendimiento (RAM) con el objetivo de reducir el tiempo de procesamiento.

En el diseño de los conectores coaxiales se debe considerar que es importante la precisión en su construcción ya que cualquier incremento o variación en su longitud producirá una variación adicional en las fases aplicadas al arreglo de antenas.

Al momento de la construcción de la red se debe tener en cuenta el punto de referencia con el cual se está trabajando en la prototipadora, siendo este el origen de la precisión en las medidas.

Es recomendable utilizar fuentes externas de alimentación ya que se debe considerar que los valores para voltaje y corriente nominales dispuestos por el fabricante son los valores máximos permitidos para asegurar el correcto funcionamiento de la tarjeta y evitar daños de la misma.

## **Trabajos futuros**

Explotar las capacidades del módulo ADAR1000, de manera que a partir del acoplamiento de la red de antenas 4x1 se pueda realizar un barrido espectral automático donde la variación de fase y cuadratura determine la máxima ganancia y directividad del arreglo de antenas, para lo cual se puede hacer un análisis de control de fase donde puede ser necesario utilizar módulos detectores de fase.

Realizar un experimento en un ambiente controlado (cámara anecoica) en el cual se tenga una antena transmisora y una receptora (red 4x1), con el objetivo de obtener las características de la red con una ganancia y fase determinada.

## BIBLIOGRAFÍA

- “ADAR1000 Datasheet and Product Info,” *Analog Devices*. (2019), Recuperado de:  
[https://www.analog.com/en/products/adar1000.html?adacid=PRLS\\_EU\\_P89838#product-evaluationkit](https://www.analog.com/en/products/adar1000.html?adacid=PRLS_EU_P89838#product-evaluationkit).
- “ADI Plug-and-Play Antenna Chip Simplifies Phased Array Radar,” *Microwave Journal*. (2019), Recuperado de: <http://www.microwavejournal.com/articles/30349-adi-plug-and-play-antenna-chip-simplifies-phased-array-radar>.
- “Analog’s plug-and-play antenna chip simplifies phased array radar for avionics,” *Analog Devices now incorporates Linear Technology*. (2018).
- “Phased Array: Aerospace and Defense,” *Analog Devices*. (2019), Recuperado de:  
[https://www.analog.com/en/applications/markets/aerospace-and-defense-pavilion-home/adev-solutions/phased-array-solution.html?adacid=PRLS\\_EU\\_P89838](https://www.analog.com/en/applications/markets/aerospace-and-defense-pavilion-home/adev-solutions/phased-array-solution.html?adacid=PRLS_EU_P89838).
- Álvarez R., & Nóbrega A. (2013). “Desarrollo de un arreglo de antenas Patch en la banda 300-650 MHz,” Universidad Católica Andrés Bello.
- Anta Félix, Á. (2020). Diseño de antenas RFID en sustratos de papel.
- BALANIS, C. A. (2005). *ANTENNA THEORY*. New Jersey: John Wiley & Sons.
- Franco Herruzo, J. J. (2017). *Permittivity measurement using coupled microstrip resonators* (Bachelor's thesis, Universitat Politècnica de Catalunya).
- Gómez Hoces, E. (2006). *Análisis de inductores integrados con simuladores EM tridimensionales y estudio comparativo frente a simuladores EM bidimensionales* (Bachelor's thesis).
- Moya López, A. (2018). Proyecto de una antena array para un radar primario en banda x diseño del array.

- Muñoz Pardo, C. E. (2017). Diseño, implementación y pruebas de un arreglo de antenas por fase para la detección de la emisión electromagnética de teléfonos celulares.
- Preciado Cancio, A. (2017). *Empleo de HFSS en el diseño y simulación de antenas de parche* (Doctoral dissertation, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas. Facultad de Ingeniería Eléctrica. Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones).
- Rodríguez, M. A. N. (2012). Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas.
- Superior, E. T. (2020). Análisis y Simulación de Radar de Superficie en aeropuertos en banda X. Desarrollo de modificaciones para optimizar la capacidad de detección.
- Uribazo F., Selva A., & Almaguer Y. (2015). "Diseño y simulación de un arreglo de antenas microcinta lineal y uniforme a la frecuencia de 2.4 GHz con variaciones de máximos de radiación," Conference XVI - Convención internacional de ingeniería eléctrica.
- Vicente Jaramillo, M. (2018). Analysis and design of a microstrip patch antenna array.
- Conectores SMA. (2019,12 de noviembre). Pasternack. URL: <https://www.pasternack.com/sma-connectors-category.aspx>