



**UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE**

**FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y REDES DE**

**COMUNICACIÓN**

**TEMA:** “CONSTRUCCIÓN DE UNA AGRUPACIÓN DE ANTENAS PLANARES EN LA BANDA ISM PARA APLICACIONES DE SISTEMAS DE RADAR DE APERTURA SINTÉTICA (SAR)”.

**TRABAJO DE INVESTIGACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y REDES DE COMUNICACIÓN.**

**AUTOR:** DANNY JEFFERSON PORTILLA ENRÍQUEZ

**DIRECTOR:** MSC. HERNÁN MAURICIO DOMÍNGUEZ LIMAICO

Ibarra- Ecuador

2023



**UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE  
BIBLIOTECA UNIVERSITARIA**

**AUTORIZACIÓN DE USO Y PUBLICACIÓN  
A FAVOR DE LA UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE**

**1. IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA**

En cumplimiento del Art. 144 de la Ley de Educación Superior, hago la entrega del presente trabajo a la Universidad Técnica del Norte para que sea publicado en el Repositorio Digital Institucional, para lo cual pongo a disposición la siguiente información:

<b>DATOS DE CONTACTO</b>	
<b>CÉDULA DE IDENTIDAD:</b>	0401728464
<b>APELLIDOS Y NOMBRES:</b>	Portilla Enríquez Danny Jefferson
<b>DIRECCIÓN:</b>	Ibarra.
<b>EMAIL:</b>	djportillae@utn.edu.ec
<b>TELÉFONO MÓVIL:</b>	0959081109

<b>DATOS DE LA OBRA</b>	
<b>TÍTULO:</b>	“Construcción de una agrupación de antenas planares en la banda ISM para aplicaciones de sistemas de radar de apertura sintética (SAR)”
<b>AUTOR:</b>	Portilla Enríquez Danny Jefferson
<b>FECHA:</b>	12/04/2023
<b>PROGRAMA:</b>	PREGRADO <u>  X  </u> POSGRADO <u>  </u>
<b>TÍTULO:</b>	Ingeniero en Electrónica y Redes de Comunicación
<b>DIRECTOR:</b>	Ing. Hernán Mauricio Dominguéz Limaico, MSc.

**2. CONSTANCIAS**

El autor manifiesta que la obra objeto de la presente autorización es original y se la desarrolló, sin violar derechos de autor de terceros, por lo tanto, la obra es original y que es el titular de los derechos patrimoniales, por lo que asume la responsabilidad sobre el contenido de esta y saldrá en defensa de la Universidad en caso de reclamación por parte de terceros.

Ibarra, a los 12 días del mes de abril de 2023

**EL AUTOR:**

Danny Jefferson Portilla Enríquez  
C.I.: 0401728464



**UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS**

**CERTIFICACIÓN**

MAGISTER HERNÁN MAURICIO DOMÍNGUEZ, DIRECTOR DEL PRESENTE TRABAJO DE GRADO CERTIFICA:

Que, el presente Trabajo de Titulación “CONSTRUCCIÓN DE UNA AGRUPACIÓN DE ANTENAS PLANARES EN LA BANDA ISM PARA APLICACIONES DE SISTEMAS DE RADAR DE APERTURA SINTÉTICA (SAR)”. Ha sido desarrollado por el señor Danny Jefferson Portilla Enríquez bajo mi supervisión.

Es todo en cuanto puedo certificar en honor a la verdad.

---

MSc. Hernán Mauricio Domínguez  
C.I.: 100237930-1  
hmdominguez@utn.edu.ec

**DIRECTOR DE TESIS**

## DEDICATORIA

*A mi padre y madre, las personas  
más importantes en mi vida.*

*Con amor y respeto,*

*Danny Portilla.*

## AGRADECIMIENTO

*Al científico escocés James Clerk Maxwell, que con su maravillosa teoría de unificación logró fascinarme desde muy joven y fue una de las principales razones para optar por un tema de estudio relacionado al electromagnetismo.*

*Al ingeniero Carlos Andrade por guiarme en el diseño del prototipo de antena propuesto.*

*A la ingeniera Alejandra Pinto e ingeniero Henry Farinango, técnicos docentes encargados de los laboratorios de la carrera, por permitirme el uso de los equipos útiles para efectuar la medición de las antenas fabricadas.*

*Al ingeniero Mauricio Domínguez por su rigurosidad a la hora de revisar el documento escrito, que dio como resultado el presente documento.*

*Danny Portilla.*

## ÍNDICE CONTENIDO

DEDICATORIA .....	iii
AGRADECIMIENTO .....	iv
ÍNDICE CONTENIDO.....	v
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
ÍNDICE DE TABLAS .....	xvii
RESUMEN .....	xix
CAPÍTULO I .....	1
1. ANTECEDENTES .....	1
1.1. Problema.....	1
1.2. Objetivos .....	3
1.2.1. Objetivo General.....	3
1.2.2. Objetivos específicos.....	3
1.3. Alcance.....	3
1.4. Justificación.....	5
CAPÍTULO II.....	7
2. FUNDAMENTO TEÓRICO .....	7
2.1. Contexto histórico .....	7
2.2. Conceptos básicos .....	9

2.2.1. Ondas electromagnéticas.....	9
2.2.2. Espectro electromagnético. ....	11
2.2.3. Propiedades de las ondas.....	12
2.3. Teoría de antenas.....	23
2.3.1. Definición de antena.....	24
2.3.2. Parámetros de una antena. ....	24
2.3.3. Tipos de antena.....	36
2.3.4. Antenas microstrip. ....	37
2.3.5. Agrupaciones de antenas.....	48
2.4. Bases teóricas del radar.....	55
2.4.1. Definición de radar.....	55
2.4.2. Estándar IEEE de las bandas de radar.....	55
2.4.3. Forma de onda del Radar. ....	57
2.4.4. Sección transversal del Radar. ....	60
2.4.5. Ecuación del Radar.....	61
2.4.6. Aplicaciones del radar.....	62
2.4.7. Radar de apertura sintética (SAR).....	64
CAPITULO III.....	72
3. DISEÑO DE UNA AGRUPACIÓN DE ANTENAS PLANARES A 2,44 GHz ..	72
3.1. Requerimientos de diseño de la agrupación de antenas .....	74

3.1.1.	Descripción del sistema radiante del prototipo SAR-MIT.....	75
3.1.2.	Elección del método de red de alimentación de la agrupación de antenas. .	77
3.1.3.	Elección del sustrato dieléctrico.....	78
3.1.4.	Elección del método de análisis de onda completa.....	80
3.2.	Cálculo de las dimensiones del parche microstrip base .....	82
3.3.	Dibujado del parche base y estudio de la técnica de alimentación .....	83
3.3.1.	Parche alimentado mediante adaptación de impedancias .....	84
3.3.2.	Parche alimentado mediante inserción.....	94
3.4.	Conformación de la agrupación de antenas planares a 2,44 GHz.....	101
3.4.1.	Agrupación de antenas parche de 1×2 elementos .....	101
3.4.2.	Agrupación de antenas parche de 2×2 elementos .....	106
3.4.3.	Agrupación de antenas parche de 2×4 elementos .....	109
3.5.	Comparación entre la antena de referencia tipo bocina y la agrupación de 2x4 elementos.	119
CAPÍTULO IV.....		121
4.	CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO SAR.....	121
4.1.	Circuito de radio frecuencia (RF).....	122
4.2.	Circuito de baja frecuencia.....	125
4.3.	Construcción del sistema radiante del radar.....	130
4.4.	Construcción del riel para generar la apertura sintética .....	132



4.5. Algoritmo de formación de imágenes SAR .....	133
4.5.1. Transformada de Fourier en la dimensión Azimuth.....	135
4.5.2. Filtro acoplado.....	136
4.5.3. Interpolación de Stolt .....	137
4.5.4. Transformada inversa de Fourier en dos dimensiones .....	139
CAPÍTULO V.....	141
5. PRUEBAS Y RESULTADOS.....	141
5.1. Medición y análisis de resultados del sistema radiante del prototipo SAR .....	142
5.1.1. Proceso para la toma de medidas con el VNA.....	143
5.1.2. Medición de las pérdidas de retorno. ....	146
5.1.3. Medición de la relación de onda estacionaria (ROE).....	149
5.1.4. Medición de la impedancia de entrada.....	151
5.1.5. Medición del diagrama de radiación .....	153
5.2. Pruebas del prototipo SAR.....	162
5.2.1. Calibración del prototipo SAR.....	164
5.2.2. Prueba del prototipo en un entorno abierto. ....	167
CONCLUSIONES .....	176
RECOMENDACIONES.....	179
REFERENCIAS.....	181
ANEXOS .....	188

A.	Script para cálculo de dimensiones de un parche microstrip .....	188
B.	Simulación de una antena microstrip en una herramienta CAD .....	190
C.	Parametro Scattering en herramienta CAD.....	210
D.	Proceso de optimización de diseño en herramienta CAD .....	212
	D.1. Herramienta “Parametric”.....	214
	D.2. Herramienta “Derivates”.....	220
E.	Proceso de construcción del prototipo SAR.....	226
F.	Algoritmo RAM .....	3

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Onda electromagnética viajera en dirección de $E \times B$ a velocidad $c$ . .....	10
Figura 2.2. Bandas de frecuencias RF y microondas en el espectro EM. ....	12
Figura 2.3. Abertura a mayor que la longitud de onda $\lambda$ . .....	14
Figura 2.4. Principio de Huygens presente en una abertura. ....	15
Figura 2.5. Distribución de difracción de una sola rendija. ....	15
Figura 2.6. Abertura a menor que la longitud de onda $\lambda$ . ....	16
Figura 2.7. Espectro de absorción atmosférico para frecuencias de 1 a 350 GHz. ....	18
Figura 2.8. Diferencia de la longitud de onda en dos materiales. ....	19
Figura 2.9. Dispersión especular. ....	21
Figura 2.10. Dispersión difusa. ....	21
Figura 2.11. Componentes de polarización de una onda EM transversal propagándose en dirección $+z$ . ....	22
Figura 2.12. Diagrama de radiación del dipolo elemental en 3D. ....	25
Figura 2.13. Diagrama de radiación en 2D, a) plano horizontal, b) plano vertical. ....	25
Figura 2.14. Esquema de antena en modo transmisión. ....	26
Figura 2.15. Zonas en la gráfica de pérdidas de retorno. ....	29
Figura 2.16. Representación gráfica de la ROE. Azul onda incidente, rojo onda reflejada, negro onda estacionaria. ....	31
Figura 2.17. Antena microstrip básica y sus principales dimensiones: $L$ , $W$ , $h$ y $\epsilon r$ . ....	37
Figura 2.18. Campos de borde en fase. ....	38
Figura 2.19. Parche rectangular con alimentación por línea microstrip. ....	40
Figura 2.20. Parche rectangular con alimentación directa con inserción. ....	40

Figura 2.21. Alimentación por sonda coaxial. ....	41
Figura 2.22. Circuito equivalente para alimentación por sonda coaxial. ....	42
Figura 2.23. Alimentación por acoplamiento de proximidad. ....	42
Figura 2.24. Circuito equivalente de una alimentación por proximidad. ....	43
Figura 2.25. Alimentación por apertura. ....	44
Figura 2.26. Circuito equivalente de una alimentación por apertura. ....	44
Figura 2.27. Circuito equivalente para modelo de línea de transmisión. ....	46
Figura 2.28. Agrupación de antenas planares de 1x4 elementos circulares. ....	50
Figura 2.29. Agrupación de antenas en serie. ....	54
Figura 2.30. Alimentación de agrupación de antenas parche en paralelo. ....	54
Figura 2.31. Eco recibido y señal a la salida del filtro. ....	58
Figura 2.32. Segmento del eco antes y después del filtro. ....	59
Figura 2.33. Imagen SAR con resolución de 1 metro. ....	64
Figura 2.34. Resolución en rango $d_r$ y resolución en azimuth $d_a$ en una imagen de radar. ....	65
Figura 2.35. Punto P situado a una distancia R del centro de la trayectoria de vuelo L del radar. ....	66
Figura 2.36. Distancia $\Delta r$ proyectada en tierra como la distancia en de rango cruzado $dr$ . ....	69
Figura 3.1. Esquema del proceso a efectuar a lo largo del capítulo 3. ....	73
Figura 3.2. Prototipo SAR-MIT resaltado antenas y cables SMA. ....	74
Figura 3.3. Esquema de la antena tipo bocina del prototipo SAR-MIT. ....	75
Figura 3.4. Conector SMA tipo hembra de montaje lateral de 50 $\Omega$ . ....	77
Figura 3.5. Ilustración de un divisor de potencia en T o de tres puertos. ....	78

Figura 3.6. Parche microstrip simple sobre sustrato FR4. ....	84
Figura 3.7. Adaptador de impedancias de $50 \Omega$ a $243 \Omega$ resaltado con celeste. ....	85
Figura 3.8. Simulación del parche alimentado con línea microstrip y adaptador $\lambda/4$ . ....	86
Figura 3.9. Perdidas de retorno del parche simulado con los parámetros de diseño iniciales. .....	89
Figura 3.10. Tabla de propiedades del parche microstrip con parámetros de diseño iniciales. .....	90
Figura 3.11. Barrido paramétrico a la variable ' $W_{\text{adap}}$ '. ....	91
Figura 3.12. Optimización del parámetro $S_{11}$ mediante el panel de ajuste de la herramienta 'Derivative'. ....	92
Figura 3.13. Parámetro $S_{11}$ del parche alimentado por adaptación de impedancias resonante a 2,44 GHz. ....	93
Figura 3.14. Variables principales del parche alimentado por inserción. ....	95
Figura 3.15. Dibujo 3D del parche alimentado por inserción con parámetros de diseño iniciales. ....	95
Figura 3.16. Parámetro $S_{11}$ de la antena parche con dimensiones calculadas. ....	97
Figura 3.17. Resultado del barrido paramétrico para analizar del ancho de gap ' $g$ '. ....	98
Figura 3.18. Resultado del barrido para determinar profundidad de inserción $F_i$ . ....	99
Figura 3.19. Parche alimentado con inserción resonante a 2,44 GHz. ....	99
Figura 3.20. Parámetro $S_{11}$ del parche alimentado por inserción resonante a 2,44 GHz. ....	100
Figura 3.21. Dibujo 3D de la agrupación de antenas de 1x2 elementos. ....	102
Figura 3.22. Circuito equivalente de divisor T-junction. ....	102
Figura 3.23. Divisor de tres puertos T-Junction. ....	104

Figura 3.24. Representación de $S_{11}$ $S_{21}$ y $S_{31}$ para el diseño del divisor T-Junction. ....	104
Figura 3.25. Agrupación de antenas de 2x2 elementos. ....	107
Figura 3.26. Adaptador $\lambda/4$ de $100 \Omega$ a $50 \Omega$ . ....	108
Figura 3.27. Agrupación de 2x4 elementos. ....	110
Figura 3.28. Red de alimentación central de la agrupación de 2x4 elementos. ....	110
Figura 3.29. Parámetro S de la agrupación de 2x4 elementos. ....	112
Figura 3.30. VSWR de la agrupación de antenas 2x4. ....	113
Figura 3.31. Impedancia de entrada de la agrupación de 2x4 elementos. ....	114
Figura 3.32. Diagrama de radiación en 2D de la agrupación de 2x4 elementos. ....	115
Figura 3.33. Ancho de haz de media potencia de la agrupación de 2x4, igual a $22^\circ$ . ....	115
Figura 3.34. Ganancia de la agrupación de 2x4 elementos. ....	116
Figura 3.35. Directividad de la agrupación de 2x4 elementos. ....	117
Figura 3.36. Ancho de banda de la agrupación 2x4. ....	118
Figura 4.1. Diagrama de bloques del prototipo SAR a implementar. ....	121
Figura 4.2. Circuito RF resaltado en el diagrama de bloques del prototipo SAR. ....	122
Figura 4.3. Representación de señal $X(t)$ del tipo chirp de un radar de onda continua. .	123
Figura 4.4. Potencias de salida, atenuación o ganancia en los dispositivos RF. ....	124
Figura 4.5. Circuito RF del prototipo SAR implementado. ....	125
Figura 4.6. Circuito de baja frecuencia resaltado en el diagrama de bloques del prototipo SAR. ....	126
Figura 4.7. Presupuesto de potencia RF de espacio libre. ....	128
Figura 4.8. Circuito de baja frecuencia del prototipo SAR. ....	129
Figura 4.9. Sistema radiante resaltado en el diagrama de bloques del prototipo SAR. ..	130

Figura 4.10. Agrupación de antenas de 2x4 elementos fabricada manualmente. ....	131
Figura 4.11. Agrupación de 2x4 elementos construida en máquina CNC. ....	132
Figura 4.12. Esquema del riel para generar apertura sintética en el radar. ....	133
Figura 4.13. Diagrama de bloque del procesamiento de imágenes mediante el RMA... ..	134
Figura 4.14. Representación de tres puntos ubicados en la escena del radar. ....	135
Figura 4.15. Magnitud de la señal bidimensional posterior a la DFT en azimuth. ....	136
Figura 4.16. Remuestreo del rango dependiente de $K_x$ para corregir la curvatura en rango. .....	138
Figura 4.17. Señal bidimensional SAR en: (a) dominio $KX, KR$ y (b) dominio $KX, KY$ . .....	139
Figura 4.18. Historial de la señal interpolada por Stolt (simulada): (a) Luego de la compresión del rango; (b) luego de la compresión en rango y azimuth; (c) Imagen usando una apertura de procesamiento rectangular. ....	140
Figura 5.1. Analizador de redes vectoriales Fieldfox N9916A marca Keysight. ....	142
Figura 5.2. Sistema radiante del prototipo SAR conformado por la antena 1 y antena 2. .....	143
Figura 5.3. Teclado de operación del VNA Fieldfox N9916A. ....	144
Figura 5.4. Kit de cargas de calibración para el VNA Fieldfox N9916A. ....	145
Figura 5.5. Contraste entre los valores de $S_{11}$ medidos y simulados. ....	147
Figura 5.6 Frecuencia de resonancia de la antena 1 $f_{C1} = 2,433 \text{ GHz}$ .....	148
Figura 5.7 Ancho de banda de la antena 2. ....	149
Figura 5.8. Comparación de la relación de onda estacionaria de las antenas fabricadas y la simulada. ....	150

Figura 5.9. Contraste entre valores simulados y medidos para la resistencia de entrada. .....	152
Figura 5.10. Contraste entre valores simulados y medidos para la reactancia en la entrada. .....	152
Figura 5.11. Esquema del entorno de pruebas para medición del diagrama de radiación. .....	154
Figura 5.12. Antenas Tx y Rx ubicadas en polarización vertical, separadas $dF = 1,20\text{ m}$ . .....	155
Figura 5.13. Comparación entre el corte 2D de elevación medido y simulado. ....	156
Figura 5.14. Antenas ubicadas en polarización horizontal, separadas $dF = 1,20\text{ m}$ . ....	157
Figura 5.15. Comparación entre el corte 2D de azimuth medido y simulado. ....	157
Figura 5.16. Valor máximo de potencia medido a una separación de $dF = 1,20\text{ m}$ . ....	158
Figura 5.17. Configuración del software para la medición del diagrama 3D. ....	159
Figura 5.18. Perilla de precisión para girar la antena en el módulo RX. ....	160
Figura 5.19. Opción 3D Plot del software DreamCatcher para graficar el diagrama 3D. .....	161
Figura 5.20. Diagrama de radiación medido con el kit DreamCatcher y VNA FieldFox. .....	161
Figura 5.21. Diagrama de radiación 3D simulado con ANSYS HFSS. ....	162
Figura 5.22. Pulsos de sincronización interrumpidos tras el movimiento de 5 cm del radar. .....	163
Figura 5.23. Canal L y R de la grabación estéreo superpuestos. ....	164
Figura 5.24. Análisis de la señal triangular mediante un osciloscopio electrónico. ....	165



Figura 5.25. Calibración de la etapa de amplificación de la señal receptada. ....	166
Figura 5.26. Comportamiento de señal receptada tras colocar un objeto frente al radar. ....	167
Figura 5.27. Primer escenario de pruebas para el prototipo SAR. ....	168
Figura 5.28 Imagen de radar resultante del escenario 1. Vehículo ubicado a 27 metros del prototipo SAR. ....	169
Figura 5.29. Segundo escenario de pruebas para el prototipo SAR. ....	172
Figura 5.30. Imagen de radar resultante del escenario 2. Objetivos ubicados en las coordenadas (-10; 15) m. ....	173
Figura 5.31. Tercer escenario de pruebas para el prototipo SAR. ....	174
Figura 5.32. Imagen de radar resultante del escenario 3. Vehículo ubicado en las coordenadas (13; 55) m. ....	175

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Relación entre ROE, $\Gamma$ y potencia reflejada .....	32
Tabla 2.2. Asignación de letras a bandas de frecuencia para sistemas de radar .....	56
Tabla 3.1. Parámetros de antenas tipo bocina del prototipo SAR-MIT.....	76
Tabla 3.2. Características del sustrato dieléctrico FR-4. ....	80
Tabla 3.3. Resumen de los requerimientos de diseño de la agrupación de antenas.....	81
Tabla 3.4. Parámetros de diseño iniciales del parche alimentado mediante adaptación de impedancias.....	87
Tabla 3.5. Parámetros de diseño optimizados del parche alimentado por adaptación de impedancias.....	94
Tabla 3.6. Parámetros de diseño iniciales del parche microstrip con alimentación por inserción.....	96
Tabla 3.7. Parámetros optimizados del parche alimentado por inserción.....	100
Tabla 3.8. Parámetros S del divisor de potencia en T a 2.44 GHz .....	105
Tabla 3.9. Parámetros de diseño de la agrupación 1x2 optimizada. ....	105
Tabla 3.10. Parámetros de funcionamiento de la agrupación de 1x2 elementos. ....	106
Tabla 3.11. Parámetros de la agrupación de cuatro elementos. ....	108
Tabla 3.12. Parámetros de diseño de la agrupación 2x2.....	109
Tabla 3.13. Parámetros de diseño de la agrupación de 2x4 elementos.....	112
Tabla 3.14. Parámetros de la agrupación de 8 elementos. ....	119
Tabla 3.15. Tabla comparativa entre antena tipo bocina del SAR-MIT y la agrupación de antenas de 2x4 elementos.....	120
Tabla 4.1. Valor de potencia de salida, ganancia o atenuación de los dispositivos RF..	123

Tabla 4.2. Valores de los parámetros para la estimación de la potencia mínima receptada de un blanco lejano. ....	128
---	-----

## RESUMEN

El presente trabajo de titulación se centra en el diseño, fabricación y testeo de una agrupación de antenas planares operante en la banda ISM de 2450 MHz que sustituya el sistema radiante original del radar de corto alcance (SAR-MIT) propuesto por el Massachusetts Institute of Technology (MIT) cuyo elemento radiante no cumple con los requerimientos de portabilidad necesarios para actividades de vigilancia y control que demandan la continua movilidad del equipo.

Se partió del análisis de requerimientos del diseño impuestos por el prototipo SAR-MIT, inicialmente se desarrolló un prototipo aproximado mediante el modelo de líneas de transmisión (MLT), que a posteriori se complementó con un método de análisis de onda completa proporcionado por el software de simulación electromagnética ANSYS Electronics Student que permitió optimizar el prototipo inicial hasta lograr los requerimientos de diseño. Tras la fabricación del prototipo final mediante CNC se obtuvo una antena directiva, resonante a 2,43 GHz, con un acople entre la fuente y su impedancia de entrada dentro de lo recomendado por la teoría de antenas, garantizando que al menos el 95% de la potencia ingresada es transmitida.

Por las características de la tecnología microstrip no fue sorpresa obtener un ancho de banda reducido, además, al ser una antena directiva se obtuvo una apertura angosta del orden de los  $24^\circ$ . Al operar en conjunto con el radar de corto alcance implementado, se obtuvo imágenes de radar de baja resolución que podrían utilizarse en aplicaciones donde se requiera detectar objetos reflectantes en un entorno donde se complique la visibilidad en el rango óptico.

**Palabras clave:** Diseño, antenas, array, microstrip, radar, SAR.

## CAPÍTULO I

### 1. ANTECEDENTES

#### 1.1. Problema

La frontera norte del Ecuador es una zona estratégica para la ejecución de actividades ilícitas como: narcotráfico, el abastecimiento de precursores químicos, armas, explosivos, alimentos y sustancias sujetas a fiscalización (Washington, 2018). En diciembre del 2018 las Fuerzas Armadas localizaron en la frontera norte de Esmeraldas, una carga explosiva lista para usarse, relativamente cercano al sitio donde días atrás fue ubicado un astillero y un semi sumergible en construcción (Luis, 2018), además, una patrulla naval encontró 51 tanques metálicos de precursores químicos de 55 galones cada uno, mismos que estaban almacenados en una bodega en el cantón San Lorenzo (EL UNIVERSO, 2020). Desde septiembre del 2018 se está haciendo uso de Orión P-3, una aeronave estadounidense que cuenta con un subsistema de búsqueda SAR/ISAR para la detección de actividades ilícitas (El Telégrafo, 2019). Por otra parte, en la frontera sur la Aduana adquirió drones con cámaras de alta resolución y visión infrarroja para combatir el contrabando de mercadería, narcóticos, armas, tráfico de especies y de seres humanos (CORREO, 2017). En cuanto a innovación tecnológica en el Ecuador, el Centro de Investigación y Desarrollo de la FAE destinó USD 7.149.400 a la implementación de aviones no tripulados de fabricación nacional que permitan la captura de imágenes en tiempo real para la toma de decisiones y aportar con la seguridad fronteriza del país (CIDFAE, 2015).

En el año 2018 la milicia ecuatoriana identificó pasos clandestinos a lo largo del río Mataje, las indagaciones revelan que los grupos criminales operan en horas de la noche cuando el seguimiento se torna más complejo (EL Comercio, 2018). Las actividades delictivas en la frontera se efectúan constantemente, por tal razón se requiere emplear equipamiento tecnológico para

actividades de vigilancia, control y seguridad que complementen el patrullaje y minimicen los riesgos a los que es susceptible el equipo militar; la adquisición o desarrollo de este tipo de equipos representan rubros significativamente altos, es por ello que se tiene un número insuficiente de aparatos que cubra todas las necesidades de seguridad (CIDFAE, 2015, p. 6).

Este trabajo de titulación se enfoca en el diseño y construcción del elemento radiante (agrupación de antenas) para un sistema de radar de corto alcance operante en la banda ISM, el elemento radiante es el componente físico fundamental de cualquier sistema de radar para la detección (electromagnética) remota de los objetivos de análisis, que en este caso, será diseñada, fabricada y testeada bajo el cumplimiento de parámetros óptimos y de la tecnología microstrip adecuada para la adaptación con el sistema de radar de corto alcance propuesto por el Massachusetts Institute of Technology (MIT) en (G. Charvat et al., 2011), cuyo elemento radiante no cumple con los requerimientos de portabilidad, necesarios para actividades de vigilancia y control que demandan continua movilidad del equipo.

Estos actos ilícitos obligan recurrir a tecnologías sofisticadas, que permitan mejorar la calidad de los procesos de seguridad; sin embargo, los altos costos de importación y el bajo índice de investigación, desarrollo e innovación “I+D+I” en esta área a nivel nacional son los limitantes para disponer de tecnologías de seguridad y vigilancia remota que permitan cubrir las necesidades para un control efectivo. Por esta razón se propone la construcción de un prototipo SAR de corto alcance operante en la banda ISM, que permita detectar elementos inusuales mediante imágenes de radar y así contribuir al mejoramiento de los sistemas de seguridad tradicionales que no han logrado cubrir en su totalidad las actividades irregulares que se presentan constantemente.

## **1.2. Objetivos**

### **1.2.1. Objetivo General.**

Implementar una agrupación de antenas planares operante en la banda ISM mediante software de simulación electromagnética para aplicaciones de sistemas de Radar de Apertura Sintética (SAR).

### **1.2.2. Objetivos específicos.**

- Recopilar información bibliográfica sobre agrupación de antenas para aplicaciones de radar de corto alcance.
- Diseñar la agrupación de antenas planares empleando software de simulación electromagnética.
- Construir un prototipo de SAR de corto alcance destinado a la generación de imágenes de radar.
- Efectuar pruebas de funcionamiento del sistema completo a nivel de laboratorio para determinar el correcto funcionamiento del prototipo.

## **1.3. Alcance**

El presente trabajo de titulación se enfoca en el diseño e implementación de una agrupación de antenas planares operante en la banda ISM, útil para aplicaciones de sistemas de Radar de Apertura Sintética (SAR), que permitirá la generación de imágenes SAR para la seguridad, vigilancia y control, pues permiten detectar objetos metálicos imperceptibles en el rango electromagnético visible; para ello se ha planteado realizar cuatro actividades que se detallan a continuación.

Se partirá de la recopilación de datos bibliográficos que permitan comprender la tecnología microstrip, estructuras, ventajas y desventajas que presenta este tipo de antenas, así

como la teoría que hay detrás de la conformación de una agrupación de antenas de tipo parche y el funcionamiento de un radar destinado a la generación de imágenes. Además, se recopilará datos bibliográficos para determinar el enfoque adecuado para procesar las imágenes SAR en Matlab.

Luego se procederá con el diseño de la agrupación de antenas resonante en la banda ISM específicamente a una frecuencia de 2,44 GHz, para ello se empleará software de simulación electromagnética. El diseño del elemento radiante se centrará en cumplir los parámetros adecuados que demanda la aplicación (imágenes SAR) como: diagrama de radiación, ganancia, ancho de banda, directividad, impedancia característica, pérdidas de retorno y relación de onda estacionaria.

El prototipo de radar de apertura sintética (SAR) será dividido en cuatro módulos; el primero, denominado módulo de alimentación estará conformado por dos fuentes, una regulada a cinco voltios y la otra a doce; el segundo llamado módulo de generación de señales, se conformará principalmente por un generador de funciones monolítico y tres amplificadores operaciones de precisión utilizados para crear una etapa de ganancia y un filtro activo paso bajas con frecuencia de corte de 15 KHz; para seleccionar los dispositivos electrónicos adecuados, se analizarán ciertos parámetros como: disponibilidad en el mercado, precio, familia lógica, consumo de energía, entre otros. El módulo de radio frecuencia (RF) estará compuesto por la agrupación de antenas diseñada previamente y seis componentes RF: un oscilador, un atenuador, un amplificador operacionales, un amplificador de bajo ruido, un mezclador y un divisor de potencia; mismos que se especifica en los documentos guía propuestos en el curso abierto “Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging”, impartido en el Massachusetts Institute of Technology (G. Charvat et al., 2011). Una vez ensamblado el prototipo, podrá acoplarse con el módulo de procesamiento, compuesto por un computador el cual compilará el código de programación desarrollado en Matlab, útil para generar imágenes SAR.



La etapa de pruebas iniciará analizando ciertos parámetros de la agrupación de antenas, para ello se comparará los valores obtenidos en la etapa de diseño presentados por el software de simulación electromagnética y las mediciones realizadas al elemento fabricado mediante el equipo de laboratorio adecuado. Finalmente, se va a realizar pruebas experimentales del sistema completo, para ello, se hará uso de un riel que permita generar el movimiento característico de un radar de apertura sintética; el prototipo se conectará a una PC que, con ayuda de un algoritmo de Matlab obtendrá imágenes SAR a nivel de laboratorio.

#### **1.4.Justificación**

El desarrollo tecnológico del país es un factor que debe considerarse a la hora de ejecutar proyectos de investigación a nivel académico, tal como se indica en el literal 3 del artículo 385 de la constitución de la República donde se menciona que la finalidad de esta sección se enfoca a, “desarrollar tecnologías e innovaciones que impulsen la producción nacional, eleven la eficiencia y productividad, mejoren la calidad de vida y contribuyan a la realización del buen vivir”(Buen Vivir, 2017). Además, en el objetivo 5 del Plan Nacional de Desarrollo vigente se debe “consolidar una economía basada en la generación del conocimiento, lo que implica invertir en el talento humano y fortalecer la educación técnica y tecnológica vinculada con los procesos de desarrollo, que permita la innovación y el emprendimiento”(Desarrollo, 2017).

La teledetección por radar tiene varias ventajas sobre otras tecnologías como la termográfica o la realizada con equipos ópticos; entre ellas se destaca la profundidad de penetración que tienen las ondas electromagnéticas, que combinado con su sensibilidad a las propiedades dieléctricas de los materiales, permiten identificar objetos metálicos ocultos por vegetación u otro tipo de materiales; además, este tipo de equipos tienen la capacidad de observación diurna o nocturna siendo esta una gran ventaja sobre los dispositivos ópticos que

trabajan únicamente en el rango visible del espectro electromagnético, e inclusive pueden funcionar ante cualquier condición meteorológica (Podest, 2017). Estas son algunas de las características más importantes que presentan los SAR y los consolida como dispositivos muy relevantes a utilizar en el ámbito de la seguridad.

El presente trabajo de titulación está enfocado al prototipado de un sistema simple, escalable, portable y económico que puede ser utilizado para sistemas de vigilancia, control y seguridad, ya que a través de imágenes de radar permiten la detección de materiales inusuales como metales, masas de agua y deslizamientos de terreno, entre otras. Para la ejecución de este proyecto se cuenta con el fácil acceso de la mayoría de los materiales necesarios para montar el dispositivo, además se tiene un recurso bibliográfico esencial que facilita la construcción del prototipo como es (G. L. Charvat, 2012)(Podest, 2017).

## CAPÍTULO II

### 2. FUNDAMENTO TEÓRICO

En este capítulo se detallará el fundamento teórico necesario para el adecuado desarrollo del presente trabajo de fin de carrera. Para ello se partirá con un contexto histórico del radar, posteriormente se realizará un breve recuento de la teoría de antenas profundizando en las agrupaciones microstrip y finalmente se detallará las bases teóricas de los sistemas de radar y sus aplicaciones.

#### 2.1. Contexto histórico

El radar ha sido un sistema utilizado en una amplia gama de aplicaciones tanto militares como civiles que tuvo un gran desarrollo en época de guerra debido al gran presupuesto invertido para su investigación, siendo una herramienta determinante en las tácticas de batalla, pues permitía detectar vehículos enemigos y prevenir ataques inesperados. A continuación, se resume los eventos más importantes que condujeron a la obtención de los radares modernos que hoy en día conocemos.

Todo inició con el genial trabajo desarrollado por el científico escocés James Clerk Maxwell, quien en el año 1864 realizó la publicación de su obra magna “A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field” donde unificó la teoría eléctrica y magnética demostrando que los campos eléctrico y magnético se retroalimentan entre sí, conformando una onda electromagnética (EM) susceptible a los fenómenos ondulatorios, misma que se propaga en el vacío a la velocidad de la luz (Sears et al., 2013). Años más tarde, en 1886 Heinrich Hertz demostró experimentalmente que las ondas EM pueden viajar a través del aire libre y del vacío, para ello, construyó un emisor y un receptor de señales EM en su laboratorio (Penny, 2016).

Partiendo de estos conocimientos previos, en 1903, el ingeniero alemán Christian Hulsmeyer desarrolló un radar de corto alcance que permitía detectar buques a una milla de

distancia. En 1922 Taylor y Young construyeron en el Laboratorio de Investigación Naval (NRL) de EE. UU, el primer radar de onda continua (por sus siglas en inglés CW: Continuous Wave) que operaba a una longitud de onda de 5 m y permitía identificar objetos más pequeños como botes de madera y similares. En ese mismo laboratorio, en 1934, el británico Sir Watson-Watt y su equipo de trabajo dieron a conocer el primer radar pulsado de la historia, este hacía uso de un solo elemento transceptor (Eaves & Reedy, 1987). A final de la década de 1930 e inicio de la década de 1940 varios laboratorios estadounidenses y de Gran Bretaña pusieron énfasis en el avance de los sistemas de radar, puesto que en esta época se efectuó la segunda guerra mundial (Penny, 2016).

En noviembre de 1940 se conformó el Laboratorio de Radiación en el Instituto de Tecnología de Massachusetts (MIT), el cual fue atendido principalmente por físicos partiendo inicialmente con 40 miembros y llegando a tener alrededor de 4000 para mediados de 1945. Finalizada la segunda guerra mundial se publicó un conjunto de 28 libros donde se sintetiza todos los conocimientos obtenidos a lo largo de la investigación realizada por el laboratorio del MIT, poniendo esta información a disposición de ingenieros y científicos para promover así el avance de esta tecnología; dichos textos pueden ser encontrados en (Lundberg, 2002). A partir de 1948 el MIT abandona las investigaciones con fines militares y se orienta por aplicaciones civiles.

En (Chan & Koo, 2008) se detalla la evolución que tuvieron los radares de apertura sintética (por sus siglas en inglés SAR: Synthetic Aperture Radar), misma que se sintetiza brevemente a continuación. En la década de 1950 se desarrolló el radar aerotransportado Side Looking Airborne Radar (SLAR), este sistema emitía un haz fijo apuntando hacia un lado del vehículo aéreo que lo portaba; las primeras versiones del SLAR tenían fines de reconocimiento militar, pero a mediados de 1960 se desclasificó y se puso a disposición para uso científico; las imágenes obtenidas con este radar tenían baja resolución azimutal lo cual se solucionaba teniendo un menor ancho de haz de

acimut, para ello, se debía hacer uso de una antena muy larga o hacer uso de longitudes de onda muy pequeñas que son susceptibles a atenuaciones. Con el fin de solventar este problema se optó por utilizar procesamiento de señales y generar una apertura<sup>1</sup> sintética, desvinculándose así de la apertura física que poseían los elementos radiantes usados en la época.

En 1953 el grupo de investigación de la corporación Goodyear de Arizona, construyó el primer SAR aerotransportado operante a 930 MHz que hacía uso de una antena Yagi con apertura real de 100 °. A final de la década 1950s e inicio de 1960s la Universidad de Michigan y algunas empresas estadounidenses contribuyeron a la mejora de los SAR; al mismo tiempo otros países como Rusia, Francia y Reino Unido hicieron lo propio, puesto que los SAR presentaban una amplia gama de aplicaciones. Las contribuciones más destacadas en esta tecnología fueron las propuestas por el Laboratorio de Propulsión a Chorro de la NASA (JPL); este laboratorio creó el radar CV-990 en el año 1990, mismo que ha servido como prototipo para todos los demás radares de imágenes funcionales actualmente (Chan & Koo, 2008).

## **2.2. Conceptos básicos**

En este apartado se indican los conceptos necesarios para la comprensión de las bases teóricas de antenas y de los sistemas de radar.

### **2.2.1. Ondas electromagnéticas.**

James Clerk Maxwell dedujo la existencia de ondas electromagnéticas a partir de la ley de Faraday-Lenz y la ley de Ampere-Maxwell, dichas leyes indican que campos eléctricos y magnéticos variables en el tiempo se retroalimentan, permitiendo así su propagación sin la necesidad de un medio (R. a. Serway & Kirkpatrick, 2008). Las ondas EM son ondas transversales, es decir, sus componentes son siempre perpendiculares a la dirección de propagación; en la Figura

---

<sup>1</sup> Se define la apertura de una antena como el área orientada de forma perpendicular a la dirección de una onda electromagnética entrante. También se podría entender como el área de captación de energía que tiene la antena.

2.1 se representa una onda transversal conformada por un campo eléctrico  $\vec{E}$  (con sus componentes en el eje  $y$ ) y un campo magnético  $\vec{B}$  (con sus componentes en el eje  $z$ ) que se propagan en dirección del producto vectorial entre  $\vec{E}$  y  $\vec{B}$ , dicho en otros términos, a lo largo del eje  $x$  a una velocidad de propagación  $c$ .

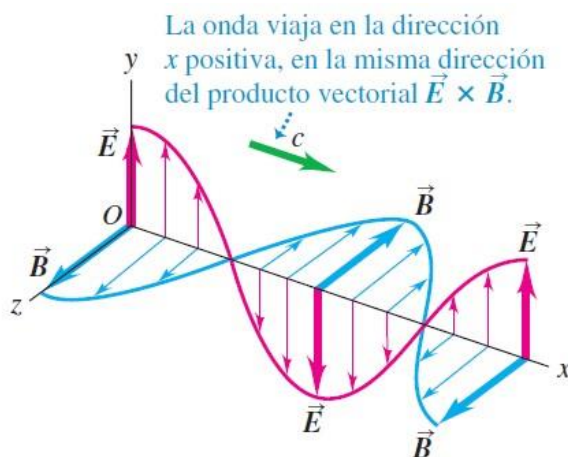


Figura 2.1. Onda electromagnética viajera en dirección de  $\vec{E} \times \vec{B}$  a velocidad  $c$ .

Fuente: (Sears et al., 2013)

Según Flores y Figueroa (2007) todo tipo de radiación EM o energía radiante se expresa en términos de frecuencia y longitud de onda; la longitud de onda  $\lambda_0$  es la distancia, en metros, que existe entre dos máximos (crestas) o dos mínimos (valles) consecutivos, la frecuencia  $f$  hace referencia al número de crestas que pasan por un mismo punto en un segundo y se expresa en ciclos por segundo o hercios (Hz). La Ec. 2.1 expresa la relación inversa que hay entre la frecuencia y la longitud de onda debido a que  $c$  es una constante, la rapidez de la luz en el vacío.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

Ec. 2.1

### 2.2.1.1. Rapidez de la onda.

Maxwell determinó que las ondas EM se desplazan en el espacio vacío a una rapidez igual a la de la luz, dicho valor se calcula mediante la Ec. 2.2, siendo  $\epsilon_0$  la permitividad eléctrica del espacio libre  $8,854187817 \times 10^{-12} \text{ C}^2/(\text{N} \cdot \text{m}^2)$  y  $\mu_0$  su permeabilidad magnética  $4\pi \times 10^{-7} (\text{T} \cdot \text{m})/\text{A}$ . El valor de los coeficientes  $\epsilon$  y  $\mu$  cambia según el medio en que se propague la señal electromagnética, alterando así su rapidez (R. a. Serway & Kirkpatrick, 2008).

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad \text{Ec. 2.2}$$

Sustituyendo el valor de los coeficientes de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética del espacio libre se obtiene el valor de la rapidez de la luz en el vacío,  $c = 2,99792 \times 10^8 \text{ m/s}$ .

### 2.2.1.2. Relación entre energía y frecuencia.

La radiación electromagnética transporta energía que puede ser absorbida o emitida por un cuerpo (Ramaswami et al., 2010), para explicar este fenómeno físico Max Planck y Albert Einstein propusieron la Ec. 2.3, conocida hoy en día como la relación de Planck-Einstein, que relaciona la cantidad de energía y la frecuencia asociada a un cuanto de energía ‘fotón’, dicha energía se expresa en múltiplos de una constante fundamental del universo, la constante de Planck,  $h \approx 6,6260693 \times 10^{-32} \text{ J} \cdot \text{s}$ .

$$E = hf \quad \text{Ec. 2.3}$$

## 2.2.2. Espectro electromagnético.

El espectro electromagnético es la distribución del conjunto de las posibles ondas o frecuencias de la radiación EM, con la tecnología actual se han detectado frecuencias inferiores a 30 Hz y superiores a  $2,9 \times 10^{27} \text{ Hz}$ ; aunque teóricamente el espectro es continuo e infinito, se cree

que la longitud de onda más pequeña posible es la longitud de Planck ( $l_p \approx 1,616252 \times 10^{-35}$  m) y el límite máximo sería el tamaño del universo (Ordóñez, 2017). La longitud de onda, la frecuencia y la energía  $E$  de un fotón se relacionan mediante las Ec. 2.1 y Ec. 2.3, por ello es válido expresar el espectro EM en función de cualquiera de las variables mencionadas.

Según Ordóñez (2017), el espectro electromagnético conocido se clasifica en las siguientes categorías: ondas de subradio, ondas radioeléctricas, microondas, rayos T, rayos infrarrojos, luz visible, radiación ultravioleta, rayos X, rayos gamma y rayos cósmicos; la Figura 2.2 muestra la ubicación de las bandas de radiofrecuencia (RF) y microondas en el espectro EM.

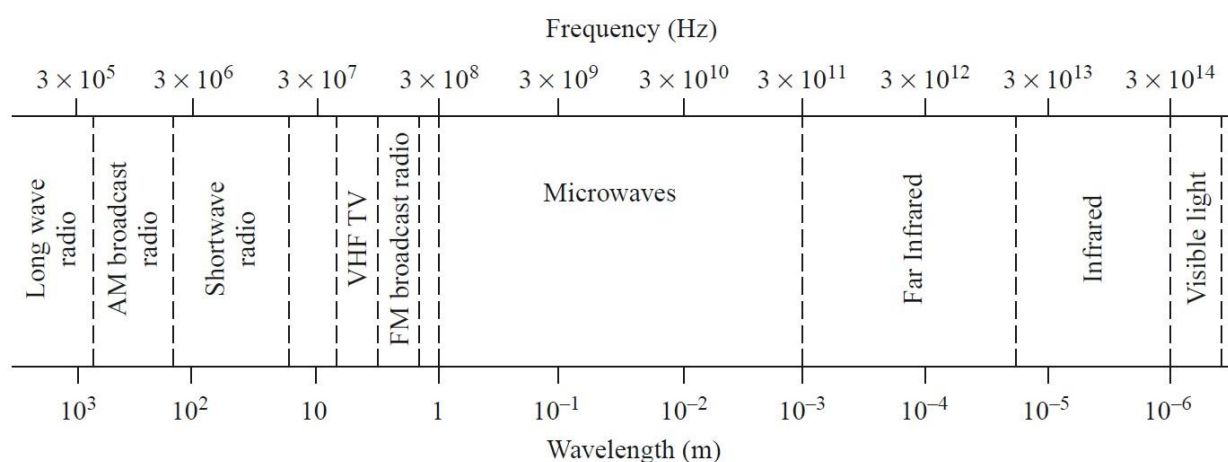


Figura 2.2. Bandas de frecuencias RF y microondas en el espectro EM.

Fuente: (David Pozar, 2011)

### 2.2.3. Propiedades de las ondas.

Las ondas electromagnéticas transmitidas o recibidas por un radar son susceptibles a varios fenómenos físicos ocasionados por la composición del medio o material en que se estén propagando; básicamente las ondas interactúan con la antena del radar, con la atmósfera y con el objetivo a ser detectado. Los principios físicos más importantes a tomar en cuenta son: interferencia, difracción, atenuación, refracción, reflexión y polarización.



### ***2.2.3.1. Interferencia.***

Este fenómeno se explica con el principio de superposición de ondas, el cual establece que dos o más ondas que poseen la misma frecuencia y estén presentes en el mismo espacio tiempo, generan una onda resultante igual a la suma compleja de las ondas iniciales, tomando en cuenta la fase y amplitud de las mismas (Sears et al., 2013).

Según Serway y Jewett (2015) se debe cumplir dos condiciones para observar una interferencia; la primera es que las fuentes deben ser coherentes, es decir deben mantener la fase constante respecto a la otra, y la segunda condición es que las fuentes deben ser monocromáticas, o sea, deben tener una sola longitud de onda; en este sentido, se tiene dos tipos de interferencia, constructiva y destructiva.

#### *Interferencia constructiva.*

En este caso se tiene dos ondas de la misma frecuencia en fase que producen una onda resultante de amplitud igual a la suma de las amplitudes respectivas a las ondas iniciales.

#### *Interferencia destructiva.*

Dos ondas fuera de fase producirán una onda con una amplitud resultante igual a la diferencia entre las dos amplitudes iniciales; en caso de que las amplitudes individuales sean iguales y las ondas se encuentren desfasadas en  $\pi$  radianes o  $180^\circ$ , entonces la amplitud total será igual a cero.

### ***2.2.3.2. Difracción.***

La difracción es la flexión de la onda EM a medida que se propaga a través de una abertura o en los bordes de un objeto, este efecto valida la existencia de ondas propagadas en regiones donde no existe línea de vista entre transmisor y receptor (Gómez et al., 2019), a este tipo de ondas también se les denomina propagación NLOS (*Non Line of Sight*). Para comprender este fenómeno

se propone analizar la siguiente situación: si hacemos que una onda se propague a través del espacio donde se encuentra con un objeto que posee una abertura 'a', se presentan dos casos extremos detallados a continuación.

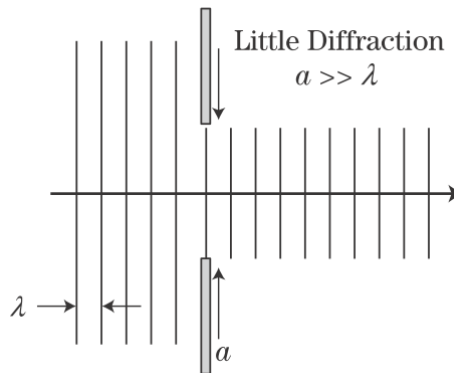


Figura 2.3. Abertura  $a$  mayor que la longitud de onda  $\lambda$ .

Fuente: (Richards et al., 2010)

El primer caso se ilustra en la Figura 2.3, donde se tiene una abertura mucho mayor en comparación con el tamaño de la longitud de onda ( $a \gg \lambda$ ), de acuerdo con el principio de Huygens<sup>2</sup> una abertura de esta proporción equivale a tener muchos elementos radiantes ubicados a lo largo de 'a', como se muestra en la Figura 2.4, causando una interferencia destructiva significativa, excepto en la dirección hacia adelante de la abertura donde idealmente la irradiancia es máxima.

<sup>2</sup> Cada elemento de área de la abertura puede considerarse una fuente de ondas secundarias, mismas que irradian de forma isotrópica.

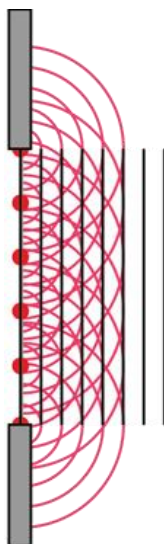


Figura 2.4. Principio de Huygens presente en una abertura.

Fuente: (Olmo, 2020)

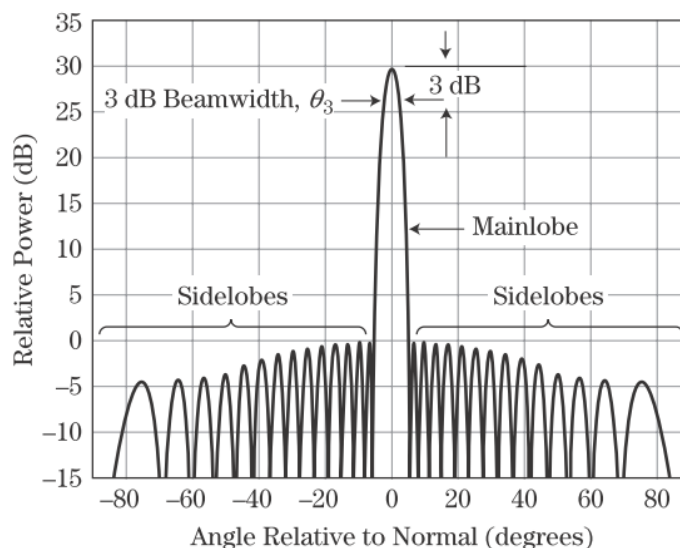


Figura 2.5. Distribución de difracción de una sola rendija.

Fuente: (Richards et al., 2010)

La forma angular de la onda cuando sale de la abertura se denominada irradiancia<sup>3</sup> y se representa matemáticamente con la Ec. 2.4, mediante la cual se puede obtener una distribución como la dispuesta en la Figura 2.5; en dicho gráfico se puede visualizar un máximo principal que

<sup>3</sup> La deducción de la fórmula de la irradiancia se puede encontrar en (Flores & Figueroa, 2007, p. 191).

corresponde a la interferencia constructiva delante de la abertura y varios picos secundarios separados por mínimos iguales a 0 que resultan cuando  $\sin \beta = 0$ , donde  $\beta$  toma valores de  $= \pm\pi, \pm 2\pi, \pm 3\pi$ .

$$I(\theta) = I(\theta) \left( \frac{\sin \beta}{\beta} \right)^2 \quad \text{Ec. 2.4}$$

Para el segundo caso, mostrado en la Figura 2.6, la abertura “ $a$ ” es mucho más pequeña que la longitud de onda ( $a \ll \lambda$ ), por ello, se asume como si hubiese un único elemento radiante en la abertura, razón por la cual, no existe interferencia destructiva; en este caso las ondas EM se propagarán casi isotrópicamente (únicamente en el hemisferio derecho), produciendo un efecto de difracción muy significativo.

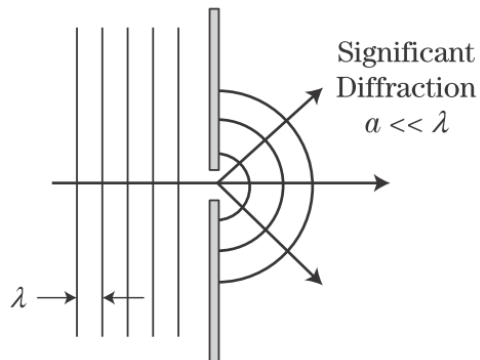


Figura 2.6. Abertura  $a$  menor que la longitud de onda  $\lambda$ .

Fuente: (Richards et al., 2010)

Para el caso de una antena se aplican los mismos principios, en esta ocasión, en lugar de una abertura grande los radiadores individuales se encuentran ubicados a través de una estructura denominada “antena”, que dependiendo de su distribución generan una irradiancia característica, misma, que en términos de antenas corresponde al patrón de radiación; por lo tanto, el efecto de difracción es el principal responsable de la formación del diagrama de radiación de la antena, compuesto por el lóbulo principal y los lóbulos laterales.

El caso de la Figura 2.3 haría referencia a una agrupación de antenas, pues en este tipo de antenas se tiene varios elementos radiantes, es por ello, que entre más elementos contenga una agrupación se espera tener un diagrama de radiación más directivo y por tanto un ancho de haz<sup>4</sup> angosto; por otra parte, en el ejemplo de la Figura 2.6 se tendría un solo elemento radiante, como es el caso de un dipolo donde se tiene una radiación isotrópica<sup>5</sup>, por ende, un gran ancho de haz.

En base a este fenómeno físico se puede elegir de forma adecuada una antena que produzca un ancho de haz ideal para una aplicación de radar dada, por ejemplo; se requiere ancho de haz estrecho en aplicaciones de seguimiento, mapeo, generación de imágenes de r y otras que requieran una buena resolución angular; para radares que operan en modo de búsqueda donde la resolución no es importante se utiliza antenas con gran ancho de haz (Richards et al., 2010).

### ***2.2.3.3. Atenuación.***

Las ondas viajeras presentan cierto nivel de atenuación al propagarse por la atmosfera debido a los elementos que la componen, ciertas bandas de frecuencia son más susceptibles de atenuarse, puesto que, su longitud de onda tiene dimensiones similares con las de las partículas presentes en el medio de transmisión. En sistemas que operan a frecuencias superiores a los 12 GHz se tiene un factor significativo de atenuación, misma que crece de manera constante hasta llegar a 22 GHz, donde hay un pico debido a la absorción de vapor de agua; en 60 GHz se tiene presencia de otro pico a causa de la absorción de oxígeno. Los efectos producidos por gases atmosféricos pueden ser calculados mediante las recomendaciones de la ITU-R P.676-12 (Series & ITU, 2019) donde se detallan tablas, ecuaciones y algoritmos que permiten obtener valores estimados.

---

<sup>4</sup> El ancho de haz es la amplitud en grados que tiene el lóbulo principal, se mide a -3dB de la potencia máxima radiada.

<sup>5</sup> En radiación isotrópica la potencia radiada se propaga en todas las direcciones del espacio.

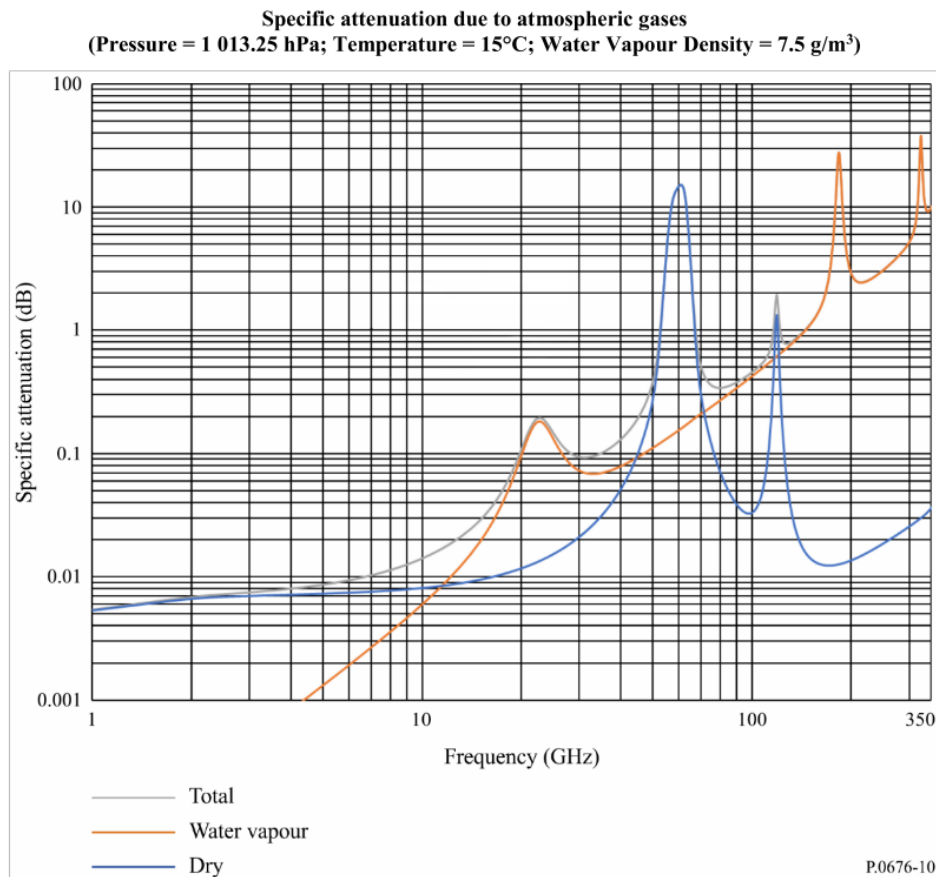


Figura 2.7. Espectro de absorción atmosférico para frecuencias de 1 a 350 GHz.

Fuente: (Series & ITU, 2019)

En la Figura 2.7 se visualiza que, por encima de 10 GHz (banda X) existen bandas o ventanas<sup>6</sup> dentro del espectro de absorción las cuales son utilizadas por sistemas de radar que operan en la atmosfera y a frecuencias más elevadas, como la ventana de 35 GHz (banda Ka) o la de 94 GHz (banda W); para radares de largo alcance generalmente se utiliza frecuencias en la banda L (1 - 2 GHz) y en la banda S (2 - 4 GHz), con el objetivo de minimizar la atenuación atmosférica (Richards et al., 2010).

<sup>6</sup> Las ventanas o bandas de frecuencia existentes según el estándar IEEE P521 serán detalladas mas adelante.

### 2.2.3.4. Refracción.

El hecho de que la velocidad de una onda EM varíe según las propiedades del medio de propagación, da lugar a los fenómenos de reflexión y refracción, que se generan cuando la onda atraviesa la superficie de separación entre dos materiales dieléctricos diferentes, una onda reflejada es aquella que se retransmite en el medio inicial y la onda refractada es la que se propaga a través del segundo material con una variación en su velocidad; como afirma Serway (2015), cuanto más denso sea el material, más lenta es la velocidad de la onda. El índice de refracción de un material puede ser calculado mediante la Ec. 2.5, donde  $c$  es la rapidez de la luz en el vacío y  $v$  la rapidez en el material.

$$n = \frac{c}{v} \quad \text{Ec. 2.5}$$

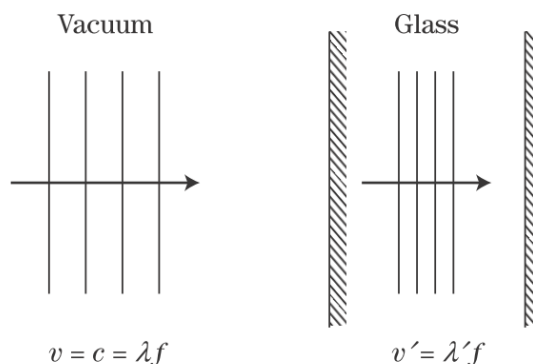


Figura 2.8. Diferencia de la longitud de onda en dos materiales.

Fuente: (Richards et al., 2010)

Si consideramos una onda EM que incide en la interfaz de dos materiales, siendo el material de la izquierda el vacío y el de la derecha vidrio, como se muestra en la Figura 2.8; la onda va a disminuir su rapidez en el vidrio, ya que es más denso y cuenta con mayor índice de refracción. En base a la Ec. 2.6 obtenida al despejar la rapidez de la Ec. 2.1, podemos deducir que la ralentización de la onda únicamente puede ser causada debido a una disminución en la longitud de

onda, pues la frecuencia de una onda EM no cambia al pasar de un medio a otro (Richards et al., 2010).

$$c = \lambda f \quad \text{Ec. 2.6}$$

El fenómeno de refracción se encuentra en los radares que requieren emitir señales hacia arriba o hacia abajo a través de la atmósfera en un ángulo relativo a la horizontal. En general a mayor altitud, el índice de refracción de la atmósfera se reduce y causa que el camino de la onda EM se desvíe hacia la tierra, esto puede afectar la precisión para detectar o realizar seguimiento de un objetivo. Para radares de superficie este fenómeno puede ser beneficioso, pues, permite que la onda EM se propague en el horizonte y detecte naves no alcanzables si la detección estuviera limitada al horizonte geométrico.

#### **2.2.3.5. Reflexión.**

Las ondas EM incidentes en un objeto pueden inducir una carga eléctrica en su superficie dependiendo de su composición; si el material es un conductor, la carga eléctrica será libre de moverse en la materia y esencialmente toda la energía de la onda se irradia; por otra parte, si el objetivo está compuesto de un material dieléctrico, parte de la energía será reflejada y otra se propagará a través del objeto, donde cierta cantidad es absorbida por este y otra puede atravesarlo.

De acuerdo con Richards et al. (2010), la manera en que la onda es reflejada depende de la rugosidad superficial del objeto y de la longitud de onda incidente; si la superficie es “lisa” ( $\lambda \gg$  rugosidad), entonces el ángulo de reflexión de la señal EM  $\theta_r$ , es igual a su ángulo de incidencia  $\theta_i$ , como se muestra en la Figura 2.9. A este fenómeno se le denomina dispersión especular, la mayoría de los objetos construidos por el ser humano presentan este efecto.



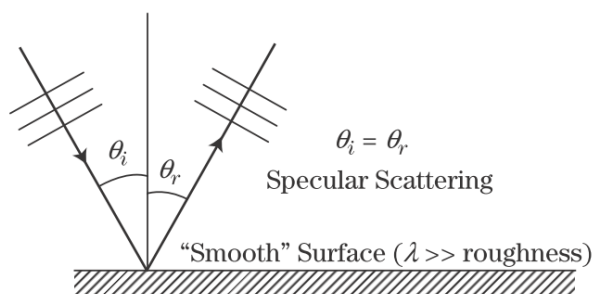


Figura 2.9. Dispersión especular.

Fuente: (Richards et al., 2010)

Si la superficie posee rugosidades ( $\lambda \ll \text{rugosidad}$ ), se tendrá dispersión especular solo en ciertas regiones; a nivel macroscópico la energía se refleja en todos los ángulos como se muestra en la Figura 2.10, a este fenómeno se le denomina dispersión difusa (Richards et al., 2010).

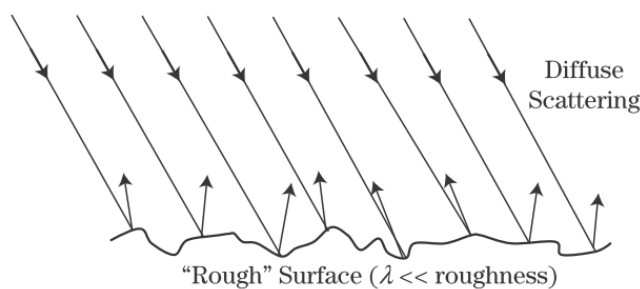


Figura 2.10. Dispersión difusa.

Fuente: (Richards et al., 2010)

### 2.2.3.6. Polarización de ondas EM.

“Se define polarización de la onda plana uniforme como la trayectoria que describe el extremo del vector instantáneo de campo eléctrico en un plano transversal a la dirección de propagación” (Otero, 2015, p. 58).

Suponiendo que una onda EM viaja en dirección del eje  $+z$  y posee un campo eléctrico que está orientado en el plano “ $x$ - $y$ ”, este tendrá una componente en el eje “ $x$ ” ( $E_x$ ) y una componente en el eje “ $y$ ” ( $E_y$ ) como se muestra en la Figura 2.11. Las amplitudes y fases relativas de  $E_x$  y  $E_y$

determinan la orientación resultante del vector  $E$  y su variación en el tiempo y por tanto la polarización de la onda EM (Richards et al., 2010).

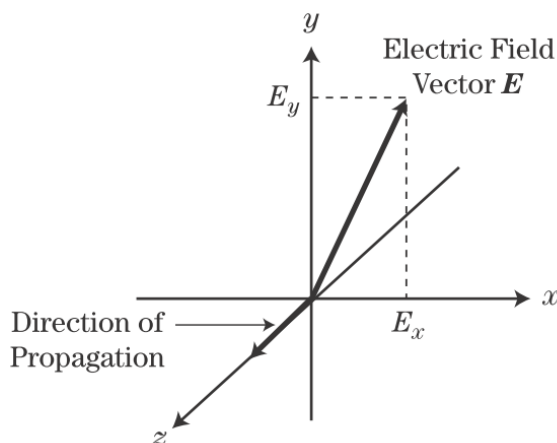


Figura 2.11. Componentes de polarización de una onda EM transversal propagándose en dirección + z.

Fuente: (Richards et al., 2010)

### *Polarización lineal.*

Si la componente  $E_y$  es nula el campo eléctrico oscila únicamente a lo largo del eje “x”, en este caso se afirma que la onda está polarizada linealmente en la dirección de dicho eje, en este ejemplo es el eje horizontal, por tal razón, es correcto decir que la onda EM esta polarizada horizontalmente. De manera similar cuando la componente  $E_x$  es cero y únicamente hay componente en el eje vertical se dice que la onda esta polarizada verticalmente o presenta una polarización lineal en dirección del eje “y”.

La polarización también es lineal cuando las componentes del campo eléctrico tienen la misma magnitud y oscilan en fase entre si  $E_x = E_y$ , en este caso el campo oscilará a lo largo de una línea de  $45^\circ$  en el plano “x-y” (Richards et al., 2010). La polarización es lineal mientras las componentes  $E_x$  y  $E_y$  difieren en fase por cualquier múltiplo entero de  $\pi$  radianes, el ángulo de polarización dependerá de las magnitudes relativas de las componentes del campo.

*Polarización circular.*

Existe una polarización circular cuando  $E_x = E_y$  y sus fases difieren en un múltiplo impar de  $\frac{\pi}{2}$ , en estas condiciones la punta del campo eléctrico traza un círculo a medida que ocurre la propagación. Dependiendo del sentido de giro existe la polarización “derecha” o “circular derecha” y la polarización “izquierda” o “circular izquierda” (Richards et al., 2010).

*Polarización elíptica.*

Este tipo de polarización ocurre cuando  $E_x \neq E_y$ . En este caso la punta del campo  $E$  traza una elipse a medida que se propaga la onda.

*Polarización por reflexión.*

Cuando una onda EM se refleja en una superficie puede estar totalmente polarizada, parcialmente polarizada o no polarizada según el ángulo con que incida. Si el ángulo entre el haz reflejado y el refractado es de  $90^\circ$  se obtendrá una onda totalmente polarizada (R. A. Serway & Jewett, 2015), a este ángulo se le denomina ángulo de polarización  $\theta_p$  y satisface la ley de Brewster expresada en la Ec. 2.7, donde  $n_1$  es el índice de refracción del medio inicial y  $n_2$  el índice de refracción del medio reflector.

$$\tan \theta_p = \frac{n_2}{n_1} \quad \text{Ec. 2.7}$$

### **2.3. Teoría de antenas**

En esta sección se describe algunas de las características básicas de las antenas que serán necesarias para el estudio de los sistemas de radar, no se profundiza en la teoría electromagnética para estudiar el funcionamiento de una antena, más bien, se enfoca en el análisis en términos de los parámetros de la antena, además, se detalla el modelo de líneas de transmisión que será el punto de partida para el diseño de la agrupación de antenas microstrip.

### **2.3.1. Definición de antena.**

Según Fuentes (2012), “La antena es un elemento que permite radiar, de forma eficiente, una energía en forma de onda electromagnética”(p. 35).

López, Montoya y Pancorbo (2016) definen una antena como: “Una estructura metálica que tiene como misión adaptar una onda guiada que se propaga en una línea de transmisión a una onda electromagnética que se propaga en el espacio libre” (p. 352).

Por lo tanto, un lado de la antena aparece como un elemento de circuito eléctrico o medio de transmisión guiado, mientras que el otro lado se tiene un medio de propagación no guiado, donde se irradia una onda EM. Las antenas son elementos bidireccionales, es decir pueden ser usadas en funciones de transmisión o recepción.

### **2.3.2. Parámetros de una antena.**

Los parámetros de la antena sirven para describir y evaluar el efecto del elemento radiante sobre el sistema en que está operando, o bien, modelar el comportamiento que deba tener una determinada antena para incluirla en un sistema en concreto, por ejemplo, un sistema de radar de apertura sintética. Como consecuencia del teorema de reciprocidad, se establece una equivalencia entre los parámetros para una antena en transmisión y una en modo receptor (Cardama, 2002).

#### ***2.3.2.1. Diagrama de radiación.***

El diagrama de radiación es una representación gráfica tridimensional, que muestra la densidad de potencia en relación con una dirección dada por el ángulo polar  $\theta$  y el ángulo azimutal  $\varphi$ ; para una antena en modo receptor, el patrón de radiación indica la potencia que capta la antena de cada dirección del espacio (López et al., 2016). En la Figura 2.12 se muestra el diagrama de radiación en tres dimensiones de un dipolo elemental.

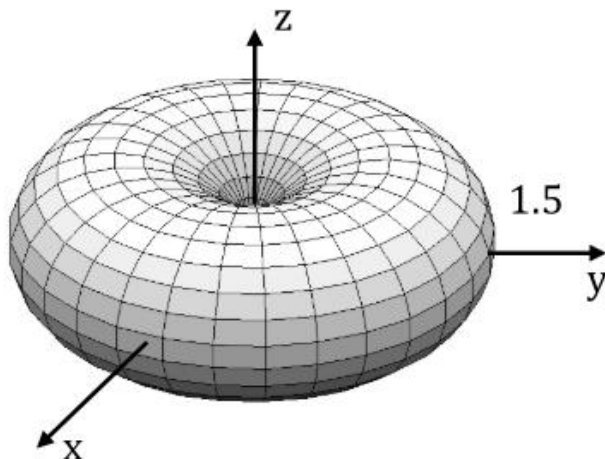


Figura 2.12. Diagrama de radiación del dipolo elemental en 3D.

Fuente: (Fuentes, 2012)

Además, el patrón de radiación puede ser representado en dos dimensiones, en la Figura 2.13, se muestra en a) un corte horizontal, denominado plano H que contiene el campo magnético, por otro lado, en b) se muestra un corte vertical, también llamado plano E, que detalla el campo eléctrico.

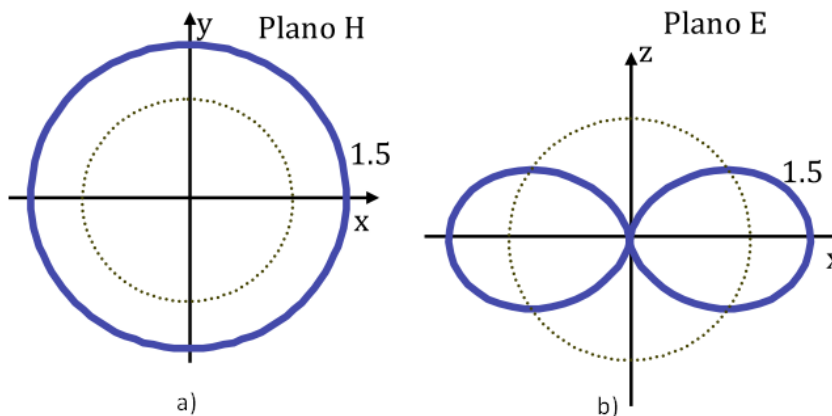


Figura 2.13. Diagrama de radiación en 2D, a) plano horizontal, b) plano vertical.

Fuente: (Fuentes, 2012)

### 2.3.2.2. Impedancia de una antena.

Citando a Balanis (2005), la impedancia de entrada se define como: "la relación del voltaje a la corriente en un par de terminales o la relación de los componentes apropiados de los campos eléctricos a magnéticos en un punto" (p. 80). En la Figura 2.14 se tiene un esquema de una antena conectada a un generador con impedancia ( $Z_g$ ), la impedancia de entrada de la antena ( $Z_A$ ) es la relación entre el voltaje y la corriente en sus terminales (a,b) y se expresa en su forma compleja según Ec. 2.8.

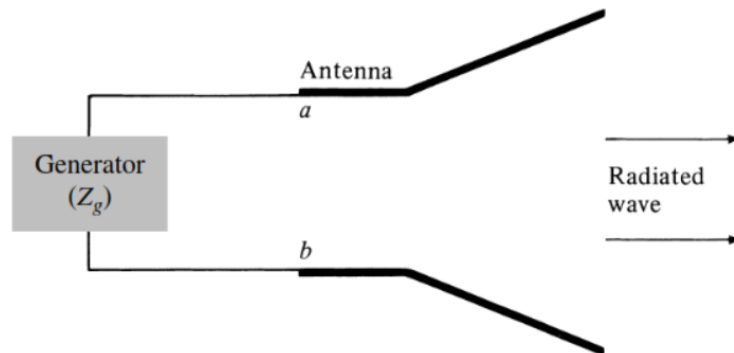


Figura 2.14. Esquema de antena en modo transmisión.

Fuente: (Balanis, 2005)

$$Z_A = R_A + jX_A \quad \text{Ec. 2.8}$$

Donde:

$Z_A$  = Es la impedancia en los terminales a – b en  $\Omega$

$R_A$  = Es la resistencia de la antena en los terminales a – b en  $\Omega$

$X_A$  = Es la reactancia de la antena en los terminales a – b en  $\Omega$

La parte resistiva  $R_A$  se conforma de dos componentes como se indica en Ec. 2.9, donde,  $R_r$  es la resistencia de radiación y  $R_d$  la resistencia disipativa que modela las pérdidas causadas por calentamiento del material, dichas cantidades se expresan en ohmios ( $\Omega$ ).

$$R_A = R_r + R_d \quad \text{Ec. 2.9}$$

El generador también posee una impedancia característica ( $Z_g$ ) que se denota en su forma compleja según Ec. 2.10, donde  $R_g$  es su parte real denominada resistencia del generador y  $X_g$  es la parte imaginaria y corresponde a la reactancia del generador.

$$Z_g = R_g + jX_g \quad \text{Ec. 2.10}$$

La máxima potencia entregada a la antena ocurre cuando se tiene un emparejamiento conjugado entre las impedancias del generador y la antena, es decir cuando se cumple Ec. 2.11 y Ec. 2.12; esto se conoce como máxima transferencia de potencia.

$$R_A = R_g \quad \text{Ec. 2.11}$$

$$X_A = -X_g \quad \text{Ec. 2.12}$$

En la práctica no se obtendrá un acople perfecto de impedancias, por ende, cierta parte de la señal entrante será reflejada, la cantidad de energía regresada depende del coeficiente de reflexión denotado por gamma ( $\Gamma$ ), mismo que se expresa según Ec. 2.13; gamma tendrá valores entre 0 y 1 e indica si se está transmitiendo potencia hacia la carga.

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_g}{Z_A + Z_g} \quad \text{Ec. 2.13}$$

En antenas la impedancia característica es afectada sustancialmente por la frecuencia, influyendo en el acople con la fuente de energía, por ende, la potencia reflejada en el puerto de entrada también se modifica según la frecuencia de la onda EM; es por ello, que las antenas poseen un rango específico de frecuencias dentro del cual podrán operar. Generalmente el valor de impedancia no se incluye en las especificaciones de antenas comerciales, pero en su defecto se suele utilizar dos valores que cuantifican la relación entre la potencia transmitida y la reflejada, dichos valores son las pérdidas de retorno y la relación de onda estacionaria.

### *Pérdidas de retorno (PR)*

De acuerdo con (David Pozar, 2011) en la teoría de microondas se denomina red a un dispositivo con uno o más puertos, para caracterizar el comportamiento de sus puertos se utiliza los parámetros de dispersión o también conocidos como parámetros S (de su sigla en inglés S: Scattering), dichos parámetros se suelen expresar matemáticamente con una matriz [S] de NxN elementos siendo N el número de puertos, cada elemento de [S] equivale a un valor complejo, por lo tanto, tienen magnitud y fase que pueden ser trazadas en la carta de Smith. En la Ec. 2.14 se muestra la matriz de dispersión [S] para un dispositivo de dos puertos.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. 2.14}$$

Los parámetros S expresan la cantidad de energía que se dispersa desde y hacia los distintos puertos, en este sentido, el parámetro  $S_{xy}$  indica la relación entre la señal entrante por el puerto “y”, y la emergente por el puerto “x”. Una antena o radiador posee un único puerto, por lo tanto, la matriz de dispersión estará conformada únicamente por el parámetro  $S_{11}$  e indica la cantidad de señal que fue reflejada desde la antena en el puerto uno, únicamente en antenas este parámetro equivale al coeficiente de reflexión  $\Gamma$ ; en la Ec. 2.15 se presenta el parámetro  $S_{11}$  en función de la señal de voltaje entrante en el puerto uno  $V_1^+$  y la señal de voltaje saliente en el mismo  $V_1^-$ .

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma \quad \text{Ec. 2.15}$$

Las pérdidas de retorno se representan gráficamente como la función de  $S_{11}$  con respecto a la frecuencia, en esta representación se puede identificar la frecuencia de resonancia de la antena y el ancho de banda dentro del cual puede operar. En la Figura 2.15 se muestra un ejemplo de pérdidas de retorno para una antena tipo parche resonante a 2,44 GHz, en la misma podemos



identificar tres zonas, en las zonas 1 y 3 el  $S_{11}$  tiene un valor de 0 dB , lo cual indica que toda la energía insertada en el puerto es devuelta, a diferencia de la zona 2 resaltada con rojo en la imagen, donde parte de la energía ingresada será radiada; en esta sección se encuentra el ancho de banda (AB) de la antenna delimitado en la imagen por las líneas rojas entrecortadas, el AB se mide a -10 dB lo que garantiza que la antenna irradia al menos el 90 % de la potencia ingresada; además, cabe indicar que en el punto mínimo del  $S_{11}$  se encuentra la frecuencia central o de resonancia de la antenna (Prabhu & Rajalingam, 2017).

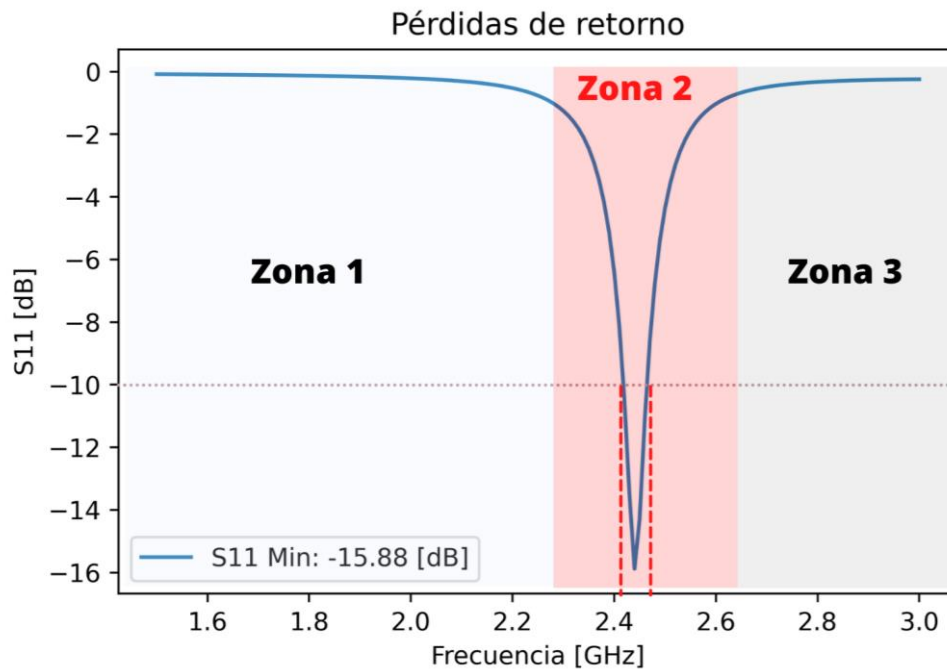


Figura 2.15. Zonas en la gráfica de pérdidas de retorno.

Para cuantificar las PR en decibelios a partir del coeficiente de reflexión se suele aplicar la Ec. 2.16, si expresamos el  $S_{11}$  en función del voltaje se obtiene la Ec. 2.17; además, se puede expresar en términos de potencia utilizando la expresión Ec. 2.18 donde  $P_{ref}$  es la potencia reflejada en el puerto y  $P_{inc}$  la potencia incidente en el mismo.

$$PR = -20 \log_{10}|S_{11}| \quad \text{Ec. 2.16}$$

$$PR = -20 \log_{10} \left| \frac{V_1^-}{V_1^+} \right| \quad \text{Ec. 2.17}$$

$$PR = -10 \log_{10} \left| \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \right| \quad \text{Ec. 2.18}$$

### *Relación de onda estacionaria (ROE)*

La onda estacionaria es aquella resultante de la suma entre la señal reflejada y la señal de alimentación, está representada con color negro en la Figura 2.16; a mayor sea la onda reflejada, mayor será la amplitud de la onda resultante, por tal motivo, la presencia de una onda estacionaria de gran amplitud indica un mal acople entre la línea de alimentación y la antena.

Como se indica en (David Pozar, 2011), la relación de onda estacionaria (ROE) o por sus siglas en inglés VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), es un parámetro utilizado en teoría de antenas para cuantificar el nivel de acople entre un elemento radiante y su fuente de alimentación. Matemáticamente se expresa como la relación entre la amplitud máxima y mínima de la onda de voltaje estacionaria, ver Ec. 2.19.

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad \text{Ec. 2.19}$$

$$V = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{-j\beta z}) \quad \text{Ec. 2.20}$$

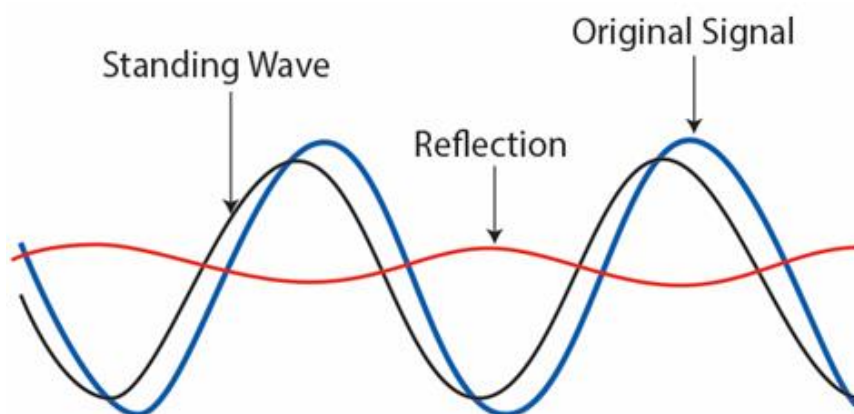


Figura 2.16. Representación gráfica de la ROE. Azul onda incidente, rojo onda reflejada, negro onda estacionaria.

Fuente: (EETech, n.d.)

El voltaje presente en la línea ( $V$ ) se caracteriza según la Ec. 2.20, derivando esta expresión y encontrando sus puntos de inflexión se obtiene el voltaje máximo ( $V_{max}$ ) y el voltaje mínimo ( $V_{min}$ ), dando como resultado  $V_0^+(1 + |\Gamma|)$  y  $V_0^+(1 - |\Gamma|)$  respectivamente; reemplazando los valores de  $V_{max}$  y  $V_{min}$  en la ecuación Ec. 2.19 se obtiene la expresión en función del del módulo del coeficiente de reflexión, como se muestra en Ec. 2.21. Cabe indicar que la ROE siempre será un número real y positivo mayor o igual que 1, cuanto más pequeño sea el resultado, mejor será el acople de impedancias entre la antena y su línea de transmisión, por ende, la potencia entregada a la antena será mayor (David Pozar, 2011).

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad Ec. 2.21$$

En la Tabla 2.1 se muestra la relación que existe entre la relación de onda estacionaria, el coeficiente de reflexión y la potencia reflejada, un ROE de 1.5 equivale al 4 % de la potencia reflejada o -9.55 dB, tome en cuenta que -10 dB de potencia reflejada equivale a un 10 % lo que

significa que se entrega 90 % de la potencia a la antena. En general, si el ROE es inferior a 2, el acople entre la antena y la línea de transmisión es aceptable (Antenna-theory, 2017).

Tabla 2.1.  
*Relación entre ROE,  $\Gamma$  y potencia reflejada*

ROE	$\Gamma$	Potencia reflejada (%)	Potencia reflejada (dB)
1.0	0.000	0.00	Infinito
1.5	0.200	4.0	-14.0
2.0	0.333	11.1	-9.55
2.5	0.429	18.4	-7.36
3.0	0.500	25.0	-6.00
3.5	0.556	30.9	-5.10
4.0	0.600	36.0	-4.44
5.0	0.667	44.0	-3.52
6.0	0.714	51.0	-2.92

*Nota:* El valor de la potencia reflejada expresada en porcentaje coincide con el valor del coeficiente de reflexión al cuadrado. Fuente: (Antenna-theory, 2017).

### **2.3.2.3. Ancho de banda.**

Como expresa Visser Hubregt (2005), la impedancia de un elemento radiante es dependiente de la frecuencia y por lo tanto el acoplamiento con el sistema también varía en función de la frecuencia. Esto significa que una antena tendrá un funcionamiento eficiente mientras opere dentro de un cierto rango de frecuencias, a dicho rango se le denomina ancho de banda y se expresa mediante la Ec. 2.22.

$$BW = \frac{f_s - f_i}{f_c} \times 100 \% \quad \text{Ec. 2.22}$$

Donde:

$f_c$  = Frecuencia central o frecuencia de corte.

$f_s$  = Frecuencia del límite superior.

$f_i$  = Frecuencia del límite inferior.

La frecuencia central  $f_c$  presenta la mejor adaptación de impedancia, para frecuencias superiores o inferiores, el nivel de acople se reduce (Visser, 2005).

Típicamente se mide el ancho de banda de una antena a partir de la gráfica de las pérdidas de retorno cuando el  $S_{11}$  está en el rango de -10 dB, ya que, a ese valor de potencia reflejada se garantiza que se entrega a la antena al menos el 90 % de la potencia que entró (David Pozar, 2011).

#### **2.3.2.4. Intensidad de radiación.**

Desde el punto de vista de Richards, Scheer y Holm (2010), la intensidad  $Q$ , se define como la potencia por unidad de área de la onda de propagación. Por lo tanto, la intensidad es equivalente a la densidad de potencia (vatios por metro cuadrado). Si consideramos un medio sin pérdidas donde un elemento radiante emite una onda EM de potencia  $P$  igual en todas las direcciones (isotrópico), tendremos un frente de onda esférico de radio  $R$ , donde en cada punto de su superficie se tendrá el mismo valor de potencia; por lo tanto, la densidad de potencia transmitida es la potencia transmitida total  $P_t$ , dividida por el área de superficie que conforma el frente de onda (en este caso una esfera). La Ec. 2.23 es la representación matemática de la intensidad de la onda EM, misma que decae con el cuadrado de la distancia entre el punto de medición y la fuente isotrópica.

$$Q_t = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad \text{Ec. 2.23}$$

### 2.3.2.5. Directividad.

La directividad es una cantidad adimensional expresada como una relación entre la intensidad de radiación de una antena en una dirección particular y la de una antena isotrópica con la misma potencia radiada (Richards et al., 2010). La directividad máxima para una antena planar se expresa matemáticamente por la Ec. 2.24, donde  $A$  es el área de apertura física.

$$D_{max} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad \text{Ec. 2.24}$$

De acuerdo con David Pozar (2011), en la práctica hay varios factores que reducen la directividad de una antena desde su valor máximo posible, como: la amplitud no ideal, las características de fase del campo de apertura o el bloqueo de apertura. Por esta razón, definimos una eficiencia de apertura como la relación entre la directividad real de una antena de apertura y la directividad máxima dada por la Ec. 2.24; entonces, podemos escribir la directividad de una antena de apertura como se muestra en la Ec. 2.25, donde el área de apertura física de la antena es  $A$  y la eficiencia de apertura es  $\eta_a$  que puede tomar valores menores o iguales a uno.

$$D = \frac{\eta_a 4\pi A}{\lambda^2} \quad \text{Ec. 2.25}$$

### 2.3.2.6. Eficiencia.

En la práctica se tiene la presencia de pérdidas resistivas debido a metales no perfectos y materiales dieléctricos. Dichas pérdidas resultan en una diferencia entre la potencia entregada a la entrada de una antena y la potencia radiada por esa antena. Al igual que con muchos otros componentes eléctricos, podemos definir la eficiencia de radiación de una antena  $\eta_{rad}$  como la relación entre la potencia radiada y la potencia total suministrada a la antena (López et al., 2016).

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad \text{Ec. 2.26}$$

Como señala (David Pozar, 2011), la eficiencia de radiación de una antena se expresa matemáticamente como la Ec. 2.26, donde,  $P_{rad}$  es la potencia radiada por la antena y  $P_{in}$  la potencia suministrada en su entrada.

La pérdida efectiva de la potencia de transmisión puede ser afectada por otros factores, como el desajuste de impedancia en la entrada a la antena o el desajuste de polarización con la antena de recepción (David Pozar, 2011). Sin embargo, estas pérdidas son externas a la antena y podrían eliminarse mediante el uso adecuado de redes coincidentes o la elección y el posicionamiento adecuados de la antena receptora. Por lo tanto, las pérdidas de este tipo generalmente no se atribuyen a la antena en sí, al igual que las pérdidas disipativas debido a la conductividad del metal o la pérdida dieléctrica dentro de la antena.

#### **2.3.2.7. Ganancia.**

Se define la ganancia de la antena como el producto de la directividad y la eficiencia de la antena, expresada matemáticamente como se muestra en la Ec. 2.27, por ello una antena que tiene una eficiencia de radiación menor a uno, no irradiará toda su potencia de entrada.

$$G = \eta_{rad}D \quad \text{Ec. 2.27}$$

#### **2.3.2.8. Área efectiva de apertura.**

Las definiciones de directividad de antena, eficiencia y ganancia expuestos anteriormente se expresaron en términos de antenas de transmisión, pero también se aplican a las antenas receptoras. El área efectiva de apertura puede interpretarse como el “área de captura” de una antena receptora y se puede mostrar que el área de apertura efectiva máxima de una antena está relacionada con la directividad de la antena mediante la Ec. 2.28.

$$A_e = \frac{D\lambda^2}{4\pi} \quad \text{Ec. 2.28}$$

El área de apertura efectiva máxima no incluye el efecto de pérdidas en la antena, para tomar en cuenta las pérdidas se debe sustituir en la Ec. 2.28, la directividad  $D$  por la ganancia  $G_r$  de la antena receptora (David Pozar, 2011), obteniendo

$$A_e = \frac{G_r\lambda^2}{4\pi}. \quad \text{Ec. 2.29}$$

### 2.3.3. Tipos de antena.

Las antenas son utilizadas en una amplia gama de aplicaciones, para cada una de ellas se presentan características peculiares que permiten clasificarlas en distintos tipos. A continuación, se detalla la distribución más simple para las antenas según (David Pozar, 2011), subdividiéndolas en cuatro grandes grupos:

- Antenas de alambre.

Incluye dipolos, monopolos, bucles, dipolos de manga, matrices Yagi-Uda y estructuras relacionadas. Tienen ganancias bajas y se usan generalmente en frecuencias HF a UHF, son de peso ligero, bajo costo y su diseño es simple.

- Antenas de apertura.

Comprende guías de onda abiertas, cuernos rectangulares o circulares, reflectores, lentes y matrices reflectantes. Son usadas en frecuencias de microondas y ondas milimétricas, y tienen ganancias moderadas a altas.

- Antenas impresas.

Pueden fabricarse con métodos fotolitográficos, con elementos radiantes y circuitos de alimentación fabricados en sustratos dieléctricos. Se diseñan con facilidad para obtener una alta ganancia, típicamente operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Entre las



principales antenas de este tipo se incluyen a ranuras impresas, dipolos impresos y antenas de parche microstrip.

- Agrupaciones de Antenas.

Son la unión de varios elementos radiantes de iguales características ubicados en una disposición regular y conectados mediante una red de alimentación. Las características del patrón, ancho de haz y los niveles del lóbulo lateral, se pueden controlar ajustando la amplitud y la fase de la excitación de los elementos de la matriz.

#### 2.3.4. Antenas microstrip.

Las antenas de tipo parche microstrip aparecieron a partir de la tecnología de línea de transmisión microstrip en la década de 1950. En la Figura 2.17 se muestra la antena tipo parche más básica, esta consiste en un delgado conductor eléctrico rectangular de longitud  $L$  y ancho  $W$ , ubicado en la parte superior de una losa dieléctrica de altura  $h$ , con conexión a tierra y permitividad relativa  $\epsilon_r$  (constante dieléctrica del sustrato).

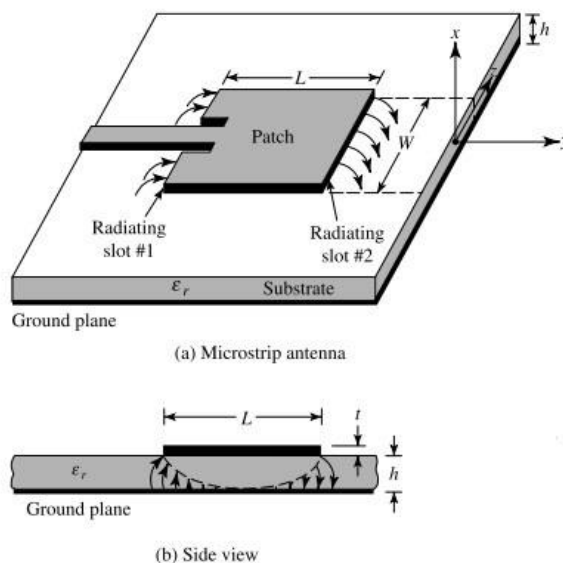


Figura 2.17. Antena microstrip básica y sus principales dimensiones:  $L$ ,  $W$ ,  $h$  y  $\epsilon_r$ .

Fuente: (Balanis, 2005)

Como afirma Visser Hubregt (2005), el parche microstrip puede considerarse como una cavidad con paredes conductoras, eléctricamente conductoras para el caso de las paredes superior e inferior y magnéticamente para las laterales. Las paredes superior e inferior obligan a las líneas de campo eléctrico a ser perpendiculares a ellas y las laterales obligan a que el campo magnético sea perpendicular a ellas. Los campos tienden a alinearse en los bordes del parche debido a que las paredes no son perfectamente conductoras, a estos campos se les denomina campos periféricos o de borde y son los responsables de la radiación.

La longitud de  $L$  se elige para que sea una media longitud de onda  $\frac{\lambda}{2}$  (lambda medios), esto permite que los campos horizontales en los bordes estén en fase, como se muestra en la Figura 2.18. Por ello, se puede pensar que la radiación se origina en dos pequeñas ranuras a ambos lados del parche, separadas una distancia  $L$ .

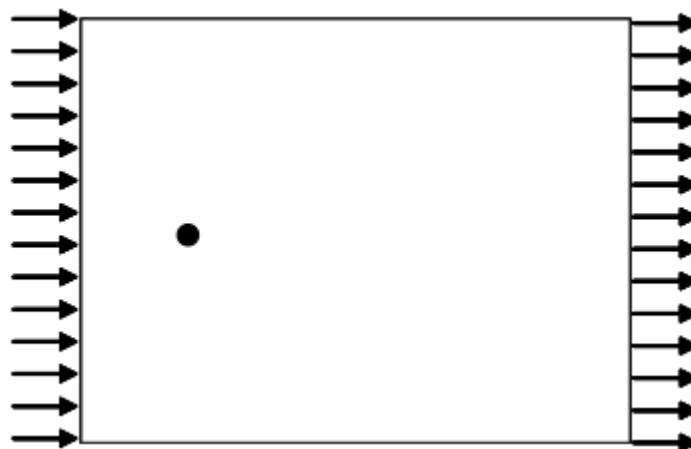


Figura 2.18. Campos de borde en fase.

Fuente: (Visser, 2005)

En el caso de las otras dos ranuras, las componentes de campo están desfasadas y debido a ello se cancelan entre sí; a las primeras ranuras se les denominan ranuras radiantes (Visser, 2005).

La impedancia de entrada de la antena de parche microstrip puede ajustarse variando la posición de alimentación; el ancho  $W$  debe ser menor que  $\frac{\lambda}{2}$  para evitar la excitación de los modos de orden superior. Aunque este tipo de antenas presentan un ancho de banda estrecho, los avances en los últimos años han posibilitado mejorar el rendimiento en este aspecto, con la ayuda de varias técnicas de análisis numérico y herramientas de diseño por software.

#### ***2.3.4.1. Métodos de alimentación en antenas microstrip.***

Uno de los puntos más importantes en el diseño de antenas microstrip es la forma en que se alimenta el parche; cabe recalcar que, entre el parche y su línea de alimentación se debe lograr un buen acoplamiento de impedancias, con la finalidad de obtener la máxima transferencia de potencia (Balanis, 2005).

Además, Asier Balduz (2017) afirma que, el método de alimentación determina otros factores fundamentales como el ancho de banda, la pureza y dirección de campos radiados, la eficiencia de la antena y la facilidad para su construcción.

Como dice José Nieto (2018), los métodos de alimentación pueden ser clasificados en 3 grupos: los de alimentación directa, alimentación por proximidad y alimentación por apertura.

##### *Alimentación directa.*

Los métodos directos de alimentación como su nombre lo indica, son aquellos donde la línea de alimentación tiene contacto directo con el propio parche. En esta categoría entran, la alimentación por línea microstrip y la alimentación por sonda coaxial.

##### a) Alimentación por línea microstrip.

Es considerado el método más sencillo de implementar, pero presenta un ancho de banda bajo y un acoplamiento ineficiente (Balanis, 2005). Básicamente consiste en una línea microstrip conectada directamente al borde del parche, como se observa en la Figura 2.19, la posición en que

se coloque dicha línea con respecto a la antena influye directamente en el acoplamiento de impedancias.

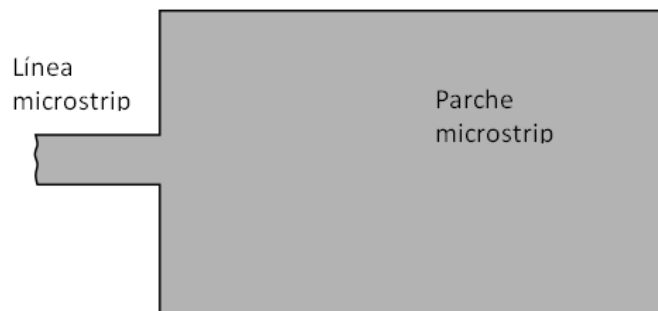


Figura 2.19. Parche rectangular con alimentación por línea microstrip.

Fuente: (Balanis, 2005)

También se puede usar una inserción para acoplar la línea microstrip y la antena, véase la Figura 2.20, en este caso el acoplamiento de impedancias depende de la profundidad de inserción  $y_0$  (Nieto, 2018).

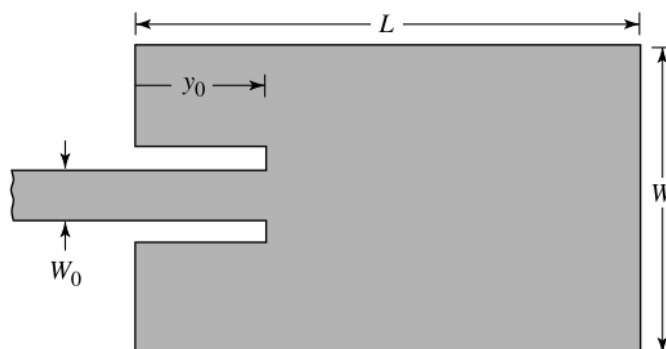


Figura 2.20. Parche rectangular con alimentación directa con inserción.

Fuente: (Balanis, 2005)

#### b) Alimentación por sonda coaxial.

Este método consiste en alimentar el parche con una sonda de radio  $r$ , mismo que atraviesa el plano de masa y el sustrato hasta hacer contacto con la antena microstrip, como se muestra en la Figura 2.21. Según Balanis (2005), la alimentación por sonda coaxial es fácil de fabricar y

combinar, tiene un ancho de banda estrecho y es más difícil de modelar en sustratos gruesos de  $h > 0,02\lambda_0$ .

Al igual que en la alimentación por línea microstrip, la impedancia de entrada dependerá de la ubicación del punto de contacto entre el pin coaxial y el parche microstrip. Obteniendo baja impedancia cuando se coloca próximo al centro del parche y una alta impedancia cuando el contacto se sitúa en el borde (Orbaiceta, 2017).

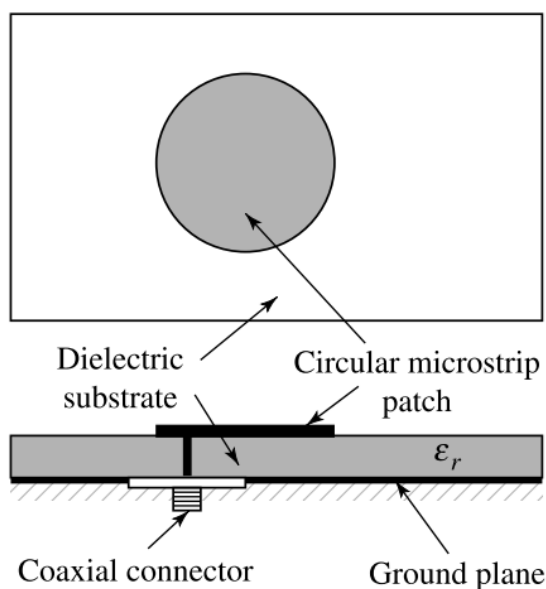


Figura 2.21. Alimentación por sonda coaxial.

Fuente: (Balanis, 2005)

La alimentación por sonda es un método muy eficiente ya que el conector coaxial está en contacto directo con la antena y el resto de la red de alimentación se encuentra aislada, lo que minimiza la radiación de espurios (Orbaiceta, 2017).

En la Figura 2.22 se muestra el circuito equivalente de la alimentación por sonda coaxial, en este caso la alimentación se modela por una inductancia equivalente, misma que crece a medida que la longitud de la sonda aumenta; por lo tanto, dicha inductancia limita el espesor del sustrato a utilizar (Waterhouse, 2003).

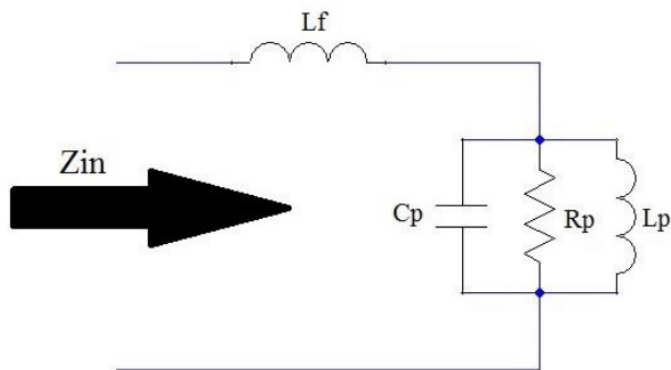


Figura 2.22. Circuito equivalente para alimentación por sonda coaxial.

Fuente: (Balduz, 2017)

### *Alimentación por proximidad.*

En el método de proximidad la línea de alimentación no tiene contacto directo con el parche, su conexión está basado en un acoplamiento electromagnético. Como se muestra en la Figura 2.23, consta de dos sustratos dieléctricos de diferente permitividad eléctrica; el primero, de mayor espesor y permitividad más baja, contiene en su parte superior el parche microstrip; el segundo, de menor espesor y permitividad eléctrica más alta, contiene en la parte superior la línea de alimentación y en la parte inferior el plano de tierra o masa (Nieto, 2018).

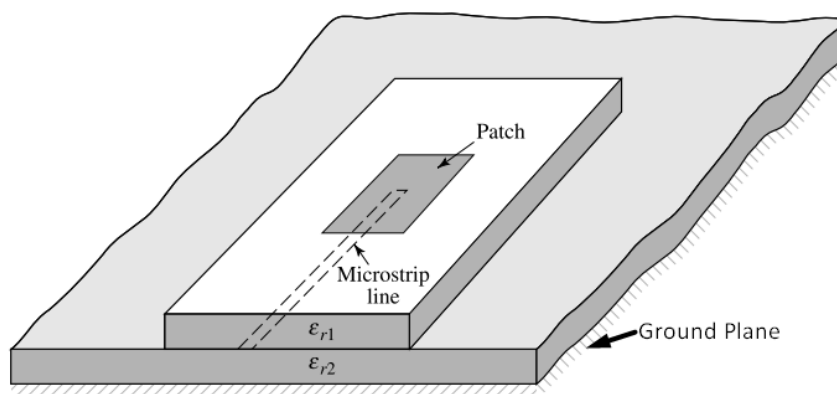


Figura 2.23. Alimentación por acoplamiento de proximidad.

Fuente: (Balanis, 2005)

En la Figura 2.24 se muestra el circuito equivalente de la alimentación por proximidad, mismo que tiene una naturaleza capacitiva que permite la obtención de un ancho de banda mayor a comparación de los métodos directos que presentan predominancia inductiva (Waterhouse, 2003).

Sin embargo, en esta técnica las capas (alimentación y antena) no son completamente independientes, por ello, se presentan niveles altos de radiación espuria, pero no superan los niveles presentados por una alimentación por línea microstrip. Además, su fabricación es muy complicada ya que al ser un diseño multicapa se debe tomar en cuenta la alineación entre capas y las pequeñas cavidades de aire que pueden formarse entre ellas, mismas que puede afectar el acoplo de potencia (Orbaiceta, 2017).

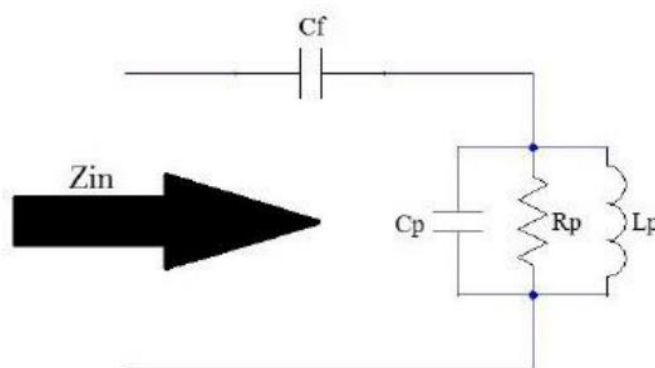


Figura 2.24. Circuito equivalente de una alimentación por proximidad.

Fuente: (Balduz, 2017)

#### *Alimentación por apertura.*

En esta técnica también se utiliza dos sustratos dieléctricos separados por un plano de tierra con una pequeña abertura que permite el paso de los campos de alimentación de la antena, esta distribución se puede visualizar en la Figura 2.25; la separación entre los sustratos por el plano de tierra ayuda a minimizar la radiación que puede existir entre ambas capas. José Nieto (2018)

menciona que, “la posición de la apertura y su tamaño influye en la impedancia y el acoplamiento de la antena”(p. 24).

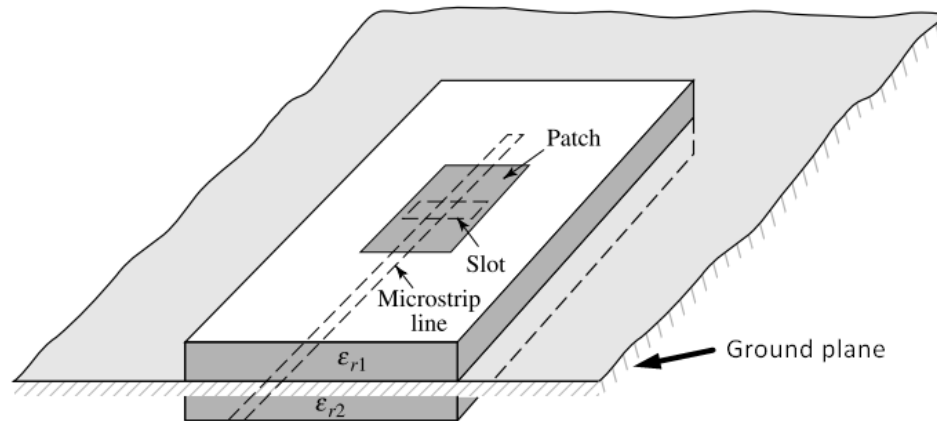


Figura 2.25. Alimentación por apertura.

Fuente: (Balanis, 2005)

El circuito equivalente para este método se muestra en la Figura 2.26, en esta ocasión la antena microstrip equivale a una carga para la apertura o inductancia  $L_{slot}$  y finaliza en un circuito abierto, modelado por la capacitancia  $C_{oc}$  (Balduz, 2017).

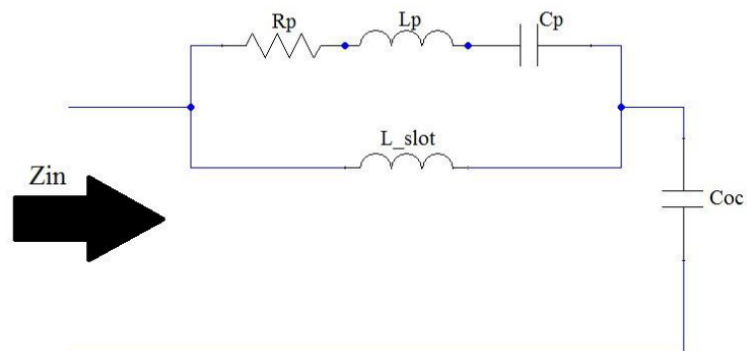


Figura 2.26. Circuito equivalente de una alimentación por apertura.

Fuente: (Balduz, 2017)



### ***2.3.4.2. Métodos de análisis para el diseño de antenas.***

Existen varias técnicas para analizar las antenas parche microstrip, mismos que se pueden dividir en dos grandes grupos, aquellos que utilizan cálculos aproximados y los métodos de onda completa que efectúan un análisis completo de los campos EM haciendo uso de modelos matemáticos complejos (Orbaiceta, 2017).

#### *Métodos aproximados.*

Los métodos aproximados son precisos siempre y cuando el sustrato sea relativamente fino y su constante dieléctrica sea baja. Como indica Orbaiceta (2017), entre los métodos más utilizados por parte de los diseñadores están: el modelo de cavidad multimodo (MCM) y el modelo de líneas de transmisión (MLT); en el primero se considera la antena microstrip como una cavidad abierta formada entre el parche y el plano de tierra, el segundo método se basa en la teoría de líneas de transmisión y presenta varias ecuaciones matemáticas relativamente sencillas de aplicar.

Se profundizará en el MLT ya que es uno de los más sencillos de aplicar en el diseño de antenas tipo parche con geometría rectangular o circular; dicho modelo, requiere conocer la frecuencia de funcionamiento deseada y los parámetros del sustrato dieléctrico a utilizar. Si bien, presenta una cierta imprecisión en los resultados de funcionamiento entre el prototipo teórico calculado inicialmente y la simulación de este, se puede complementar y optimizar hasta obtener los resultados requeridos mediante un software de simulación electromagnética que efectúe un análisis de onda completa.

El MLT sostiene que una antena microstrip puede modelarse como una sección de línea de transmisión entre dos ranuras radiantes, como se indicó en la Figura 2.17, cada ranura posee un ancho  $W$  (ancho de la antena) situado a una altura  $H$  (altura o grosor del sustrato) sobre el plano de masa y separadas una distancia  $L$  entre ellas (Orbaiceta, 2017).

Asier Balduz (2017) afirma que, “las aperturas son consideradas como admitancias complejas compuestas de una conductancia  $G$  y una susceptancia  $B$ ”(p. 24). En la Figura 2.27 se muestra el circuito equivalente para este modelo.

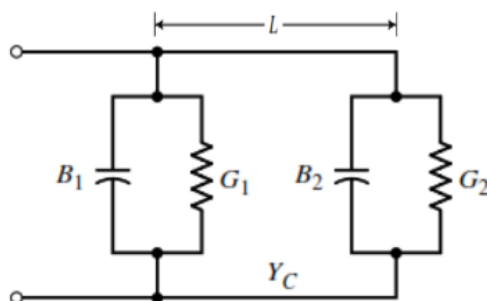


Figura 2.27. Circuito equivalente para modelo de línea de transmisión.

Fuente: (Balduz, 2017)

Como se explicó anteriormente, en las antenas tipo parche rectangulares la distribución de los campos se producen en sus bordes, ver Figura 2.17; dicho efecto dependerá tanto de la frecuencia de trabajo ( $f_0$ ) como del sustrato dieléctrico utilizado y se manifestará en el medio que rodea la antena (aire). Cada medio posee una permitividad eléctrica diferente, hecho que influye en la distribución de los campos (Orbaiceta, 2017); es por ello, que se define un nuevo parámetro denominado permitividad eléctrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ ) correspondiente a un medio homogéneo entre aire y dieléctrico, se expresa por Ec. 2.30, donde  $\epsilon_r$  es la permitividad eléctrica del sustrato, H es el grosor del sustrato y W el ancho de la antena.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{H}{W}\right)^{-1/2} \quad \text{Ec. 2.30}$$

El ancho de la antena se puede calcular mediante la Ec. 2.31 donde  $c$  es la rapidez de la luz en el vacío.

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad \text{Ec. 2.31}$$

A causa de los efectos provocados por los campos de desbordamiento, las dimensiones de la antena tipo parche son eléctricamente mayor a la dimensión física (Nieto, 2018); por ello, se debe realizar un ajuste en la longitud de la antena ( $\Delta L$ ), mismo que se expresa con la Ec. 2.32.

$$\Delta L = 0,412H \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{H} + 0,264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{H} + 0,8\right)} \quad \text{Ec. 2.32}$$

Mediante este ajuste de longitud se puede calcular la longitud real de la antena a través de la siguiente ecuación:

$$L = \frac{1}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad \text{Ec. 2.33}$$

#### *Métodos de análisis de onda completa.*

Según Alejandro Orbaiceta (2017) y José Nieto (2018), los métodos de análisis de onda completa obtienen resultados más precisos debido a que utilizan las ecuaciones de Maxwell para cada caso en concreto, satisfaciendo condiciones de frontera relacionadas con la estructura de la antena. Los softwares de simulación EM existentes en el mercado hacen uso de estos métodos, pues, brindan resultados lo bastante precisos para realizar el prototipado de elementos radiantes o analizar el comportamiento electromagnético de un componente ya existente.

Según Balanis (2008), existen tres enfoques numéricos dominantes para el análisis de antenas; el método de ecuación integral en el dominio de frecuencia, el método de dominio de tiempo de diferencia finita, y el método de dominio de frecuencia de elemento finito.

El método de dominio de tiempo de diferencia finita (FDTD) es un procedimiento computacional para resolver las ecuaciones de Maxwell que se basa en un algoritmo inteligente presentado por primera vez por Kane Yee en 1966. Inicialmente este método era computacionalmente intensivo en términos de almacenamiento y tiempo de ejecución, y solo los problemas de tamaño muy modesto podían resolverse utilizando los mejores computadores de la época. Actualmente, con el desarrollo de la tecnología es posible resolver problemas mucho más complejos (Balanis, 2008).

El método de elementos finitos (FEM) en el dominio de la frecuencia es un procedimiento numérico de alto rendimiento que realiza un análisis de onda completa y permite visualizar campos electromagnéticos, generar modelos de componentes para evaluar la calidad de la señal, la pérdida de la ruta de transmisión, la falta de acoplamiento de impedancia, radiaciones parasitas, radiación de campo lejano, entre otros (ANSYS, 2019).

Hoy en día, FEM es reconocido como un método preeminente, utilizado en los entornos de análisis EM de más renombre en el mercado, aplicable a una amplia variedad de problemas matemáticos y de ingeniería, incluidos, los de ingeniería de antenas y microondas (Balanis, 2008).

### **2.3.5. Agrupaciones de antenas.**

Un array, matriz o agrupación de antenas es un sistema radiante conformado por varios elementos radiantes individuales, comúnmente de iguales dimensiones y ordenados de forma periódica; en la Figura 2.28 se presenta una agrupación de parches microstrip de cuatro elementos individuales de geometría circular.

Las antenas individuales se conectan al transmisor o receptor mediante líneas de transmisión diseñadas para generar un cierto desfase en la alimentación de cada elemento. Por ello, las ondas radiadas por cada elemento están desfasadas entre sí, causando la aparición del fenómeno

de interferencia; dicho fenómeno aumenta la potencia radiada en el caso de ser constructiva o la cancela cuando es destructiva (Andrade, n.d.).

En una agrupación de antenas en recepción, las distintas corrientes generadas por los elementos de la matriz se combinan en el receptor tomando en cuenta el fenómeno de interferencia (Andrade, n.d.).

Citando a Cardama (2002), “por reciprocidad, si los pesos y desfases de la combinación lineal en recepción son iguales a los de la alimentación en transmisión, los diagramas de radiación en transmisión y recepción son iguales” (p. 172).

Como plantea José Nieto (2018), se diseñan agrupaciones microstrip con la finalidad de aumentar la directividad o el ancho de haz en comparación con la que posee un elemento individual.

Estos arreglos son utilizados comúnmente en aplicaciones de radar debido a su comportamiento eficiente en el seguimiento de un objeto en movimiento, o también su aplicación para la comunicación móvil 3G y 4G (Canga, 2011).

Según Asier Balduz (2017), cuando la distancia entre los elementos que componen la matriz es comparable a la longitud de onda o mayor, aparecen “grating lobes” o lóbulos de rejilla, mismos que están relacionados con la fase de las señales recibidas. Si los elementos están a una distancia mayor que la longitud de onda, reciben señales en fase procedentes de distintas direcciones lo que las hace imposible distinguirlas.

Por lo tanto, el diagrama de radiación y la directividad de una agrupación de antenas depende principalmente de la separación entre sus componentes, la distribución de corrientes y el desfase aplicado a cada elemento.

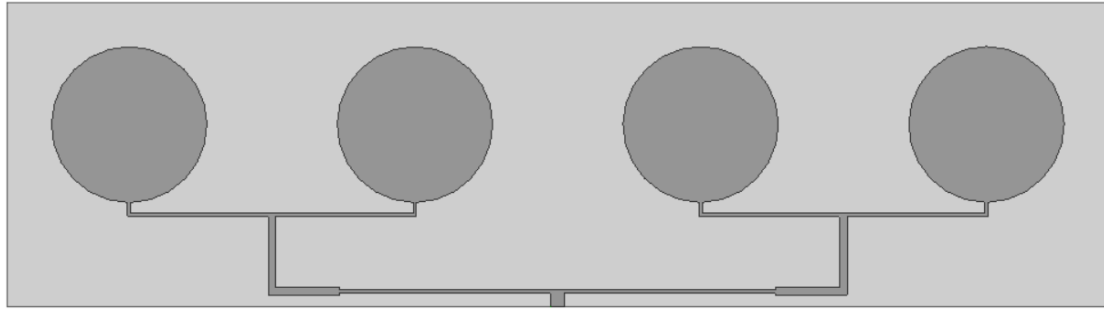


Figura 2.28. Agrupación de antenas planares de 1x4 elementos circulares.

### 2.3.5.1. Teoría de funcionamiento de una agrupación.

Tomando en cuenta una agrupación de  $N$  antenas con las mismas características, equidistantes a una distancia  $d$  y alineadas en el eje de coordenadas  $z$ ; cada uno de los elementos del array tendrá una alimentación expresada mediante el fasor de excitación  $I_n$ , según la ecuación Ec. 2.34 (Morales, 2010).

$$I_n = a_n e^{jn\alpha} \quad \text{Ec. 2.34}$$

Donde,

$n$ : Toma valores 1, 2, 3, ...,  $N-1$

$\alpha$ : Fase progresiva

$a_n$ : Coeficiente de alimentación para cada antena.

Según Cardama (2002) la distribución de corrientes para la antena básica ubicada en  $z = 0$  se representa como  $\vec{J}_0(\vec{r}')$ , entonces, la distribución de corrientes para toda la matriz se expresa según la Ec. 2.35.

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{J}_0(\vec{r}' - nd\hat{z}) \quad \text{Ec. 2.35}$$

Si se expresa Ec. 2.35 como la convolución de la corriente para la antena básica con la función delta  $I_n$  que equivale a la secuencia discreta  $I(n)$  (Cardama, 2002), se obtiene la siguiente expresión:

$$\vec{J}(\vec{r}') = \vec{J}_0(\vec{r}') * \sum_{n=0}^{N-1} I_n \delta(\vec{r}' - nd\hat{z}) = \vec{J}_0(\vec{r}') * I(n) \quad \text{Ec. 2.36}$$

En (Orbaiceta, 2017) se indica que el vector de radiación del array,  $\vec{N}(\hat{r}')$ , equivale a la transformada de Fourier tridimensional de la distribución de corrientes, esto es:

$$\vec{N}(\hat{r}') = TF_{3D}[\vec{J}(\vec{r}')] = \vec{N}_0(\hat{r}) \times TF_{3D}[I(n)] \quad \text{Ec. 2.37}$$

Siendo  $\vec{N}_0(\hat{r})$  el vector de radiación correspondiente a la antena situada en el origen y alimentada con el fador unitario (Morales, 2010).

Desarrollando Ec. 2.37 y tomando en cuenta Ec. 2.34, se obtiene el vector de radiación como:

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \cos \theta + \alpha)} \quad \text{Ec. 2.38}$$

Para simplificar los cálculos, Ec. 2.38 suele escribirse en función de  $\psi$  que es el ángulo eléctrico, Ec. 2.39, mismo que marcan la diferencia de fase entre los distintos elementos de la agrupación (Cardama, 2002).

$$\psi = kd \cos \theta + \alpha \quad \text{Ec. 2.39}$$

En la expresión anterior  $\theta$  es el ángulo respecto al eje de la agrupación,  $k$  el número de onda y  $d$  es el espaciado entre elementos radiantes individuales. Una vez realizada la sustitución se obtiene la expresión final para el vector de radiación como se indica a continuación,

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} . \quad \text{Ec. 2.40}$$

### 2.3.5.2. Diagrama de radiación de agrupación.

Desde la posición de Cardama (2002), es posible obtener todas las características de radiación de la una antena a partir del vector de radiación.

Según el principio de multiplicación de diagramas, el campo radiado por una matriz de antenas es igual al producto del diagrama de la antena básica,  $\vec{E}_0(\vec{r})$ , multiplicado por un factor denominado factor de la agrupación  $FA(\psi)$  (Andrade, n.d.); en Ec. 2.41 se expresa el diagrama de campo radiado por una agrupación de antenas.

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}) \cdot FA(\psi) \quad \text{Ec. 2.41}$$

### 2.3.5.3. Factor de agrupación.

Es un factor que toma en cuenta la interferencia que se produce entre las  $N$  ondas generadas por las  $N$  antenas que componen la agrupación. La expresión matemática para el factor de agrupamiento es la Ec. 2.42, misma que está en función del ángulo  $\psi$  de periodo  $2\pi$  y de los coeficientes de la alimentación  $a_n$  (Cardama, 2002).

$$FA(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad \text{Ec. 2.42}$$

En (Cardama, 2002) se indica que el factor de la agrupación  $FA(\psi)$  presenta las siguientes propiedades:

- Es una función periódica del ángulo  $\psi$ , de periodo  $2\pi$ , tal que los coeficientes de su serie de Fourier son los coeficientes de la alimentación  $a_n$ .



- Si la dirección espacial  $\theta$  toma únicamente valores entre 0 y  $\pi$ , el ángulo eléctrico  $\psi$  varía según el intervalo indicado en Ec. 2.43, a dicho intervalo se le denomina margen visible.

$$\psi \in [-kd + \alpha, kd + \alpha] \quad \text{Ec. 2.43}$$

- El factor de la agrupación es la transformada de Fourier de la secuencia discreta de los coeficientes de la alimentación,  $a_n$ .
- Si los coeficientes de la alimentación  $a_n$  son reales y positivos, el máximo del factor de la agrupación se encuentra en el origen  $\psi = 0$ .

#### ***2.3.5.4. Métodos de alimentación en agrupación de antenas.***

En este apartado se indican las diferentes maneras para alimentar una agrupación de antenas, estas son: alimentación en serie y alimentación en paralelo.

##### *Alimentación en serie.*

En este tipo de alimentación cada elemento que conforma la matriz está conectado, uno delante de otro mediante una disposición de líneas de transmisión como se muestra en la Figura 2.29.

Según Asier Balduz (2017), este tipo de distribución presenta como ventaja su simplicidad y compactación, además de que infringe pérdidas muy reducidas. Sin embargo, su ancho de banda es mucho más estrecho que el de un parche microstrip individual, también el hecho de que los elementos estén en serie provoca que la distribución de energía no sea homogénea en toda la matriz

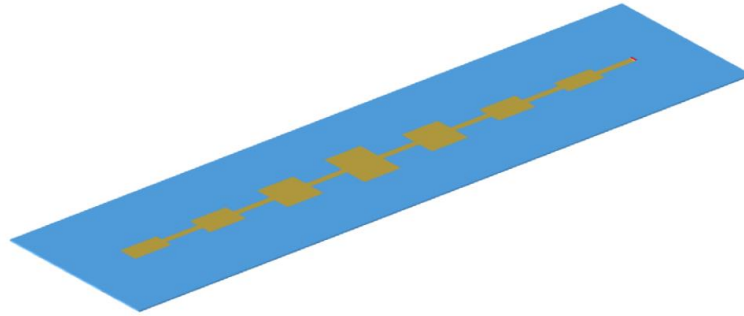


Figura 2.29. Agrupación de antenas en serie.

Fuente: (Balduz, 2017)

#### *Alimentación en paralelo.*

Es la configuración más utilizada, en este caso cada elemento tiene su propia línea de excitación. Las líneas de alimentación se conectan entre si mediante divisores de potencia de tres puertos “*T-junction*”, como se muestra en la Figura 2.30 o basados en divisor de potencia Wilkinson, mismo que ofrece un aislamiento de banda más amplio a expensas de una mayor complejidad y mayores pérdidas (Balduz, 2017).

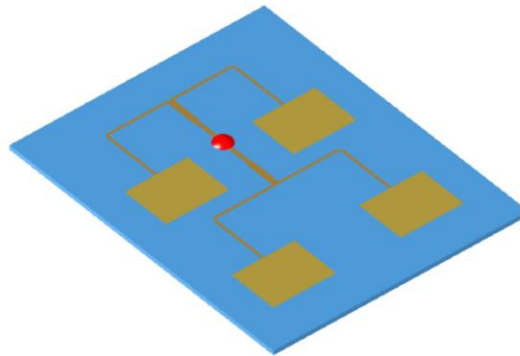


Figura 2.30. Alimentación de agrupación de antenas parche en paralelo.

Fuente: (Balduz, 2017)

Asier Balduz (2017) afirma que la configuración en paralelo ofrece anchos de banda más amplios, debido a la cancelación de reflexiones indeseadas que suelen aparecer dentro de la red de alimentación.

## **2.4. Bases teóricas del radar**

En este apartado se presentan las nociones básicas a tomar en cuenta sobre los sistemas de radar, partiendo por su definición y nombrando la nomenclatura propuesta por el estándar IEEE P521 para diferenciar los distintos tipos de radar en base a la frecuencia de funcionamiento; posterior a ello, se topan temas relacionados con el funcionamiento de un radar, tales como: las formas de onda que pueden tener estos sistemas, el concepto de sección transversal, la ecuación del radar y alcance del mismo. Además, se complementará presentando las principales aplicaciones de estos sistemas, enfatizando en los radares del tipo SAR.

### **2.4.1. Definición de radar.**

La palabra radar proviene del acrónimo inglés “RADio Detection And Ranging”, dicho termino fue acuñado por primera vez por la Marina de los Estados Unidos en el año 1940 (Penny, 2016).

Este sistema eléctrico basa su funcionamiento en la emisión de ondas electromagnéticas propagadas a través de un medio (generalmente la atmósfera) hacia una región del espacio y la recepción de ecos producidos por objetos dentro de su rango de alcance. Mediante el procesamiento de las retrodispersiones detectadas, es posible medir velocidades, localizar objetivos e incluso generar imágenes de radio dependiendo del tipo de radar que se esté utilizando.

### **2.4.2. Estándar IEEE de las bandas de radar.**

El grupo de trabajo AESS Radar Systems Panel (RSP) del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) creó varios estándares para definir de manera única la terminología asociada con el desarrollo, caracterización y utilización de los sistemas de radar. El estándar IEEE P521 tiene por objetivo designar letras a las distintas bandas de frecuencia para los sistemas de radar, fue publicado por primera vez en 1976 y se ha ido actualizando en distintas instancias. La revisión

de 2002 incluyó un cambio en la definición de frecuencias de onda milimétrica siendo la Tabla 2.2, la distribución aprobada y que rige en la actualidad (Bruder, 2013). En marzo de 2019 se efectuó la última revisión del estándar hasta la fecha, en ella se plantea agregar una banda denominada “THz”, enfocada a los sistemas de ecolocalización y tecnología asociada a la región entre 300 GHz y 1000 GHz.

Tabla 2.2  
*Asignación de letras a bandas de frecuencia para sistemas de radar*

<b>Asignación de letras</b>	<b>Rango de frecuencia</b>
HF	3-30 MHz
VHF	30-300 MHz
UHF	300-1000 MHz
L	1-2 GHz
S	2-4 GHz
C	4-8 GHz
X	8-12 GHz
Ku	12-18 GHz
K	18-27 GHz
Ka	27-40 GHz
V	40-75 GHz
W	75-110 GHz
mm	110-300 GHz

*Nota:* La tabla fue obtenida de la revisión 2002 del IEEE P521 puesto que la última edición a la tabla efectuada en 2019 aún no ha sido aprobada. Fuente: (Bruder, 2013).

El sistema de radar propuesto en este trabajo de fin de carrera pertenece a la banda S, según la nomenclatura recomendada en el estándar IEEE P521, pues opera a una frecuencia de 2,44 GHz ubicada en la sección de las microondas del espectro electromagnético.

### **2.4.3. Forma de onda del Radar.**

Las formas de onda que puede tener un radar se dividen en general en dos clases, los de onda continua (CW) o los de onda pulsada. Cuando un radar transmite con CW necesita dos antenas, ya que utiliza una para transmitir y otra para recibir la onda electromagnética. En un radar pulsado basta con tener una sola antena, puesto que existen periodos de silencio entre pulsos, que la antena utiliza para recibir los ecos.

#### ***2.4.3.1. Onda continua (CW).***

Con la forma de onda CW, el transmisor radia continuamente una señal mientras se encuentre en funcionamiento, de igual forma el receptor se encuentra operando constantemente. Al estar los dos elementos contantemente en funcionamiento se genera una cierta interferencia, es por ello, que los sistemas CW han sido relegados a utilizar potencias relativamente bajas, y por lo tanto a aplicaciones de corto alcance. En (Chan & Koo, 2008) se afirma que, la onda continúa radiada puede ser monofrecuencia o puede estar modulada en frecuencia, típicamente se utiliza modulación de frecuencia lineal (LFM), debido a que con una señal monofrecuencia no es posible detectar el alcance de un blanco, pero si su velocidad.

#### ***FM-CW.***

La técnica de frecuencia modulada (FM) agrega una marca de tiempo en la onda EM lo que permite la detección del rango de un objetivo, además de su velocidad. Estos sistemas son utilizados típicamente para aplicaciones simples como: radares de policía, temporizadores y misiles de proximidad (Richards et al., 2010).

*LFM-CW.*

LFM-CW o también denominada “chirp”, es la forma de onda de modulación de pulso más utilizada en la práctica. Se utiliza ampliamente en radares para generar imágenes, debido a la larga duración de señal en comparación con otras como el impulso de ráfaga CW. La forma de onda LFM, se ha destacado por una variedad de razones: se generan con facilidad, proporcionan una buena resolución de rango y su procesamiento es relativamente sencillo (Chan & Koo, 2008).

En la señal LFM la frecuencia instantánea aumenta o disminuye linealmente durante la duración de la onda, de igual forma, cada eco receptado posee el mismo incremento en frecuencia. Almanza José (2015), en su trabajo posdoctoral explica que los ecos recibidos pasan por un filtro que introduce un retraso en tiempo, mismo que disminuye linealmente en razón a la frecuencia. En la Figura 2.31 se puede visualizar que el eco recibido posee una frecuencia más grande progresivamente, lo que significa que las porciones posteriores de señal demoran menos tiempo en salir del filtro; por tanto, la resultante a la salida será una señal con una amplitud mucho mayor y anchura mucho menor que cuando entro al filtro.

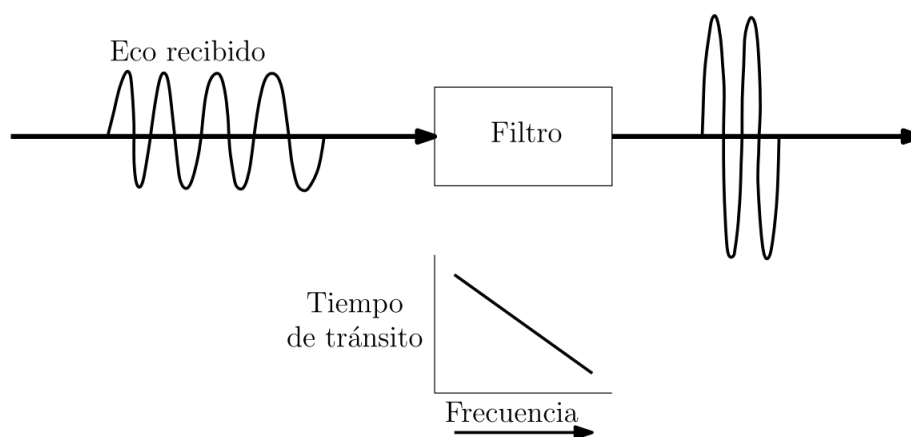


Figura 2.31. Eco recibido y señal a la salida del filtro.

Fuente: (Almanza, 2015)

Otra forma entender lo que ocurre cuando un eco pasa a través del filtro se muestra en la Figura 2.32, donde se representa un eco como el conjunto de ocho segmentos de igual longitud y una frecuencia que aumenta progresivamente según aumenta el número de segmento, teniendo el segmento uno la menor frecuencia, por lo que le toma el mayor tiempo en pasar por el filtro y el segmento ocho la frecuencia más alta con el menor tiempo. Si cada uno de los segmentos son de  $0,1 \mu\text{s}$  de ancho, al primer segmento le toma  $0,1 \mu\text{s}$  más pasar que el segundo, este le toma  $0,1 \mu\text{s}$  más que el tercero y así sucesivamente; como resultado todos los segmentos combinados salen al mismo tiempo del filtro, siendo apenas una fracción de ancho del eco recibido y por ello tiene mucha más potencia pico (Almanza, 2015).

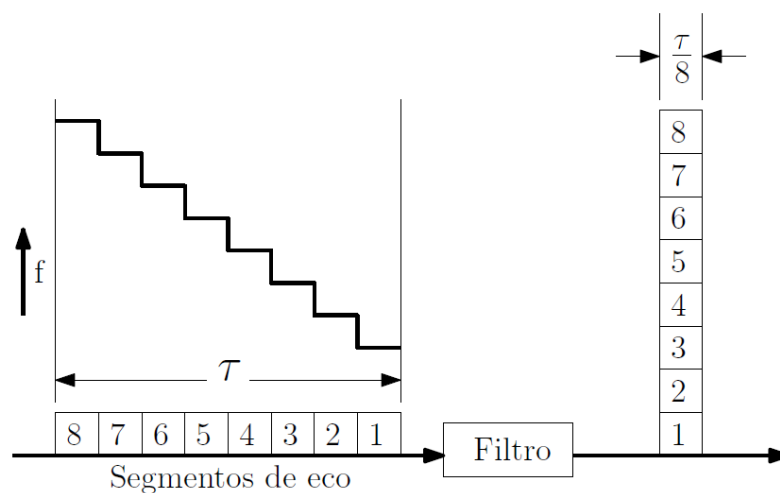


Figura 2.32. Segmento del eco antes y después del filtro.

Fuente: (Almanza, 2015)

#### 2.4.3.2. Onda pulsada

El transmisor de forma de onda pulsada emite una secuencia de pulsos de duración finita, separados un tiempo de guarda, donde el transmisor está en reposo, lo que permite que la misma antena trabaje durante ese tiempo en modo recepción para tomar los ecos reflejados en el objetivo. En (Richards et al., 2010) se dice que, los radares pulsados transmiten ondas EM durante un corto

período de tiempo, o ancho de pulso  $\tau$ , generalmente de 0.1 a 10  $\mu\text{s}$ ; en este periodo el receptor se aísla para evitar daños por las ondas EM de alta potencia que genera el transmisor. El tiempo de escucha, o normalmente llamado periodo inter-pulso (IPP), tiene una duración típica de 1  $\mu\text{s}$  durante el cual el receptor está conectado a la antena y capta cualquier eco generado por un objetivo.

#### **2.4.4. Sección transversal del Radar.**

La dirección del haz principal de la antena apuntará al objetivo, el cual dispersa la señal incidente en varias direcciones. La relación entre la potencia dispersada  $P_s$  en una dirección dada y la densidad de potencia que incide en el objetivo  $S_t$  se define como la sección transversal del radar (por sus siglas en inglés RCS: Radar Cross Section), representada por sigma ( $\sigma$ ), que es una propiedad característica del objetivo y se expresa matemáticamente con la ecuación Ec. 2.44 (David Pozar, 2011).

$$\sigma = \frac{P_s}{S_t} \quad \text{Ec. 2.44}$$

Además, el RCS equivale a cuanto de la cantidad de la onda es interceptada por el objetivo y se dirige hacia el receptor; por lo tanto, para determinar el RCS de un objetivo se deben tomar en cuenta los fenómenos de interferencia, reflexión y directividad de la antena. Si un objetivo debe hacerse "invisible" para un radar, entonces su RCS debe ser lo más bajo posible, para lo cual, según Richards (2010), se puede optar por uno de los siguientes tres mecanismos: uno, disminuir la cantidad de energía de onda EM interceptada minimizando la sección transversal física del objetivo; dos, reducir al mínimo la cantidad de energía reflejada por el objetivo, lo que se podría lograr haciendo uso de materiales absorbentes de radar (RAM) que obtengan la mayor cantidad posible de energía EM; y finalmente, se podría reducir la cantidad de energía reflejada dirigida hacia el receptor, lo que se logra dando una forma específica al objetivo que disperse la mayor



cantidad de energía en el ambiente. Estos son algunos de los métodos utilizados para ocultar los aviones de combate.

#### 2.4.5. Ecuación del Radar.

Existen dos tipos básicos de radar, mono estático y biestático; en el primer caso se tiene una sola antena para emitir y recibir la señal, aquellos sistemas de radar que posean dos antenas, pero se ubiquen en el mismo dispositivo también se les denomina mono estático; en el segundo caso, el radar opera con dos antenas separadas entre sí por una gran distancia.

En esta ocasión se considera un radar mono estáticos para definir la ecuación del radar. Si el transmisor irradia una potencia  $P_t$  a través de una antena de ganancia  $G$ , la densidad de potencia  $S_t$  que incide en el objetivo se obtendrá mediante Ec. 2.45 donde  $R$  es la distancia al objetivo.

$$S_t = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad \text{Ec. 2.45}$$

En el apartado 2.4.4 se analizó la sección transversal del radar, misma que influye en la cantidad de energía que receipta el radar. Dado que el objetivo dispersa la onda como una fuente de tamaño finito, la densidad de potencia del campo redirigido también decae con  $\frac{1}{4\pi R^2}$  (David Pozar, 2011). Por lo tanto, la densidad de potencia del campo disperso en la antena receptora  $S_r$  se expresa mediante Ec. 2.46, donde  $\sigma$  es la sección transversal del radar.

$$S_r = \frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi R^2)^2} \quad \text{Ec. 2.46}$$

La potencia detectada por la antena receptora tomando en cuenta su área efectiva  $A_e = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi}$  se expresará como:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad \text{Ec. 2.47}$$

La ecuación Ec. 2.47 es la expresión para un sistema de radar mono estático que posee una antena transmisora y una receptora ubicadas en el mismo lugar (Chan & Koo, 2008; David Pozar, 2011; Richards et al., 2010). Se debe tomar en cuenta que la potencia recibida  $P_r$  varía a razón de  $\frac{1}{R^4}$  lo que implica la necesidad de un transmisor que emita alta potencia y un receptor muy sensible de bajo ruido para lograr detectar objetos a grandes distancias.

A causa del ruido recibido por la antena y generado en el receptor, habrá una mínima potencia detectable que puede ser discriminada por el receptor, a dicha potencia le llamaremos  $P_{min}$ , entonces la ecuación del radar se puede reescribir como se muestra en Ec. 2.48, que permite calcular el rango máximo de alcance que tiene un sistema de radar mono estático sin tomar en cuenta las pérdidas de propagación, por lo tanto, es un alcance teórico.

$$R_{max} = \left[ \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{min}} \right]^{1/4} \quad \text{Ec. 2.48}$$

#### **2.4.6. Aplicaciones del radar.**

En este apartado se resumen las distintas aplicaciones en que pueden ser utilizados los sistemas de radar, pasando por aplicaciones con fines militares, radares con fines para la población en general o civiles y finalmente con fines de análisis científico.

##### ***2.4.6.1. Aplicaciones militares.***

Según David Pozar (2011), los sistemas de radar se utilizaron durante mucho tiempo con fines militares, esto les permitió tener un gran desarrollo en corto tiempo debido a que los gobiernos primermundistas invirtieron grandes sumas de dinero para mantenerse a la vanguardia de esta tecnología y tener una ventaja sobre el enemigo en el campo de batalla; entre las aplicaciones más comunes están:

- Navegación aérea y marítima.

- Detección y rastreo de aeronaves, misiles y naves espaciales.
- Misiles guiados
- Control de fuego para misiles y artillería
- Armas fusibles

#### ***2.4.6.2. Aplicaciones civiles.***

Una vez terminada la época de guerra, todo el conocimiento adquirido sobre radares dio paso a la generación de diversas aplicaciones enfocadas al entorno civil y científico. En (Bhatta & Geethapriya, 2017; David Pozar, 2011) se conoce como aplicaciones civiles a las enumeradas a continuación:

- Vigilancia del aeropuerto
- Navegación marina.
- Radar meteorológico
- Altimetría
- Aterrizaje de aeronaves
- Alarmas de seguridad.
- Medición de la velocidad (radar policial).
- Mapeo geográfico

#### ***2.4.6.3. Aplicaciones científicas.***

Los radares han sido muy utilizados en estudios científicos, ayudando a comprender ciertos fenómenos presentes en el universo, entre los aplicativos más importantes se tiene:

- Astronomía
- Mapeo e imagen

- Medición de distancias de precisión.
- Teledetección del entorno.

#### **2.4.7. Radar de apertura sintética (SAR).**

Los radares de apertura sintética entran en la categoría de aplicaciones científicas, ya que, son utilizados generalmente para realizar el mapeo de la superficie terrestre e identificar características que con imágenes ópticas no pueden observarse. Estos equipos se valen de las propiedades de las ondas EM para discriminar los distintos materiales interceptados durante la medición, para posteriormente analizar la captura y conformar una imagen apreciable por el ojo humano.



*Figura 2.33.* Imagen SAR con resolución de 1 metro.

Fuente: (O'Donnell M, 2015)

Estos sistemas de radar utilizan una plataforma para generar un movimiento que le proporciona el mismo rendimiento que si estuviera equipado con un sistema radiante de mayor dimensión y apertura en comparación con la que posee en realidad (ESA, 2014).

Un SAR envía pulsos de microondas lateralmente para medir la distancia de diferentes objetos en el área observada, cada uno de ellos genera una señal reflejada que será receptada por la antena del radar. Las señales reflejadas se diferencian unas de otras por su fase, potencia y el

tiempo de llegada; para discriminar la señal obtenida por el receptor se utiliza algoritmos, dando como resultado una imagen de radar (ESA, 2014). En la Figura 2.33 se observa una imagen de radar de apertura sintética de alta resolución, efectuada mediante un radar colocado en un vehículo aéreo.

Una imagen no es más que una matriz conformada de varias celdas o píxeles, su resolución está ligada con el tamaño de cada celda, como se observa en la Figura 2.34 se tiene dos ejes de referencia, el de azimuth y el rango o alcance; cada uno de estos ejes posee una fracción mínima de referencia que se denomina resolución, en este sentido, se tiene una resolución en azimuth ( $d_a$ ) y otra para el rango ( $d_r$ ), de las cuales se hablará con más detalle más adelante.

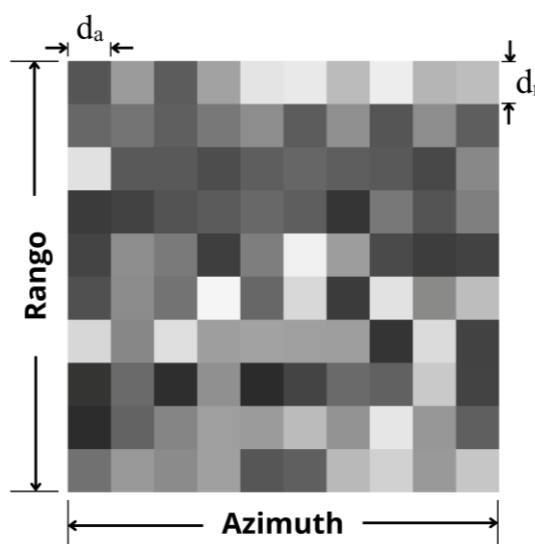


Figura 2.34. Resolución en rango  $d_r$  y resolución en azimuth  $d_a$  en una imagen de radar.

En la Figura 2.35 se muestra un esquema de un radar de apertura sintética, que tiene una trayectoria de vuelo de longitud  $L$ . Se puede entender como un conjunto de antenas individuales colocadas a lo largo de  $L$ , en el centro de esta longitud a una distancia  $R$  (rango) se encuentra el punto  $P$ , la línea de vista desde dicho punto a los elementos individuales cambia ligeramente (un  $\Delta R$ ) a causa de que el frente de onda es curvo. Si la longitud es corta, basta con pequeñas

diferencias en el rango para obtener diferencias considerables en la fase de la onda de retorno proveniente desde el punto P hacia cada elemento individual, por lo tanto, mientras más corta sea la agrupación de elementos individuales, menos fina será la resolución en azimuth (Almanza, 2015).

Según Stimson et al. (2014), en el diseño de radares SAR no se puede hacer la elección de los parámetros de manera aislada, es necesario tomar en cuenta las características como velocidad y altitud del vehículo sobre el cual se va a montar el radar. Esencialmente en el radar, los parámetros más relevantes a tomar en cuenta son: la potencia de transmisión, el ancho de banda, las dimensiones de la antena real y la frecuencia de repetición del pulso (PRF).

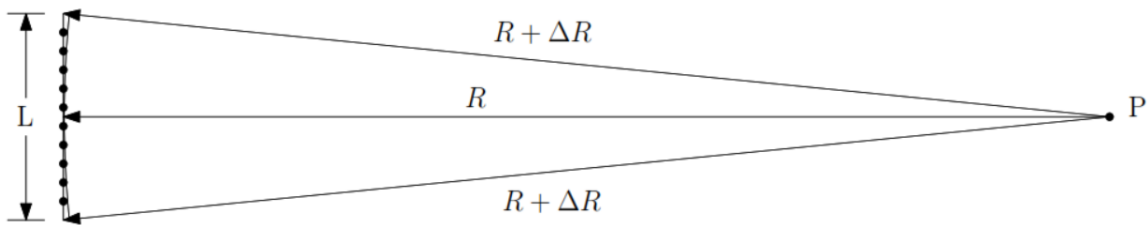


Figura 2.35. Punto P situado a una distancia R del centro de la trayectoria de vuelo L del radar.

Fuente: (Almanza, 2015)

#### 2.4.7.1. Ecuación de radar SAR-rango

La ecuación de radar SAR-rango tiene ciertas diferencias con respecto a la ecuación del radar normal presentada en el apartado 2.4.5, se expresa según Ec. 2.49 y relaciona la energía de la señal receptada con la potencia de la señal transmitida (Stimson et al., 2014).

$$\text{Energía receptada} = \frac{P_{avg} G \sigma A_e t_{int}}{(4\pi)^2 R^4 L_s} \quad \text{Ec. 2.49}$$

Donde:  $P_{avg}$  es la potencia de transmisión promedio,  $G$  es la ganancia de la antena real,  $\sigma$  la sección transversal de radar del objetivo detectado,  $A_e$  el área efectiva de la antena real,  $t_{int}$  el tiempo de integración,  $R$  el rango y  $L_s$  las pérdidas.

Se parte analizando la energía de la señal recibida desde un solo elemento del conjunto sintético. La energía transmitida asociada se representa con,  $E_t^n$ , y se expresa según Ec. 2.50. Para un solo pulso el tiempo de integración es igual a la duración del pulso.

$$E_t^n = P_{avg} t_{int}. \quad \text{Ec. 2.50}$$

Para el caso de un SAR la sección transversal del radar (RCS) de una sola celda de resolución para un pulso individual se expresa mediante el coeficiente de retrodispersión,  $\sigma'$ , que tiene unidades en metros cuadrados por metro cuadrado, es decir, unidad de área. Si el análisis de retrodispersión se efectúa para un pulso individual y una única celda de resolución, entonces, el coeficiente  $\sigma'$  debe ser multiplicado por el área de la celda iluminada por la señal del radar, como se muestra en

$$\sigma = \sigma' d_a d_r \quad \text{Ec. 2.51}$$

Donde,  $d_a$  es la resolución en azimuth y  $d_r$  la resolución en rango. Sustituyendo Ec. 2.50 y Ec. 2.51 en Ec. 2.49, se obtiene una ecuación para la energía a partir de un solo pulso que ilumina una celda de resolución individual:

$$E_r^n = \frac{E_t^n G \sigma' (d_a d_r) A_e}{(4\pi)^2 R^4 L_s}. \quad \text{Ec. 2.52}$$

La suma coherente de la energía recibida por cada pulso individual da como resultado:

$$E_r = \sum_{n=1}^N E_r^n \quad \text{Ec. 2.53}$$

Si idealmente la ganancia de la antena, el coeficiente de retrodispersión de la celda y el rango son iguales para cada pulso, entonces, la energía receptada a partir de una celda de la imagen de radar aumenta en proporción al número de pulsos (N) utilizados al sintetizar el conjunto, esto se expresa en Ec. 2.54.

$$E_r = \frac{E_t^n G \sigma' (d_a d_r) A_e N}{(4\pi)^2 R^4 L_s}. \quad \text{Ec. 2.54}$$

Como se indicó anteriormente la resolución en azimuthal tiene una estrecha relación con la longitud  $L$  del conjunto, la longitud de onda de la señal y el rango del radar. Esta relación se expresa según la ecuación Ec. 2.55.

$$d_a = \frac{\lambda}{2L} R \quad \text{Ec. 2.55}$$

Reemplazando  $d_a$  en la ecuación de rango SAR, se observa que la energía receptada esta inversamente relacionada con el cubo del rango  $R$ .

$$E_r = \frac{\lambda}{2L} \frac{E_t^n G \sigma' d_r A_e N}{(4\pi)^2 R^3 L_s}. \quad \text{Ec. 2.56}$$

A partir de la ecuación de Newton para la velocidad se puede deducir que la longitud  $L$  de la trayectoria del radar es igual a la velocidad del radar por el tiempo de integración de procesamiento, esto es  $L = V_r t_{int}$ . Además,  $N$  se relaciona con el tiempo de integración y la frecuencia de repetición del pulso, mediante:  $N = PRF t_{int}$  (Stimson et al., 2014).

Recordando la fórmula para el área efectiva de una antena  $A_e = \lambda^2 G / 4\pi$ , expuesta en el apartado 2.3.2.8 y reemplazando las expresiones nombradas anteriormente para  $L$ ,  $N$  y  $A_e$ . Se obtiene la ecuación final del radar SAR-rango expuesta en Ec. 2.57.

$$E_r = \frac{\lambda^3}{2V_r} \frac{(PRF) E_t^n G^2 \sigma' d_r}{(4\pi)^3 R^3 L_s}. \quad \text{Ec. 2.57}$$

A partir de Ec. 2.57 se puede deducir que la energía receptada es directamente proporcional al cubo de la longitud de onda, inversamente proporcional a la velocidad del radar y el cubo del rango; además, de no depender de la resolución de azimuth  $d_a$ .



### 2.4.7.2. Relación entre ancho de banda y resolución en rango.

En Stimson et al.(2014) se indica que la resolución en rango se expresa matemáticamente con la ecuación Ec. 2.58, donde  $B$  es el ancho de banda de la señal transmitida y  $c$  la velocidad de la luz. Mediante esta expresión se evidencia una relación inversa entre el ancho de banda y la resolución en rango.

$$\Delta_r = \frac{c}{2B} \quad \text{Ec. 2.58}$$

Generalmente los radares SAR son montados sobre vehículos aéreos o satélites, donde se tienen un ángulo de incidencia  $\theta_i$  sobre tierra apreciable, como se muestra en la Figura 2.36; esto es más común en satélites donde se suele manejar una incidencia del orden de  $45^\circ$ . Para montajes en algunos vehículos aéreos,  $\theta_i$  suele ser muy cercano a  $90^\circ$ , en estos casos  $\Delta_r$  es aproximadamente igual a  $d_r$ .

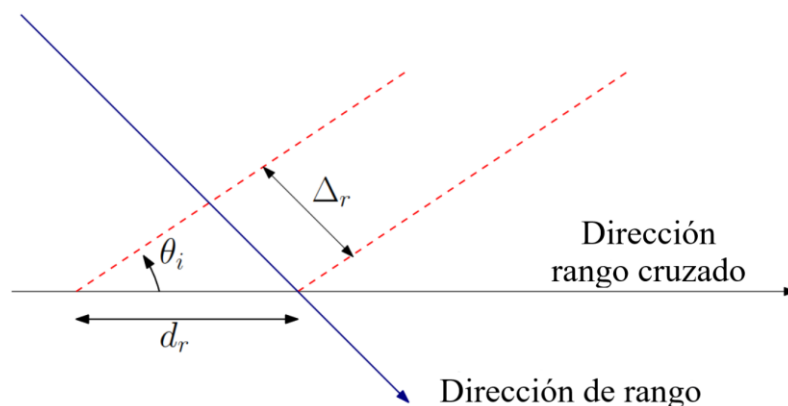


Figura 2.36. Distancia  $\Delta_r$  proyectada en tierra como la distancia en de rango cruzado  $d_r$ .

Fuente: (Almanza, 2015)

En radares SAR con  $\theta_i$  mucho menor que  $90^\circ$  se requiere calcular la resolución sobre tierra (rango cruzado), para ello se aplica funciones trigonométricas obteniendo la ecuación Ec. 2.59, en base a esta ecuación se puede deducir que un ángulo de incidencia muy pequeño producirá una

resolución de rango cruzado  $d_r$  menos fina, pues su dimensión será más grande comparada con  $\Delta_r$ .

$$\sin \theta_i = \frac{\Delta_r}{d_r} \quad \text{Ec. 2.59}$$

Despejando  $B$  de Ec. 2.58 se puede calcular el ancho de banda mínimo requerido ( $B_{min}$ ) teniendo como requerimiento de diseño un valor de resolución en rango cruzado  $d_r$ , esta expresión se muestra en Ec. 2.60.

$$B_{min} = \frac{c}{2\Delta_r} = \frac{c}{2d_r \sin \theta_i} \quad \text{Ec. 2.60}$$

#### **2.4.7.3. Relación entre ancho de haz y resolución azimuthal.**

La resolución en azimuth  $d_a$  de un radar SAR viene expresada según la ecuación Ec. 2.61, donde  $L$  es la longitud del conjunto o apertura sintética. El valor máximo para esta longitud  $L_{max}$  esta relacionado con el ancho de haz en azimuth de la antena real  $\theta_a$  y el rango del objetivo a alcanzar, véase la ecuación Ec. 2.62 (Stimson et al., 2014).

$$d_a = \frac{\lambda R}{2L} \quad \text{Ec. 2.61}$$

$$L_{max} = \theta_a R \quad \text{Ec. 2.62}$$

En base a estas expresiones se conoce que  $d_a$  está estrechamente relacionada con el ancho de haz de la antena real del radar; por lo tanto, para obtener una resolución azimuthal más fina se requiere tener un ancho de haz más amplio, o también, una longitud de antena real  $l$  más corta. La extensión de la señales Doppler utilizadas para conformar la apertura sintética se incrementa a medida que la apertura de antena real es más corta (Stimson et al., 2014).

A partir de Ec. 2.61 y Ec. 2.62 se puede calcular el ángulo mínimo de apertura de la antena real  $\theta_a^{min}$  para un valor de resolución azimuthal requerido. A partir de esta expresión se puede deducir que  $d_a$  es inversamente proporcional al ancho de haz de la antena real y cumple una proporción directa con respecto a la longitud de onda de la señal transmitida.

$$\theta_a^{min} = \frac{\lambda}{2d_a} \quad \text{Ec. 2.63}$$

## CAPITULO III

### 3. DISEÑO DE UNA AGRUPACIÓN DE ANTENAS PLANARES A 2,44 GHz

En este capítulo se detalla el proceso de diseño de una agrupación de antenas planares operante en la banda ISM, que permitirá construir el *sistema radiante*<sup>7</sup> para el prototipo SAR a implementar más adelante, dicho prototipo se basa en el sistema propuesto en el curso abierto “*Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and SAR Imaging*” dictado por el Dr. Gregory L. Charvat docente del MIT (G. Charvat et al., 2011), al cual de ahora en adelante le denominaremos como prototipo SAR-MIT.

En la Figura 3.1 se resume el proceso a realizar a lo largo del presente capítulo, mismo que inicia con el análisis de los requerimientos de diseño de la agrupación de antenas, para ello se describe las principales características y parámetros de funcionamiento de las antenas del prototipo SAR-MIT tomadas como referencia; además, mediante el fundamento teórico expuesto en el capítulo previo, se determina el tipo de red de alimentación, el sustrato dieléctrico a utilizar y el software de simulación que aporta con el análisis de onda completa. Luego se procede con el cálculo de las dimensiones del parche microstrip haciendo uso de las ecuaciones del modelo de líneas de transmisión (MLT) como método aproximado; una vez obtenidas las dimensiones se realiza el dibujo en 3D con la ayuda de una herramienta CAD, en este punto se efectúa un estudio de la técnica de alimentación del parche, determinando así la más idónea para el caso.

Ya con la antena parche base diseñada para resonar a 2,44 GHz, se procede a conformar la matriz o agrupación de antenas, el número de elementos es aumentado paulatinamente duplicándolo en cada etapa posterior; inicialmente se experimenta agrupando dos elementos y se

---

<sup>7</sup> El sistema radiante del prototipo SAR está conformado por dos antenas idénticas, una usada para transmitir la señal EM y la otra para receptar los ecos de la señal.

efectúa los cambios pertinentes en las dimensiones hasta conseguir que el mínimo del parámetro  $S_{11}$  sea menor a -10 dB en la frecuencia requerida (2,44 GHz) garantizando que al menos el 90% de la potencia sea transmitida, estas condiciones deberán cumplirse para cada matriz propuestas en el capítulo; el aumento de elementos se realiza hasta conformar una agrupación de antenas que supere las características de la antena del prototipo SAR-MIT. Como fase final se realizará un contraste mediante una tabla comparativa de las características de operación del prototipo final y la antena de referencia.



Figura 3.1. Esquema del proceso a efectuar a lo largo del capítulo 3.

### 3.1. Requerimientos de diseño de la agrupación de antenas

En esta sección se especifica los requerimientos a tomar en cuenta en todas las fases del proceso de diseño presentado a lo largo de este capítulo, esto garantiza que la agrupación de antenas final tenga las características necesarias para ser incorporada al prototipo SAR a implementar posteriormente; para ello se partirá describiendo el sistema radiante del prototipo SAR-MIT haciendo énfasis en la forma de alimentación y en sus parámetros de antena; además, en base al fundamento teórico estudiado en el capítulo previo, se determina las características de diseño como el tipo de red de alimentación del array, el sustrato dieléctrico a utilizar y el software de simulación electromagnética que permite efectuar el análisis de onda completa en los prototipos de antena.

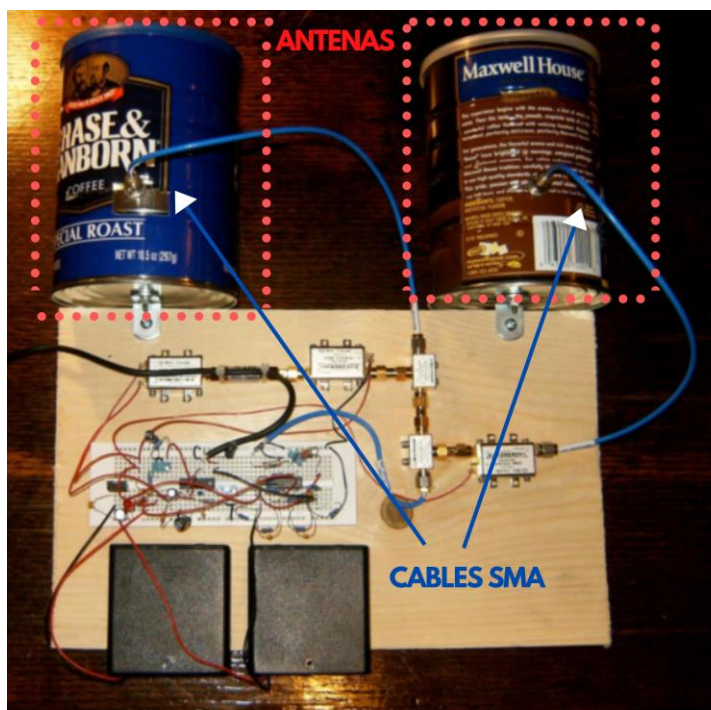


Figura 3.2. Prototipo SAR-MIT resaltado antenas y cables SMA.

Fuente: (Fenn, 2011)

### 3.1.1. Descripción del sistema radiante del prototipo SAR-MIT.

El prototipo SAR-MIT es un radar de onda continua con modulación lineal en frecuencia LFM-CW resonante a 2,44 GHz, que cuenta con dos antenas idénticas, una utilizada para transmitir una señal EM y la otra para recibir los ecos, ambas antenas son polarizadas linealmente y se comunican con el circuito de radio frecuencia (RF) del radar a través de cables SMA tipo macho de impedancia característica igual a  $50 \Omega$ . En la Figura 3.2 se muestra una fotografía del prototipo SAR-MIT, donde se ha resaltado con rojo el sistema radiante que consta de dos latas cilíndricas de café comercial y con color azul los cables de alimentación SMA.

En la Figura 3.3 se muestra el esquema de una de las antenas tipo bocina que utiliza el prototipo SAR-MIT, la cual posee un pin de inserción con conector SMA tipo hembra (coloreado con azul) de impedancia característica igual a  $50 \Omega$  que permite la conexión con el cable SMA antes mencionado. Las antenas del prototipo SAR-MIT presentan los parámetros de funcionamiento indicados en la Tabla 3.1, los cuales se tomarán como referencia para el análisis de resultados de la agrupación de antenas a diseñar en el presente trabajo de fin de carrera.

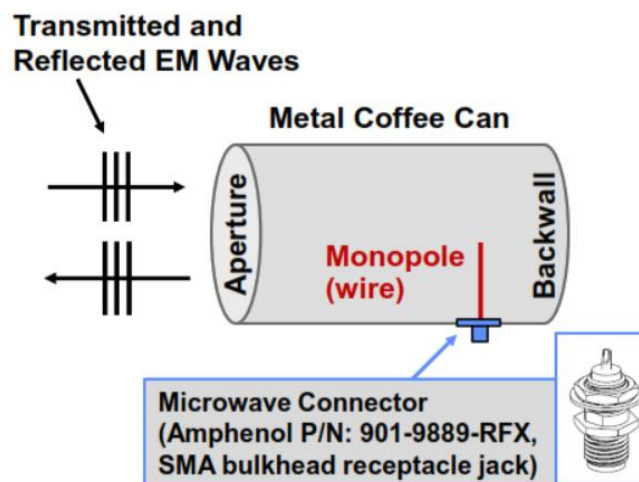


Figura 3.3. Esquema de la antena tipo bocina del prototipo SAR-MIT.

Fuente: (Fenn, 2011)

Tabla 3.1.  
*Parámetros de antenas tipo bocina del prototipo SAR-MIT.*

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidad</b>
Perdidas de retorno RL	-15,7	dB
ROE	1,39	Adimensional
Frecuencia de resonancia	2,44	GHz
Ganancia	7,2	dBi
Directividad	9,1	dBi
Ancho de haz horizontal	72°	grados
Ancho de haz vertical	70°	grados
Ancho de banda	100	MHz

*Nota:* El valor de los parámetros de las antenas tipo bocina fueron obtenidos de la Lección 1 del curso del MIT. Fuente: (Fenn, 2011)

En vista de que el prototipo SAR-MIT utiliza cables SMA tipo macho para alimentar su sistema radiante, se decide implementar en la agrupación de antenas a diseñar, un pin de alimentación compatible con dichos cables, en este caso, se optó por un conector SMA tipo hembra de montaje lateral con pines asimétricos, como el mostrado en la Figura 3.4; tomando en consideración también la disponibilidad en el mercado nacional y la facilidad que presenta al momento de la instalación en antenas microstrip.





*Figura 3.4.* Conector SMA tipo hembra de montaje lateral de 50  $\Omega$ .

### **3.1.2. Elección del método de red de alimentación de la agrupación de antenas.**

En el apartado 2.3.5.4 se dio a conocer las dos formas principales que puede tener una red de alimentación en un array microstrip, descartándose el método de alimentación en serie, pues dicha distribución genera un ancho de banda reducido en comparación con un parche individual, además, la estructura en serie causa que la energía no se distribuya homogéneamente a cada elemento. Por otra parte, en una red de alimentación en paralelo cada elemento cuenta con su propia línea de alimentación causando una distribución de potencia homogénea entre los elementos y ofrece mayor ancho de banda debido a la cancelación de reflexiones indeseadas que aparece dentro de la red de alimentación; por lo tanto, se determina que la mejor opción para el diseño de la red de alimentación en una agrupación de antenas planares es la distribución en paralelo utilizando divisores de potencia T-Junctions y adaptadores de  $\lambda/4$ .

Los divisores de potencia en T también llamados divisores de tres puertos o ‘T-Junctions’, permiten distribuir equitativamente la potencia entrante en el puerto 1 hacia los puertos 2 y 3 (ver Figura 3.5), en diseño de antenas planares son utilizados para dividir la potencia entre los distintos parches. Por otra parte, un adaptador de  $\lambda/4$  es una línea microstrip de longitud igual a un cuarto

de la longitud de onda de la señal EM, que permite el acople de dos líneas microstrip de impedancia característica distinta, este acople se logra variando el ancho del adaptador.

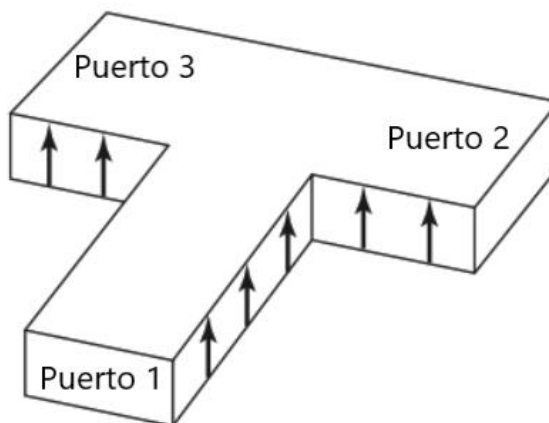


Figura 3.5. Ilustración de un divisor de potencia en T o de tres puertos.

Fuente: (David Pozar, 2011)

### 3.1.3. Elección del sustrato dieléctrico.

Los parámetros de funcionamiento de la antena microstrip están directamente relacionados con las características del sustrato, como son: su constante dieléctrica, el espesor del material dieléctrico, espesor del material conductor, las pérdidas tangenciales y la conductividad; el grosor o espesor del sustrato ( $H$ ) y la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) son los principales factores a tomar en cuenta, pues, determinan la velocidad de fase con que se propaga la onda superficial e influyen en la eficiencia del elemento radiante y en el patrón de radiación (Torres, 2013).

De acuerdo con Panzer (2004) para maximizar la radiación de la antena se requiere un sustrato de constante dieléctrica baja, pues esto reduce las discontinuidades en el dieléctrico; sin embargo, una permitividad reducida causa que la impedancia de entrada sea alta, lo que dificulta el diseño de la alimentación con línea microstrip. Por otra parte, una constante dieléctrica alta

posibilita la reducción de las dimensiones del elemento radiante, pero puede causar dispersión en las ondas de superficie que promueven la aparición de patrones de radiación falsos.

Según Torres (2013), a bajas frecuencias el espesor del sustrato es mucho menor si lo comparamos con la longitud de onda, por lo cual no es muy relevante; por el contrario, en altas frecuencias adquiere mayor importancia influyendo en la polarización de la antena. Además, si el sustrato es más grueso la ganancia se incrementa, pero de igual forma aumenta el tamaño de los lóbulos laterales; en el caso opuesto, cuando se tiene sustratos más finos el lóbulo principal se ensancha.

El sustrato dieléctrico es muy susceptible al valor de la frecuencia de trabajo del elemento radiante, en antenas microstrip que operan a frecuencias menores a 3 GHz se utiliza típicamente materiales FR-4, debido a su costo económico y disponibilidad en mercado; sin embargo, no es usado a frecuencias más altas, pues genera una variación en la permitividad y aumenta las pérdidas; cuando se opera con frecuencias altas (mayor a 3 GHz) se aconseja utilizar sustratos de mejor calidad como el RT/Duroid 5870, PTFE, Getek, Arlon, Nelco, epoxy y teflón (Luna, 2013).

De acuerdo con el apartado 3.1.1, el elemento radiante del prototipo SAR deberá tener una frecuencia de trabajo igual a 2,44 GHz, por tal razón, el diseño propuesto en el presente trabajo podrá utilizar sin ningún problema el sustrato dieléctrico FR-4 que tiene un costo económico y puede ser encontrado fácilmente en el mercado nacional; en la Tabla 3.2 se indican las características del sustrato a utilizar, siendo las más relevantes para el diseño la permitividad relativa ' $\epsilon_r$ ' y su espesor ' $H$ '.

Tabla 3.2.  
Características del sustrato dieléctrico FR-4.

Parámetro	Variable	Dimensión	Unidad
Sustrato dieléctrico	-	FR-4	-
Permitividad relativa	$\epsilon_r$	4,4	F/m
Espesor del sustrato	$H$	1,6	mm
Perdida dieléctrica	$\gamma$	0,02	F/m
Espesor del cobre	$\rho$	0,035	mm
Conductividad del cobre	$\sigma$	$5,6 \times 10^7$	S/m

*Nota:* El valor de los parámetros del sustrato dieléctrico fueron tomados del artículo “*High Gain 2.4 GHz Patch Antenna Array for Rural Area Application*” publicado en la revista IEEE. Fuente: (Aji et al., 2016).

### 3.1.4. Elección del método de análisis de onda completa.

En el apartado 2.3.4.2 se describió los métodos de análisis EM de onda completa más utilizados en el diseño de elementos radiantes, teniendo como principal el método de elementos finitos (FEM), que es aplicable a una amplia variedad de problemas matemáticos y de ingeniería de antenas y microondas; puesto que, es un método numérico de alto rendimiento que realiza un estudio de onda completa, permitiendo: visualizar campos electromagnéticos, generar modelos de componentes para evaluar la calidad de la señal, la pérdida de la ruta de transmisión, la falta de acoplamiento de impedancia, radiaciones parásitas, radiación de campo lejano, entre otros.

Actualmente existen varios simuladores electromagnéticos en 3D de alto rendimiento que operan en el dominio de la frecuencia y utilizan FEM, facilitando el diseño, simulación y fabricación de dispositivos electromagnéticos que satisfagan los requerimientos de una determinada aplicación.

Mediante FEM es posible determinar el acople existente entre un elemento radiante y su fuente de alimentación, es decir podemos conocer las pérdidas de retorno, dato útil al momento de

validar el correcto diseño de un prototipo de antena. Otro de sus puntos fuertes es el análisis de radiación en el campo lejano, que permite visualizar parámetros relevantes como: el diagrama de radiación, directividad o la ganancia de una antena.

Para efectuar el análisis de onda completa de los prototipos diseñados a lo largo de esta investigación se ha decidido utilizar un simulador EM que opere con FEM, mismo que a partir de ahora se le denominará: herramienta CAD, software de simulación o simulador electromagnético según sea necesario.

En la Tabla 3.3 se muestra a manera de resumen los requerimientos que debe cumplir la agrupación de antenas final y por ende todos los diseños previos presentados a lo largo de este capítulo, garantizando así la compatibilidad con el prototipo de radar de apertura sintética que se implementara posteriormente en el presente trabajo de titulación.

*Tabla 3.3*  
Resumen de los requerimientos de diseño de la agrupación de antenas

<b>Requerimiento</b>	<b>Variable</b>	<b>Especificación</b>	<b>Unidad</b>
Frecuencia de operación	$f_0$	2,44	GHz
Alimentación	-	Pin coaxial de borde	-
Red de alimentación	-	En Paralelo	-
Impedancia de entrada	$Z_{in}$	50	$\Omega$
Sustrato	-	FR-4	-
Permitividad relativa	$\epsilon_r$	4,4	F/m
Espesor del sustrato	$H$	1,6	mm
Método de análisis numérico	-	FEM	-

### 3.2.Cálculo de las dimensiones del parche microstrip base

Para el cálculo de las dimensiones del parche microstrip se utiliza el método de aproximación basado en el MLT, explicado en el capítulo 2, apartado 2.3.4.2; con el fin de obtener una mayor precisión en los cálculos se generó un script en Matlab mismo que se especifica en el Anexo A.

En primera instancia, se especifican los valores de frecuencia de operación, permitividad eléctrica del sustrato y su espesor o altura, dichos valores se indicaron en los requerimientos de diseño expuestos en la Tabla 3.3.

- $f_0$  (Frecuencia de operación) = 2,44 GHz
- $\epsilon_r$  (Permitividad eléctrica del sustrato) = 4,4 F/m
- $H$  (Grosor o altura del sustrato) = 1,6 mm

Para el cálculo del ancho  $W$  del parche se usa la ecuación Ec. 2.31, tomando en cuenta que  $c$  es la rapidez de la luz en el vacío y los valores de frecuencia y permitividad antes mencionados se obtiene un ancho de  $W = 37,3869$  mm.

Como se indicó en el MLT, para el cálculo de la longitud  $L$  de la antena es necesario calcular previamente la permitividad eléctrica efectiva del material  $\epsilon_{eff}$  y el ajuste de longitud  $\Delta L$ . La permitividad efectiva se calcula a partir de la ecuación Ec. 2.30, en donde, reemplazando el valor de espesor del sustrato dieléctrico ( $H$ ) y el ancho ( $W$ ) del parche microstrip, se obtiene una  $\epsilon_{eff} = 4,0818$ .

Una vez obtenido el valor de  $H$ ,  $W$  y  $\epsilon_{eff}$ , es posible calcular el ajuste de longitud mediante la Ec. 2.32, el valor para esta variable es  $\Delta L = 0,7386$  mm. Reemplazando en la ecuación Ec. 2.33 el valor de permitividad efectiva y el ajuste de longitud se puede calcular la longitud física del parche microstrip, siendo esta  $L = 28,9298$  mm.

Una vez calculadas las dimensiones del parche microstrip es posible realizar el dibujado en 3D mediante el software de simulación, en el siguiente apartado se realiza este proceso, además de estudiar la forma de alimentación de la antena para seleccionar la de mejores prestaciones.

### 3.3. Dibujado del parche base y estudio de la técnica de alimentación

En este apartado se detalla el proceso efectuado para el desarrollo del parche microstrip que sirve como base para el diseño de la agrupación de antenas planares, además, se realiza el estudio de dos técnicas para alimentar la antena parche. En el Anexo B se presenta una guía básica para la simulación de una antena microstrip mediante una herramienta CAD, que sirve como referencia para efectuar todas las simulaciones en el presente trabajo de titulación.

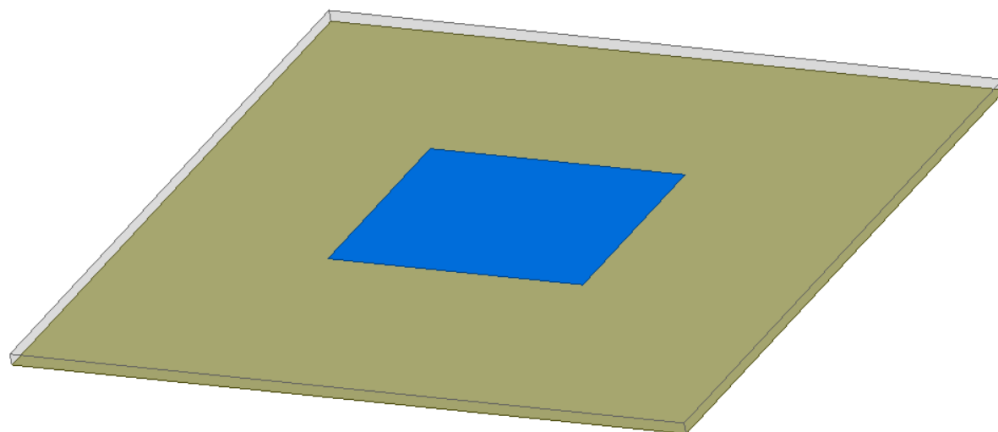
Lo primero a realizar es el cálculo de las dimensiones del sustrato sobre el cual se va a dibujar el parche, es muy importante mantener una distancia entre el centro del parche y los bordes del sustrato de al menos  $\frac{\lambda}{4}$  para permitir un análisis en el campo lejano y poder estudiar el diagrama de radiación de la antena. Para ello, se requiere calcular el valor de la longitud de onda  $\lambda$  de la señal EM que se propaga en el material; se hace uso de la ecuación Ec. 3.1, obtenida de (David Pozar, 2011), donde,  $\lambda_0$  es la longitud de la onda en el vacío que se calcula reemplazando el valor de frecuencia y la rapidez de la luz en la ecuación Ec. 2.1, obteniendo así un  $\lambda_0 = 122,95$  mm.

Una vez conocidos los valores pertinentes es posible calcular la longitud de la onda propagada en el sustrato dieléctrico, valor con el cual se va a trabajar a lo largo del diseño, siendo este,  $\lambda = 58,6141$  mm.

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ec. 3.1}$$

Con ayuda de la herramienta CAD se realiza el dibujado en 3D del parche, se utiliza un sustrato FR4 con unas dimensiones de 80 mm x 60 mm x 1,66 mm, las dos dimensiones iniciales

corresponden al eje 'x' e 'y' respectivamente, con las dimensiones propuestas se cubre sin problemas el requerimiento para análisis de campo lejano. El gráfico del parche microstrip sobre el sustrato FR4 se muestra en la Figura 3.6



*Figura 3.6.* Parche microstrip simple sobre sustrato FR4.

Una vez colocado el parche sobre el sustrato, es necesario alimentarlo, de las tres formas de alimentar una antena parche presentadas en el apartado 2.3.4.1, se ha seleccionado el método de alimentación directa, esto, debido a la facilidad que presenta para integrar los diferentes elementos en un array, así como la facilidad al momento de fabricar, reduciendo tiempo de proceso y precio.

La excitación del parche base se ha llevado a cabo a través del estudio con dos técnicas de alimentación directa, una mediante adaptación de impedancias haciendo uso de un adaptador lambda cuartos y otra haciendo una inserción en el parche. A continuación, se explica cada una de estas técnicas y sus resultados.

### **3.3.1. Parche alimentado mediante adaptación de impedancias**

Un acople directo con una línea microstrip puede lograrse de dos maneras, colocando una línea de igual impedancia característica que el parche o acoplando una línea de  $50 \Omega$  mediante un adaptador de lambda cuartos; la primera opción fue descartada, ya que el parche posee una



impedancia de  $243 \Omega$  que equivale a una línea microstrip de  $0,0140 \text{ mm}$  de ancho<sup>8</sup>, valor que es muy pequeño y complicaría el proceso de fabricación; por tal motivo, se procede a trabajar con un adaptador de impedancias lambda cuartos que acopla la línea principal de alimentación de  $50 \Omega$  al parche de  $243 \Omega$ , dicho adaptador se resalta con celeste en la Figura 3.7

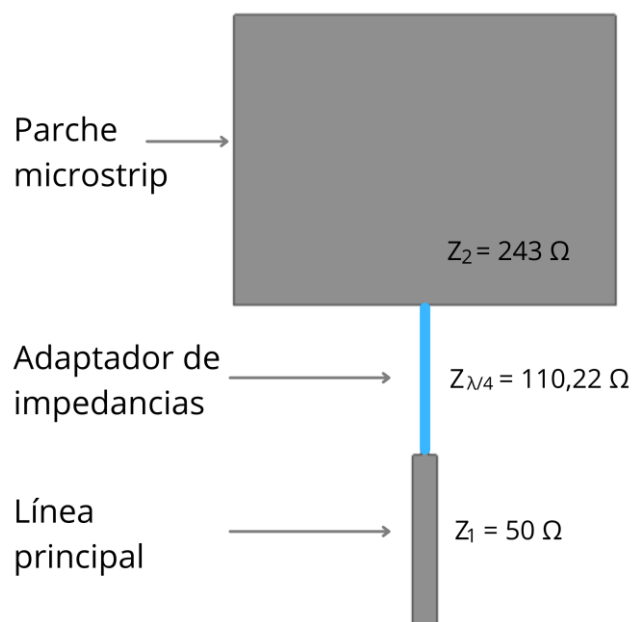


Figura 3.7. Adaptador de impedancias de  $50 \Omega$  a  $243 \Omega$  resaltado con celeste.

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad \text{Ec. 3.2}$$

La impedancia característica de un adaptador que acople las impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$  se calcula en base a la Ec. 3.2 obtenida de (David Pozar, 2011); para este caso en concreto  $Z_1$  es  $50 \Omega$  y  $Z_2$   $243 \Omega$ , de esta forma se obtiene que  $Z_{\lambda/4}$  es  $110,22 \Omega$  que equivale a una línea microstrip de ancho  $W_{adap} = 0,53 \text{ mm}$ .

<sup>8</sup> Para obtener el valor de ancho de una línea microstrip se utilizó la herramienta de libre acceso en internet desarrollada por la compañía EM Talk (EM Talk, 2011).

Estos adaptadores de impedancia llevan su nombre característico debido a que su longitud es igual a lambda cuartos, para su cálculo, basta con dividir entre cuatro el valor de  $\lambda$ , esto es:

$$L_{adap} = \lambda/4 = 14,654 \text{ mm.}$$

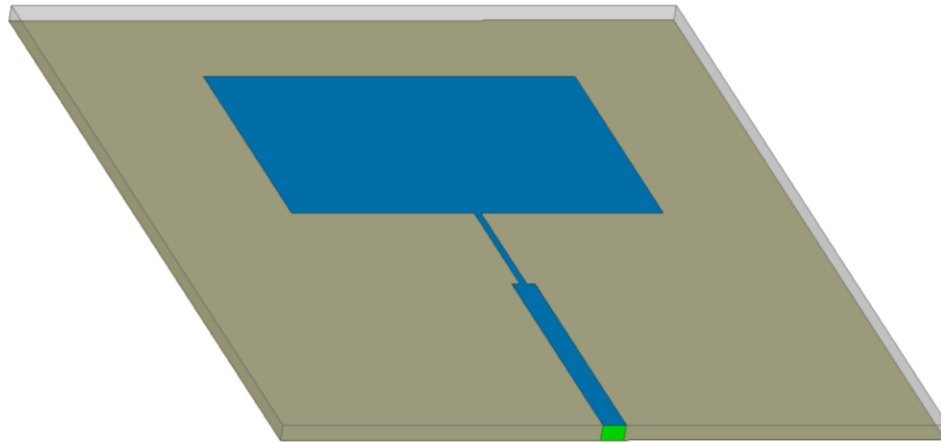


Figura 3.8. Simulación del parche alimentado con línea microstrip y adaptador  $\lambda/4$ .

El ancho de la línea principal de  $50 \Omega$  se obtuvo mediante la herramienta EM Talk, siendo este valor  $W_{line} = 3,174 \text{ mm}$ ; en la Tabla 3.4 se detalla el valor de cada una de las variables utilizadas para simular en la herramienta CAD el diseño inicial del parche alimentado mediante adaptación de impedancias. En la Figura 3.8 se observa el primer prototipo graficado mediante el software de simulación, donde se presenta de color azul la antena microstrip y de color verde el puerto de alimentación de tipo ‘Lumped Port’ con impedancia de entrada de  $50 \Omega$ .

Es necesario indicarle al software un rango de frecuencias ‘Sweep’ dentro del cual realice el análisis electromagnético, esto ayuda a entender el comportamiento de la antena en las distintas frecuencias, determinando así, su rango de operación óptimo (ancho de banda:  $AB$ ) y la frecuencia a la cual se tiene menos pérdidas (frecuencia de resonancia:  $f_r$ ); en este caso el ‘Sweep’ es de tipo ‘Interpolating’ y empieza en  $1.5 \text{ GHz}$  hasta  $3 \text{ GHz}$  con saltos de  $0.01 \text{ GHz}$ , en total evaluando al prototipo con 151 valores de frecuencia. Tome en cuenta que en los requerimientos de diseño se

indicó la frecuencia de operación deseada ‘2.44 GHz’, misma que se utilizó al efectuar los cálculos con el método aproximado, esperando así, una  $f_r$  cercana a esta en la simulación.

Tabla 3.4.  
Parámetros de diseño iniciales del parche alimentado mediante adaptación de impedancias.

Parámetro	Variable	Valor	Unidad
Sustrato	FR-4	-	-
Espesor del sustrato	$H$	1,6	mm
Longitud de onda	$\lambda$	58,615	mm
Frecuencia central de simulación	$f$	2,44	GHz
Ancho del parche	$W$	37,3869	mm
Longitud del parche	$L$	28,9298	mm
Ancho de alimentación	$W_{line}$	3,174	mm
Longitud de alimentación	$L_f$	29,31	mm
Ancho del adaptador	$W_{adap}$	0,53	mm
Longitud del adaptador	$L_{adap}$	14,654	mm
Impedancia característica nominal	$Z_0$	50	$\Omega$

*Nota:* Las dimensiones del parche se obtuvieron del algoritmo Matlab desarrollado por el autor, el ancho de las líneas microstrip de alimentación se obtuvo con la herramienta de libre acceso (EM Talk, 2011).

Como se indica en (ANSYS, 2019) si el proyecto contiene uno o más puertos, el simulador EM calculará automáticamente la matriz [S] que representa los parámetros de dispersión (Scattering), la expresión Ec. 3.3 representa una entrada de [S], donde  $a_j$  es la amplitud de onda incidente en el puerto ‘ $j$ ’ y  $b_i$  es la amplitud reflejada en el puerto ‘ $i$ ’, teniendo en cuenta que todos los demás puertos están desactivados, para más detalles consulte el Anexo C.

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, k \neq j} \quad \text{Ec. 3.3}$$

Las antenas poseen un solo puerto, por tal motivo [S] se conforma únicamente por el parámetro  $S_{11}$  equivalente en este caso al coeficiente de reflexión, matemáticamente se expresa según Ec. 3.4, donde  $V_1^+$  es la amplitud de onda de tensión que incide en el puerto '1' y  $V_1^-$  es la amplitud de tensión reflejada en el mismo puerto; como se mencionó en el apartado 2.3.2.2 para determinar el ancho de banda de la antena y su frecuencia central de operación o resonancia, se utiliza el reporte gráfico de los parámetros S también conocido en teoría de antenas como pérdidas de retorno, que relaciona el  $S_{11}$  y la frecuencia. Para obtener el valor del coeficiente de reflexión expresado en decibelios se hace uso de la ecuación Ec. 3.5, comparando con la expresión para el cálculo de pérdidas de retorno Ec. 2.17, se observa que se cumple la igualdad mostrada en Ec. 3.6.

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad \text{Ec. 3.4}$$

$$S_{11}[dB] = 20 \log \left| \frac{V_1^-}{V_1^+} \right| \quad \text{Ec. 3.5}$$

$$PR = -S_{11} \quad \text{Ec. 3.6}$$

En la Figura 3.9 se muestra el reporte gráfico de pérdidas de retorno del parche con parámetros de diseño iniciales, la frecuencia de resonancia es la correspondiente al punto mínimo del  $S_{11}$ , siendo -10,16 dB a una frecuencia de 2,39 GHz cercana a la indicada en los requerimientos de diseño. Para garantizar un buen acople de impedancias a la frecuencia de 2,44 GHz, es necesario realizar un proceso de optimización mediante las herramientas que contiene el software de simulación, procurando que el valor mínimo del  $S_{11}$  se encuentre lo más alejado posible de -10 dB como lo indica la teoría para garantizar que al menos el 90% de la potencia es transmitida.

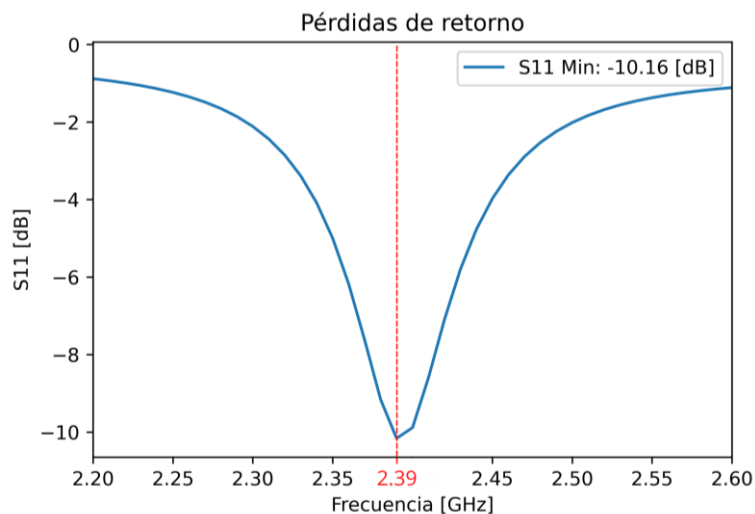


Figura 3.9. Pérdidas de retorno del parche simulado con los parámetros de diseño iniciales.

El software de simulación incluye varias herramientas de optimización de las cuales en el presente trabajo de titulación se opera con dos de ellas, una llamada ‘*Parametric*’ y la otra ‘*Derivatives*’, el proceso de optimización de un diseño mediante las dos herramientas se detalla en el Anexo D.

Para hacer uso de cualquier método de optimización es necesario parametrizar el diseño, es decir, colocar todas las dimensiones del prototipo simulado en función de variables, esta acción se realiza al momento de modelar gráficamente la geometría de la antena; en la Figura 3.10 se indica las propiedades del parche microstrip con parámetros de diseño iniciales, en dicha imagen se resalta con rojo la columna “Name” que contiene el nombre de las variables asignadas, el recuadro azul indica la columna de los pesos asignados a cada una y con verde las unidades.

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Type
Lt	72.8602	mm	72.8602mm	Design
Wt	66.6738	mm	66.6738mm	Design
H	1.6	mm	1.6mm	Design
L	28.9298	mm	28.9298mm	Design
W	37.3869	mm	37.3869mm	Design
W_line	3.174	mm	3.174mm	Design
W_adap	0.5346	mm	0.5346mm	Design
Lambda	58.61450345	mm	58.61450345mm	Design

Figura 3.10. Tabla de propiedades del parche microstrip con parámetros de diseño iniciales.

Como se indica en el MLT, en líneas microstrip el ancho de la línea es un factor muy influyente a la hora de calcular la impedancia característica de una línea afectando directamente en las pérdidas de retorno, por tal razón, para obtener un mejor acople entre la línea principal y el parche será necesario variar el ancho del adaptador lambda cuartos  $W_{adap}$ .

Para determinar el valor de  $W_{adap}$  que presenta mejores resultados, se realiza un barrido paramétrico mediante la herramienta 'Parametric', el barrido inicia en 0,5 mm y termina en 0,8 mm con saltos de 0.05 mm teniendo un total de 7 interacciones. Al momento de ver los resultados se debe seleccionar aquel valor de  $W_{adap}$  lo más centrado posible a la frecuencia de 2,44 GHz y el  $S_{11}$  lo más alejado de -10 dB.

Los resultados del barrido se presentan en la Figura 3.11, a medida que aumenta el ancho del adaptador se obtiene un mejor acople en la potencia, pero el valor de la frecuencia presenta cambios insignificantes entre cada interacción. El ancho del adaptador impedancias que generó un mejor acople en este barrido paramétrico es  $W_{adap} = 0,8$  mm, ofreciendo un valor de  $S_{11}$  en torno a -14,40 dB y centrado en 2,39 GHz.

A partir de este resultado se puede generar otros barridos paramétricos cambiando el valor de inicio, fin y el valor del salto entre cada interacción; si el número de interacciones aumenta, de igual forma lo hará el tiempo de análisis y los recursos utilizados por el computador. Es por ello, que realizar una optimización de un prototipo utilizando únicamente la herramienta ‘*Parametric*’ no es recomendable, pues conlleva de muchos recursos; por tal motivo, se opta por combinar el ajuste de las variables con la herramienta ‘*Derivatives*’.

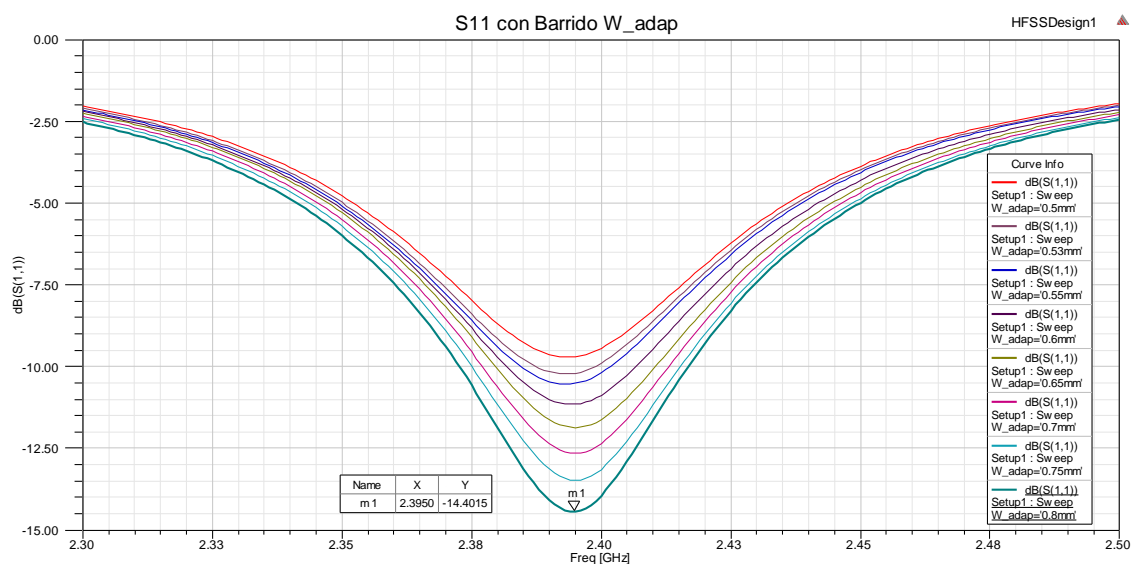


Figura 3.11. Barrido paramétrico a la variable ‘ $W_{adap}$ ’.

Es lógico pensar que al reducir el ancho del parche o de la línea principal de alimentación manteniendo el valor de ‘ $W_{adap}$ ’ constante, ocasionaría de igual forma que el parámetro S se aleje más de -10 dB, obteniendo un mejor acople. Por otra parte, según (Nieto, 2018) , afirma que en el diseño de parches microstrip la longitud del parche influye en mayor medida al valor de la frecuencia de resonancia; es por ello, que tanto la longitud del parche L como su ancho W se han seleccionado como variables a tomar en cuenta en el proceso de sintonización de la antena.

Para sintonizar la antena de forma más precisa se va a utilizar la herramienta ‘*Derivatives*’ del simulador EM, la cual realiza ajustes en tiempo real gracias al cálculo de derivadas de los parámetros S, Y y Z<sup>9</sup> con respecto a las variables de diseño.

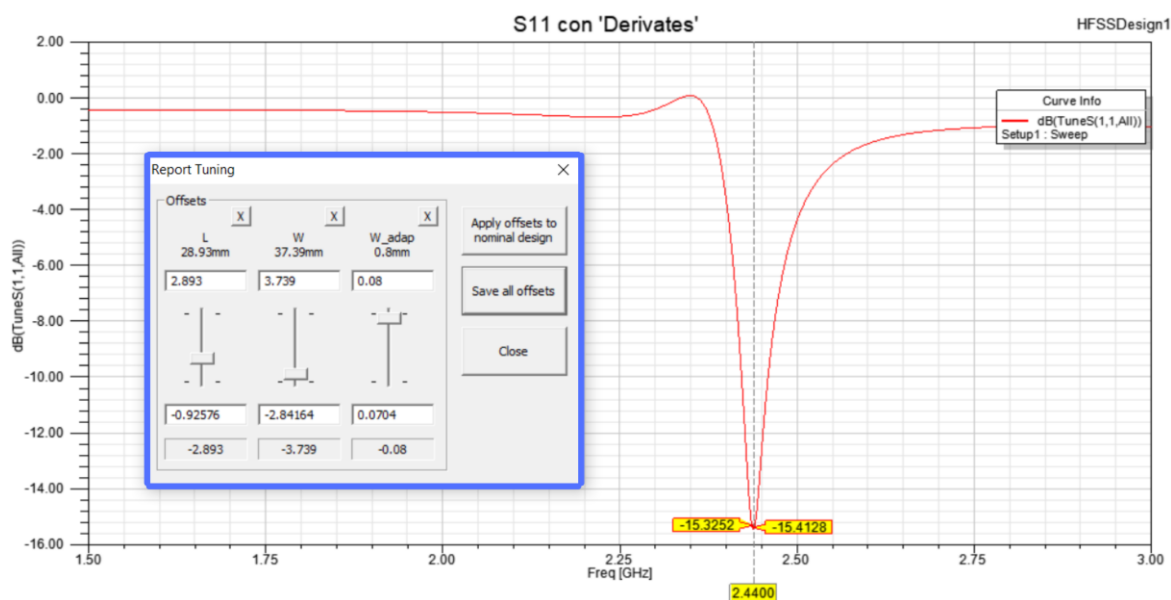


Figura 3.12. Optimización del parámetro  $S_{11}$  mediante el panel de ajuste de la herramienta ‘*Derivative*’.

En la Figura 3.12 se muestra en el recuadro azul el panel de ajuste con el que opera ‘*Derivatives*’, se puede observar que a cada variable seleccionada para el análisis le corresponde un control deslizante, al variar su posición la gráfica (en este caso del parámetro  $S_{11}$ ) sufre alteraciones, de esta manera, efectuando una nueva simulación tras cada cambio en las variables es posible sintonizar la antena.

La gran ventaja de la herramienta de derivación es que le permite al diseñador mediante una pequeña cantidad de simulaciones secuenciales, ajustar manualmente y en tiempo real los pesos de las variables hasta lograr un diseño acorde a sus requerimientos. Además, reduce en gran

<sup>9</sup> El parámetro S son las pérdidas de retorno, Y es el parámetro de admitancia y Z es la Impedancia.



medida el tiempo de optimización y no presenta grandes dificultades al trabajar con diseños más complejos.

Debido a las ventajas que presenta la herramienta de derivación frente a ‘*Parametric*’ se optó por utilizarla en mayor medida en el proceso de optimización de todas las simulaciones realizadas a lo largo de este trabajo de titulación.

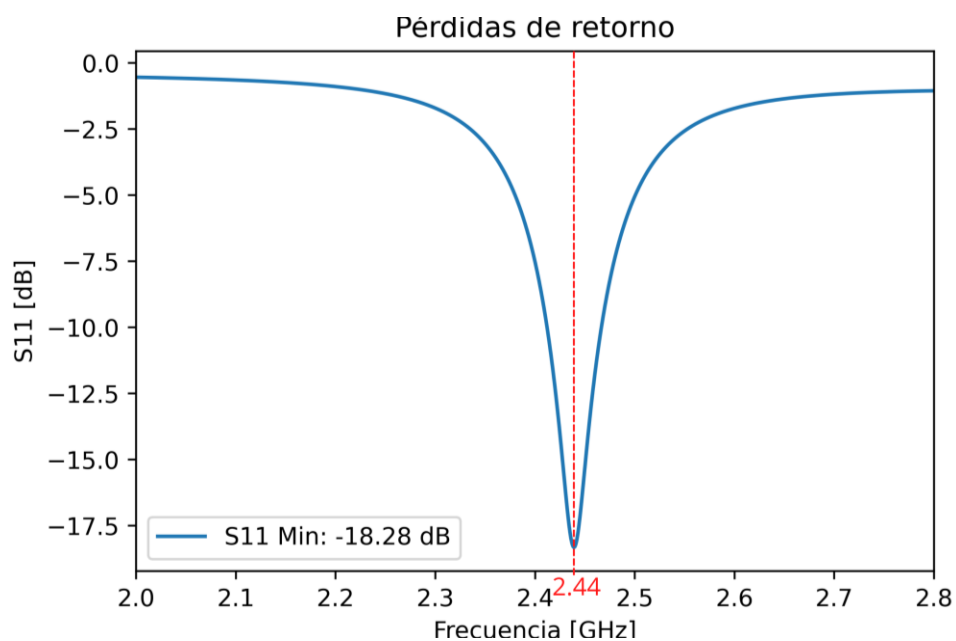


Figura 3.13. Parámetro  $S_{11}$  del parche alimentado por adaptación de impedancias resonante a 2,44 GHz.

Luego de efectuar varias derivaciones y ajustes de variable, la antenna tipo parche resuena a 2,44 GHz con un parámetro  $S_{11}$  de -18 dB, dichos valores se pueden observar en la Figura 3.13, el peso de cada variable de la antenna parche optimizada se detalla en la *Tabla 3.5*.

Tabla 3.5.  
*Parámetros de diseño optimizados del parche alimentado por adaptación de impedancias.*

<b>Parámetro</b>	<b>Variable</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidad</b>
Sustrato	FR-4	-	-
Espesor del sustrato	$H$	1,6	mm
Longitud de onda	$\lambda$	58,615	mm
Frecuencia de operación	$f$	2,44	GHz
Ancho del parche	$W$	37,22661	mm
Longitud del parche	$L$	28,2864	mm
Ancho de alimentación	$W_{line}$	2,333	mm
Longitud de alimentación	$L_f$	29,31	mm
Ancho del adaptador	$W_{adap}$	0,67656	mm
Longitud del adaptador	$L_{adap}$	14,654	mm
Impedancia de entrada	$Z_0$	50	$\Omega$

### 3.3.2. Parche alimentado mediante inserción.

Este tipo de alimentación no utiliza adaptador de impedancias, la adaptación se logra introduciendo la línea de alimentación en el parche, la impedancia del parche tiende a cero a medida que se acerca al centro, esta es la razón por la cual se realiza una inserción para conectar directamente una línea de  $50 \Omega$  de ancho  $W_f$ . En la Figura 3.14 se indican las principales variables a tomar en cuenta en el diseño del parche microstrip alimentas por inserción,  $F_i$  es la profundidad de inserción y  $g$  es el ancho de la muesca o gap de separación entre la línea de alimentación y el

parche. Para el cálculo de las dimensiones iniciales del parche alimentado por inserción se utilizó un script desarrollado en Matlab, mismo que se detalla en el Anexo A;

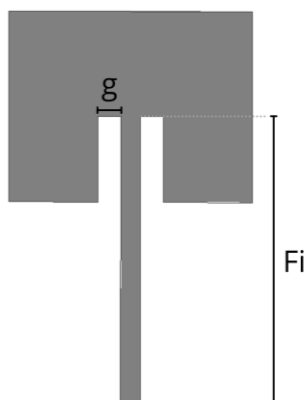


Figura 3.14. Variables principales del parche alimentado por inserción.

En la Tabla 3.6 se muestra un resumen con los parámetros de diseño iniciales de la antena utilizando este método de alimentación, se observa que el gap tiene una dimensión muy pequeña (0.2 mm) lo que dificulta en gran medida el proceso de fabricación. Por lo tanto, la optimización efectuada a este diseño se enfoca en lograr un ancho de gap más amplio, lo suficiente para poder fabricar el prototipo final; en la Figura 3.15 se puede visualizar el dibujo en 3D de la antena parche alimentada por inserción, con parámetros iniciales.

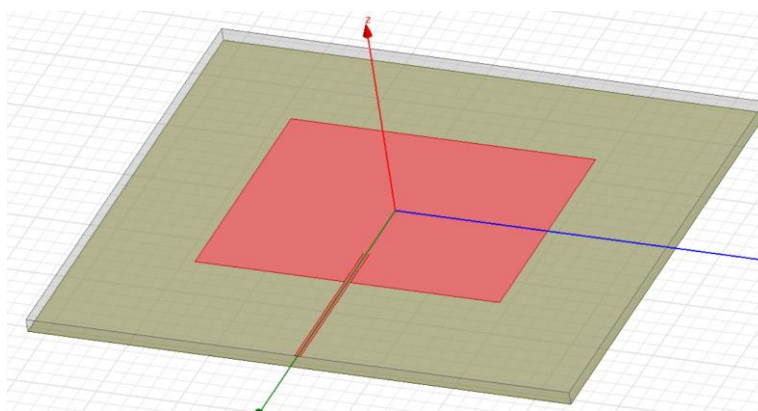


Figura 3.15. Dibujo 3D del parche alimentado por inserción con parámetros de diseño iniciales.

Tabla 3.6.  
*Parámetros de diseño iniciales del parche microstrip con alimentación por inserción.*

<b>Parámetro</b>	<b>Variable</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidad</b>
Sustrato	FR-4 Epoxy	-	-
Espesor del sustrato	$H$	1,6	mm
Frecuencia de operación	$f$	2,44	GHz
Ancho del parche	$W$	37,4127	mm
Longitud del parche	$L$	28,9502	mm
Inserción	$F_i$	10,7393	mm
Ancho de alimentación	$W_f$	2,9836	mm
Longitud de alimentación	$L_f$	20,1435	mm
Gap	$g$	0,20009	mm
Impedancia de entrada	$Z_0$	50	$\Omega$

*Nota:* En base a estos valores se diseña el elemento individual en un simulador de onda completa que permita analizar los parámetros principales del parche.

Los resultados obtenidos luego de la primera simulación se visualizan en la Figura 3.16, donde se muestra una resonancia del parche a 2,43 GHz y una pérdida de retorno de -24,71 dB, un valor muy cercano a lo esperado, para lograr que opere a la frecuencia requerida es necesario realizar un proceso de optimización de las dimensiones procurando aumentar el ancho de gap.

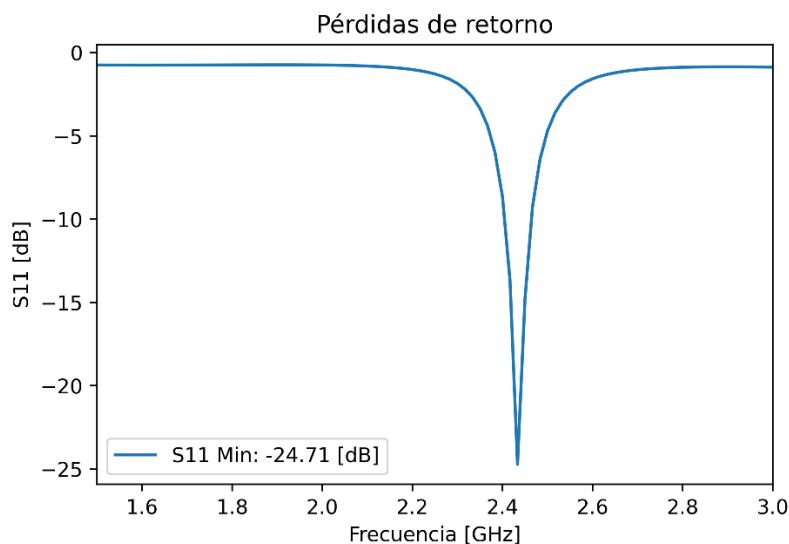


Figura 3.16. Parámetro  $S_{11}$  de la antena parche con dimensiones calculadas.

Según Matin y Sayeed (2010), se debe realizar variaciones en la posición de inserción y en el ancho del gap para lograr un correcto acople de impedancias entre la línea principal de alimentación y el parche microstrip.

El ancho de gap  $g$  es muy pequeño y presenta inconvenientes al momento de fabricar el prototipo, por tal razón se efectúa un barrido paramétrico para dicha variable entre 0,2 mm y 1 mm con saltos de 0,2 mm; en la Figura 3.17 se puede visualizar los resultados, el valor de  $g = 1$  mm corresponde a -11,2 dB, comparando con el valor obtenido para  $g = 0,2$  mm, se determina que un aumento del gap causa un peor acople de impedancia, es por ello que para este diseño no se aconseja aumentar el gap más allá de los valores analizados. Para continuar con el análisis de la alimentación por inserción, se va a mantener fijo el valor de  $g = 1$  mm.

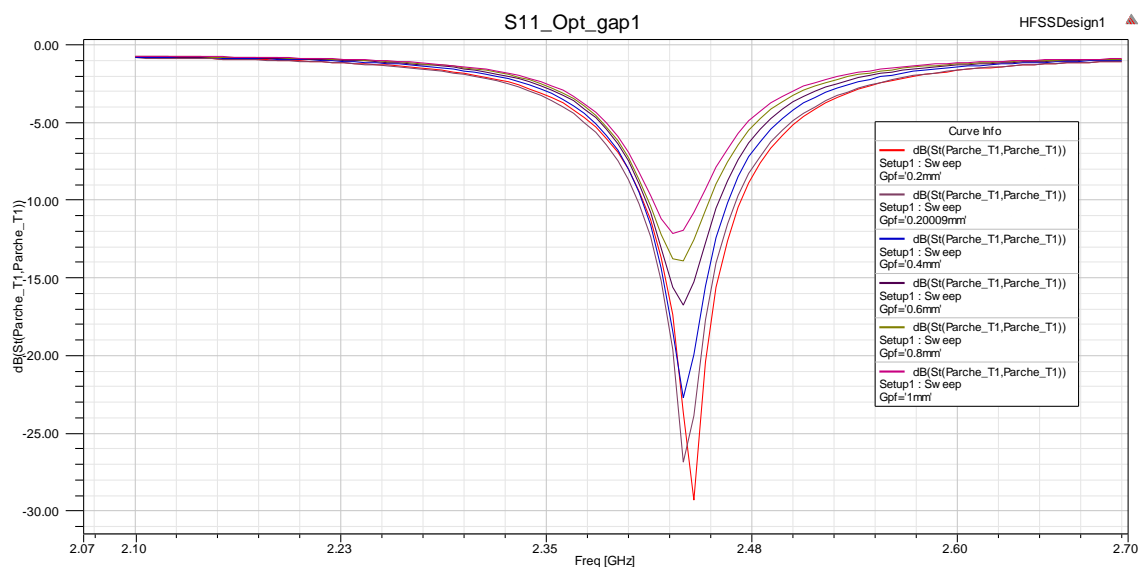


Figura 3.17. Resultado del barrido paramétrico para analizar del ancho de gap 'g'.

Como se mencionó anteriormente, la impedancia del parche tiende a cero a medida que se avanza hacia el centro, en su borde se obtiene la impedancia total del parche, en este caso  $243 \Omega$ , por tal motivo se requiere de una inserción hasta encontrar un punto donde la impedancia sea igual a la presentada por la línea de alimentación,  $50 \Omega$ . Para encontrar el valor de la variable de inserción  $F_i$  que proporcione un  $S_{11}$  lo más alejado posible de  $-10$  dB y centrado en torno a la frecuencia de  $2,44$  GHz, es necesario realizar un barrido paramétrico de esta variable, se analizó entre  $8$  mm y  $11$  mm con saltos de  $1$  mm. Como se puede ver en la Figura 3.18, para una inserción de  $F_i = 9$  mm se logra un valor de  $-37,33$  dB a una frecuencia de  $2,439$  GHz.

Es necesario sintonizar la antena a  $2,44$  GHz, para ello se hace uso de la herramienta 'Derivatives' enfocada en las variables  $F_i$  y  $W_f$  que interactúan en mayor medida en el acoplamiento de impedancias.

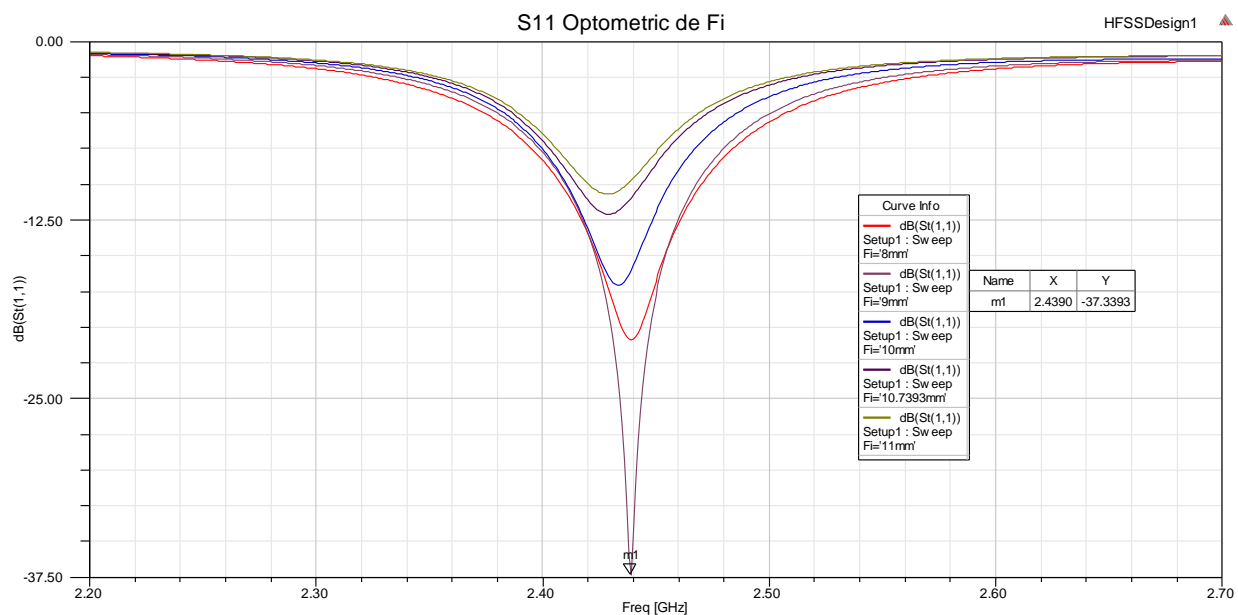


Figura 3.18. Resultado del barrido para determinar profundidad de inserción  $F_i$ .

En la Tabla 3.7 se muestran el valor de las variables de diseño luego de realizar una serie de simulaciones con derivación, se puede observar que el ancho de gap es más amplio en comparación con el primer diseño, ahora tiene un valor de 1 mm, pero aún podría ocasionar dificultad al momento de la fabricación pues las puntas de la máquina CNC comerciales a nivel nacional tienen un grosor de 1.5 mm; en la Figura 3.19 se puede visualizar el parche ya optimizado.

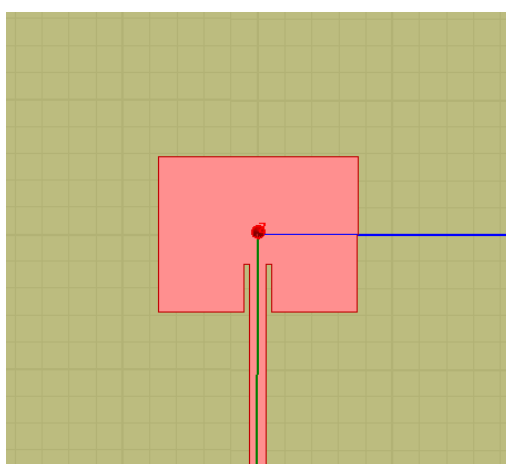


Figura 3.19. Parche alimentado con inserción resonante a 2,44 GHz.

Tabla 3.7.  
Parámetros optimizados del parche alimentado por inserción.

Parámetro	Variable	Valor	Unidad
Sustrato	FR-4 Epoxy	-	-
Espesor del sustrato	$H$	1.6	mm
Frecuencia de operación	$f$	2,44	GHz
Ancho del parche	$W$	37	mm
Longitud del parche	$L$	29	mm
Inserción	$F_i$	9	mm
Ancho de alimentación	$W_f$	3	mm
Longitud de alimentación	$L_f$	30.73	mm
Gap	$g$	1	mm
Impedancia de entrada	$Z_0$	50	$\Omega$

Fuente: (Autor).

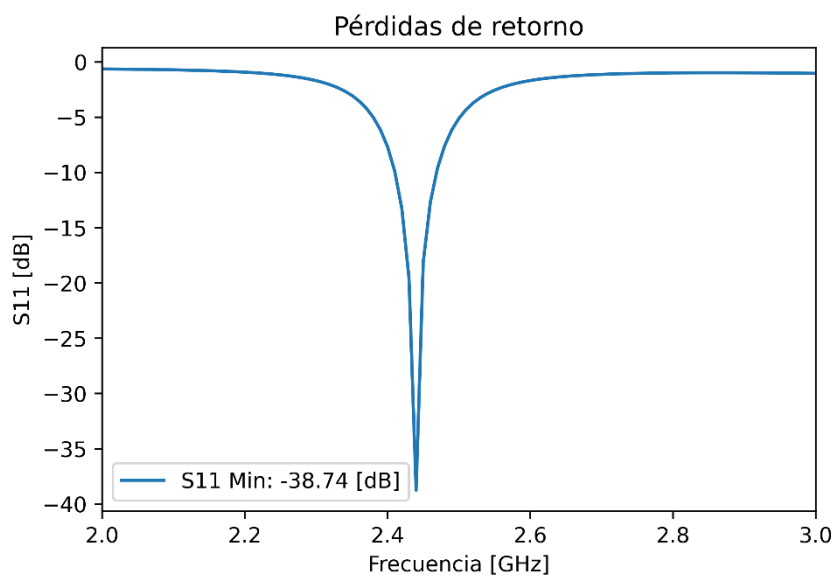


Figura 3.20. Parámetro  $S_{11}$  del parche alimentado por inserción resonante a 2,44 GHz.



En cuanto a eficiencia, la antena con inserción presenta mejores resultados que el parche alimentado con línea microstrip en el borde, como se visualiza en la Figura 3.20 el parámetro  $S_{11}$  tiene un valor mínimo de -38,74 dB a una frecuencia de 2,44 GHz, pero como se mencionó anteriormente el gap en la inserción dificulta la fabricación, por tal motivo se decidió escoger el parche alimentado por adaptación de impedancias mediante un adaptador lambda cuartos para la conformación de la agrupación de antenas.

### **3.4. Conformación de la agrupación de antenas planares a 2,44 GHz**

Con la finalidad de superar el valor de ganancia y directividad de las antenas de referencia del prototipo SAR-MIT, se requiere conformar una agrupación de antenas partiendo de la antena parche base seleccionada en el apartado 3.3. El aumento del número de elementos se realiza de forma progresiva en un factor de dos a medida que se avanza en el diseño, hasta conseguir un array de antenas que supere las características del elemento radiante de referencia. Se estima que al duplicar el número de antenas la directividad aumente alrededor de 3 dB.

#### **3.4.1. Agrupación de antenas parche de 1×2 elementos**

A partir del parche base se diseña inicialmente un array de dos elementos, para ello, será necesario conformar una red de alimentación con una estructura en paralelo como se indicó en los requerimientos de diseño. Como se observa en la Figura 3.21, se requiere de una estructura similar a una ‘T’ para de esta forma comunicar las dos antenas, esta estructura se denomina divisor de potencia en T o T-Junction, encargado de dividir la potencia presente en su línea principal a cada una de sus líneas secundarias, esta división es equitativa, es decir, la potencia teóricamente se divide en 2 o lo que es igual a tener una reducción de potencia en -3 dB en cada brazo.

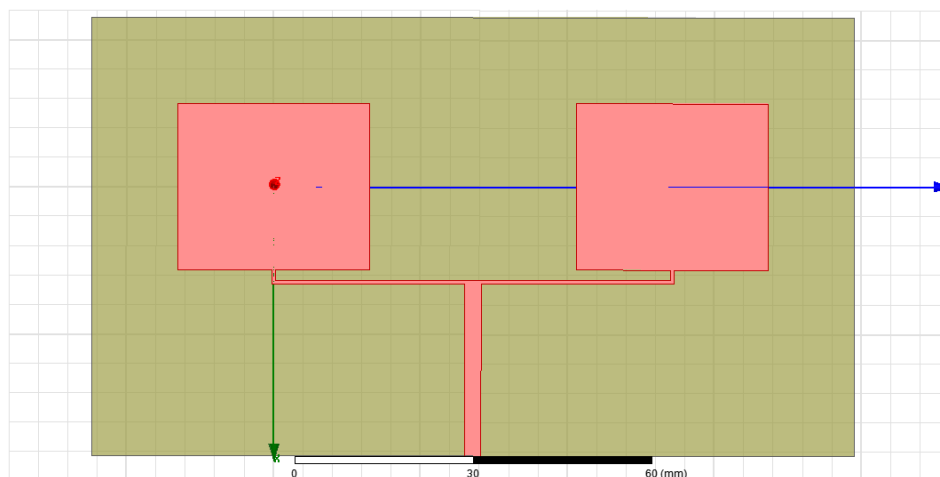


Figura 3.21. Dibujo 3D de la agrupación de antenas de 1x2 elementos.

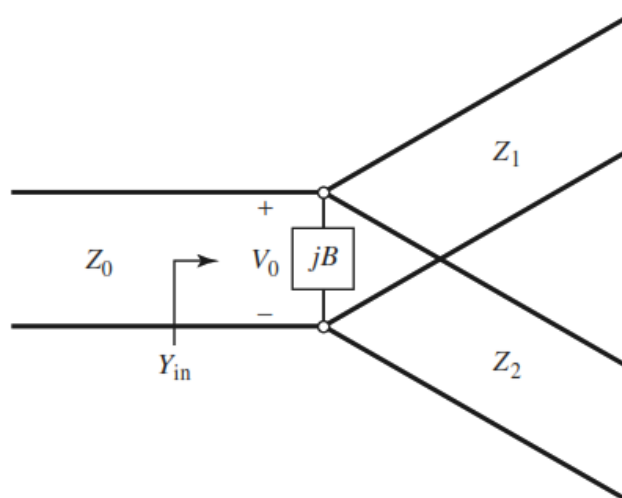


Figura 3.22. Circuito equivalente de divisor T-junction.

Fuente: (David Pozar, 2011)

La Figura 3.22 representa el circuito equivalente de un divisor de potencia de tres puertos, la discontinuidad que hay en la unión de las tres líneas generan modos de radiación de orden superior que causa un cierto almacenamiento de energía, este fenómeno puede ser modelado como una susceptancia acumulada que se denota en el gráfico como ' $jB$ '; para que el divisor corresponda a una impedancia de entrada  $Z_0$  debe cumplir la expresión Ec. 3.7.

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad \text{Ec. 3.7}$$

Si asumimos que las líneas de transmisión no tienen pérdidas, tendríamos únicamente una impedancia real, por lo tanto, la susceptancia  $B$  será igual a 0. Obteniendo una impedancia real como se muestra en Ec. 3.8.

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad \text{Ec. 3.8}$$

Para que la potencia entrante por la línea principal se divida equitativamente por los puertos secundarios debe haber una reducción de 3 dB, por lo tanto,  $Z_1$  y  $Z_2$  deben ser iguales como se expresa en Ec. 3.9.

$$Z_1 = Z_2 = 2Z_0 \quad \text{Ec. 3.9}$$

En este caso se trabajará con una impedancia de entrada  $Z_0$  de 50  $\Omega$ , sustituyendo el valor en Ec. 3.9 se obtiene un valor de impedancia de 100  $\Omega$  para las líneas secundarias.

Para realizar la simulación primero se obtiene el valor del ancho para las líneas de 50  $\Omega$  y 100  $\Omega$  mediante la herramienta en línea de EM Talk (EM Talk, 2011), se obtuvo 3,05 mm y 0,71 mm respectivamente. Con estos valores se dibuja el divisor T-junction y se alimenta cada línea con un puerto del tipo 'Lumped port' que cubra completamente las líneas como se muestra en la Figura 3.23.

En la Figura 3.24 se representa los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{31}$  obtenidos tras la simulación y se puede observar que  $S_{11}$  se encuentra por debajo de -10 dB, garantizando que al menos el 90% de la potencia entrante es transmitida; los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  corresponden a la cantidad de potencia proveniente del puerto 1 y transmitida por los puertos secundarios 2 y 3, para este caso, el parámetro debe ser los más cercano a -3 dB, lo cual indica que la potencia saliente es la mitad

de la potencia que entró por el puerto 1. En la Tabla 3.8 se detalla los valores exactos de los parámetros S.

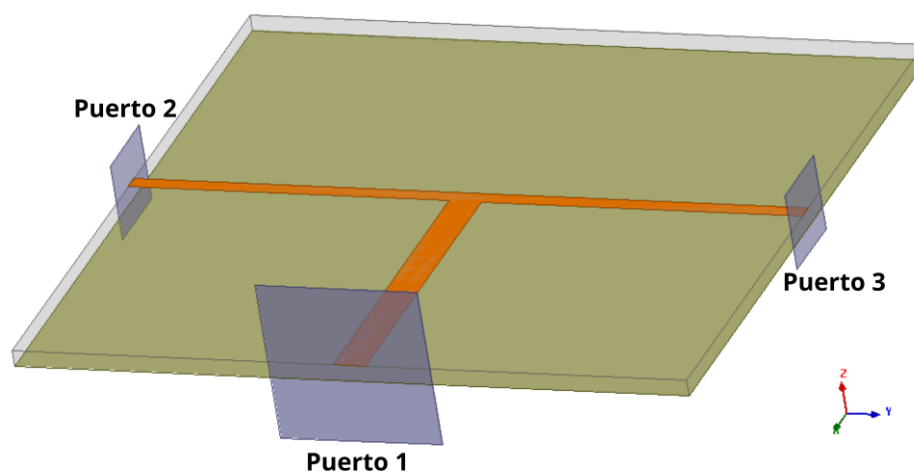


Figura 3.23. Divisor de tres puertos T-Junction.

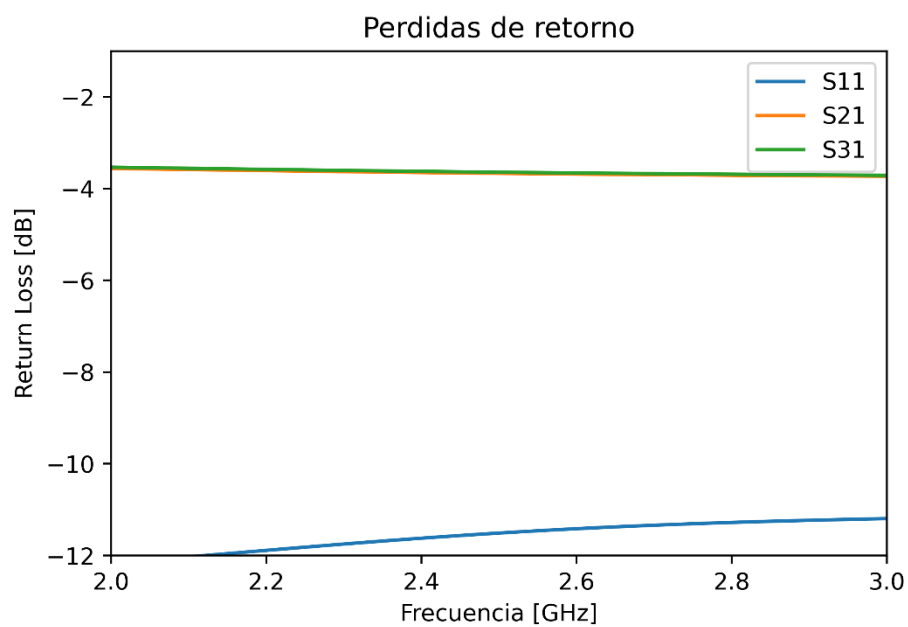


Figura 3.24. Representación de  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{31}$  para el diseño del divisor T-Junction.

Tabla 3.8.  
Parámetros  $S$  del divisor de potencia en  $T$  a 2.44 GHz

<b>Coficiente</b>	<b>Valor en <math>f = 2.44</math> GHz</b>
$S_{11}$	-11,5967 dB
$S_{21}$	-3,6576 dB
$S_{31}$	-3,620 dB

Tabla 3.9.  
Parámetros de diseño de la agrupación  $1 \times 2$  optimizada.

<b>Parámetro</b>	<b>Variable</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidad</b>
Sustrato	FR-4 Epoxy	-	-
Espesor del sustrato	$H$	1,6	mm
Longitud de onda	$\lambda$	58,615	mm
Frecuencia de operación	$f$	2,44	GHz
Ancho del parche	$W$	32,674	mm
Longitud del parche	$L$	28,2864	mm
Ancho de alimentación	$W_f$	0,5345	mm
Longitud de alimentación	$L_f$	1,8	mm
Línea de 50 Ohm	$W_{50}$	2,7530	mm
Impedancia de entrada	$Z_0$	50	$\Omega$

*Nota:* Las líneas secundarias del divisor de potencia T-Junction tienen un ancho igual a la línea de alimentación del parche  $W_f$ .

En la simulación inicial se utilizó parches microstrip con las dimensiones detalladas en la Tabla 3.5 del apartado 3.3.1 y el divisor de potencia previamente diseñado. Para mejorar la eficiencia de esta agrupación fue necesario realizar varias simulaciones con derivación y ajustar

las variables hasta lograr un diseño con bajas pérdidas. En la Tabla 3.9 se detalla el valor de las variables de diseño luego de realizar el proceso de optimización.

En la Tabla 3.10 se muestra un resumen de los resultados de la agrupación 1x2. El valor de sus parámetros de antena indica una gran eficiencia a la frecuencia de 2,44 GHz, además la ganancia y la directividad ya superan a los valores presentados por las antenas tipo bocina utilizadas en el prototipo del MIT.

Tabla 3.10.  
*Parámetros de funcionamiento de la agrupación de 1x2 elementos.*

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidad</b>
Numero elementos	2	-
Frecuencia	2,44	GHz
S <sub>11</sub>	-43,3878	dB
VSWR	0,1177	dB
Impedancia	50,64	$\Omega$
Ganancia	5,70	dBi
Directividad	8,78	dBi

*Nota:* La ganancia y la directividad de la antena se encuentran expresado en dBi que son las unidades en que presentan los resultados la herramienta CAD.

### **3.4.2. Agrupación de antenas parche de 2x2 elementos**

Para este diseño se vuelve a duplicar el número de elementos obteniendo un array de 2x2 como se visualiza en la Figura 3.25, además, fue necesario utilizar dos divisores de potencia de tres puertos para alimentar cada uno a dos parches del array.

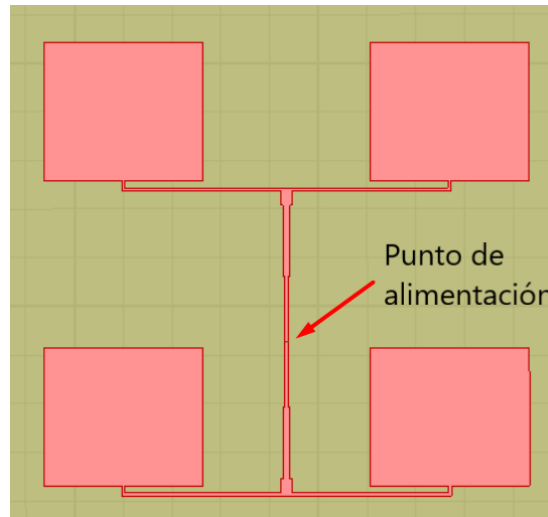


Figura 3.25. Agrupación de antenas de 2x2 elementos.

Se utilizó un Lumped Port de  $50 \Omega$  como alimentación principal de la agrupación, mismo que está ubicado en el centro del segmento principal de la red de alimentación como se indica en la Figura 3.25. El segmento principal y la fuente de alimentación hacen las veces de un divisor de potencia de tres puertos, en base al análisis realizado en el diseño de la agrupación 1x2 si la fuente tiene una impedancia característica de  $50 \Omega$ , la línea microstrip del segmento central tendrá una impedancia de  $100 \Omega$ .

Para acoplar la línea central de la red, al puerto principal de la unión en T que alimenta a los parches, se requiere un adaptador lambda cuartos como se muestra en Figura 3.26; mediante la ecuación 3.1 se calcula la impedancia característica del adaptador lambda cuartos, obteniendo  $70,71 \Omega$  que equivale a un ancho de línea de  $1,61 \text{ mm}$ .

Una vez obtenidos los valores se proceda a la simulación en la herramienta CAD, al igual que en los diseños anteriores se efectuó varias simulaciones con derivación para ir ajustando las variables hasta lograr una buena eficiencia de la antena. En la Tabla 3.12 se detalla los valores de cada variable de la agrupación de cuatro elementos luego de realizar el proceso de optimización.

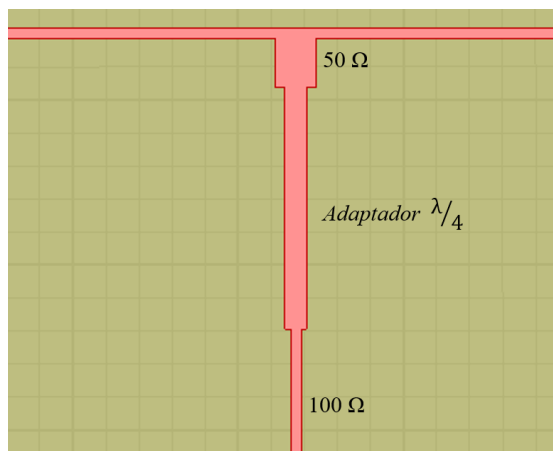


Figura 3.26. Adaptador  $\lambda/4$  de 100  $\Omega$  a 50  $\Omega$ .

En la Tabla 3.11 se muestra un resumen de los resultados de la agrupación 2x2 que resuena a 2,44 GHz y como era de esperarse su directividad es mayor en comparación al prototipo de dos elementos, ya que entre más elementos tenga la agrupación, mayor será su directividad.

Tabla 3.11.

*Parámetros de la agrupación de cuatro elementos.*

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidad</b>
Numero elementos	4	-
Frecuencia	2,44	GHz
$S_{11}$	-36,14	dB
VSWR	0,2709	dB
Impedancia in	51	$\Omega$
Ganancia	7,4619	dBi
Directividad	9,78	dBi



Tabla 3.12.  
Parámetros de diseño de la agrupación 2x2.

Parámetro	Variable	Valor	Unidad
Sustrato	FR-4 Epoxy	-	-
Espesor del sustrato	$H$	1,6	mm
Longitud de onda	$\lambda$	58,615	mm
Frecuencia de operación	$f$	2,44	GHz
Ancho del parche	$W$	32,674	mm
Longitud del parche	$L$	28,3992	mm
Ancho de alimentación	$W_f$	0,6467	mm
Longitud de alimentación	$L_f$	1,458	mm
Línea de 50 Ohm	$W_{50}$	2,4777	mm
Ancho del adaptador $\lambda/4$	$W_{\text{adap}}$	1,3130	mm
Longitud del adaptador	$L_{\text{adap}}$	$\lambda/4$	mm
Impedancia de entrada	$Z_0$	50	$\Omega$

*Nota:* Las líneas secundarias de los divisores T-Junction y el segmento central de la red tienen un ancho igual a la línea de alimentación del parche  $W_f$ .

### 3.4.3. Agrupación de antenas parche de 2x4 elementos

En la Figura 3.27 se puede visualizar la estructura de la agrupación de 2x4 elementos que será implementada al prototipo de radar SAR. Como se observa está constituido de dos agrupaciones de 2x2 señaladas con color rojo, las cuales se conectan mediante una red de alimentación central indicada con azul.

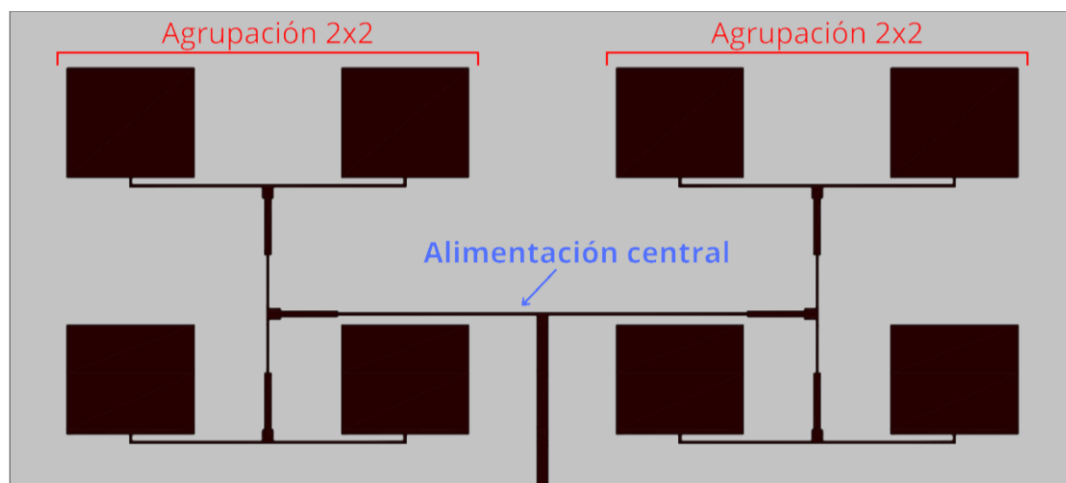


Figura 3.27. Agrupación de 2x4 elementos.

Como se visualiza en la Figura 3.28, la red está compuesta por tres divisores de potencia T-Junction de -3 dB resaltados con azul y dos adaptadores de impedancia lambda cuartos de  $100\ \Omega$  a  $50\ \Omega$  indicados mediante la flecha verde. El proceso para calcular dimensiones del adaptador de impedancias se detalló en el apartado 3.3.1 y el diseño de los divisores de potencia se realizó en la sección 3.4.1.

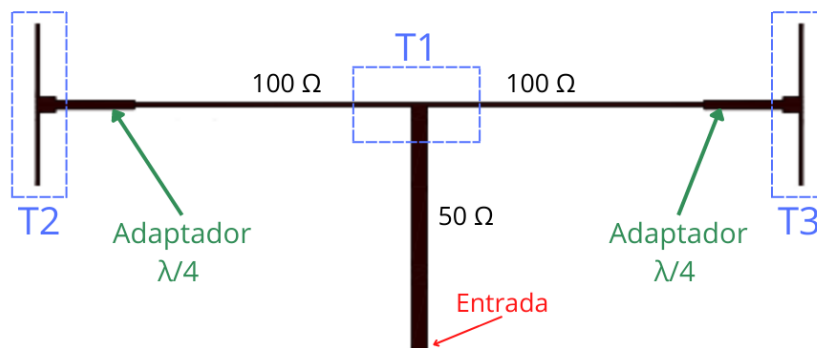


Figura 3.28. Red de alimentación central de la agrupación de 2x4 elementos.

Para el diseño de la red de alimentación se debe partir desde la entrada, como se indicó inicialmente las antenas del prototipo SAR serán alimentadas a través de cables SMA tipo macho de  $50\ \Omega$ , por lo tanto, las antenas deben contar con pines SMA de borde tipo hembra, es por esta razón que se coloca en la entrada la línea de  $50\ \Omega$  para lograr un perfecto acople con dicho pin; en

su parte superior se comunica con a una línea microstrip de  $100 \Omega$ , generando así la primera unión en T que divide la potencia entrante en dos.

Posterior a esto se coloca el adaptador lambda cuartos para acoplar la impedancia de  $100 \Omega$  a la impedancia de  $50 \Omega$  que corresponde a la línea entrante de los divisores de potencia T-Junction laterales (T2 y T3). La red de alimentación permite distribuir equitativamente la potencia entrante a cada uno de los parches microstrip para que estos radien en fase, generando así un único diagrama de radiación.

Con las dimensiones calculadas se procede a realizar la simulación mediante la herramienta CAD, al igual que en los anteriores diseños se efectuó una serie de simulaciones con derivación para ajustar las variables y lograr los parámetros de eficiencia requeridos.

Además, se procuró que el valor de las variables tenga máximo un decimal con la finalidad de facilitar el proceso de fabricación mediante la máquina CNC, en la Tabla 3.13 se detalla el valor de cada variable utilizado en el diseño final.

En base a las dimensiones presentadas en la Tabla 3.13 se realiza el análisis electromagnético mediante el simulador; en la Figura 3.29 se presenta la respuesta en frecuencia del parámetro  $S_{11}$  en el espectro de 1,8 a 3 GHz, teniendo su mínimo de -36,02 dB en la frecuencia de corte ( $f_c$ ) de 2,44 GHz, superando con creces el umbral de -10 dB lo que indica un buen acople entre la fuente de alimentación y la entrada de la agrupación de antenas.

Tabla 3.13.  
Parámetros de diseño de la agrupación de 2x4 elementos.

Parámetro	Variable	Valor	Unidad
Sustrato	FR-4 Epoxy	-	-
Espesor del sustrato	$H$	1,6	mm
Longitud de onda	$\lambda$	58.615	mm
Frecuencia de operación	$f$	2,44	GHz
Ancho del parche	$W$	32,8	mm
Longitud del parche	$L$	28,2	mm
Ancho de alimentación	$W_f$	0,6	mm
Longitud de alimentación	$L_f$	1,8	mm
Línea de 50 Ohm	$W_{50}$	2,8	mm
Ancho del adaptador	$W_{adap}$	1,6	mm
Longitud del adaptador	$L_{adap}$	$\lambda/4$	mm
Impedancia de entrada	$Z_0$	50	$\Omega$

Nota: Las líneas secundarias de los divisores T-Junction tienen un ancho igual a la línea de alimentación del parche  $W_f$ .

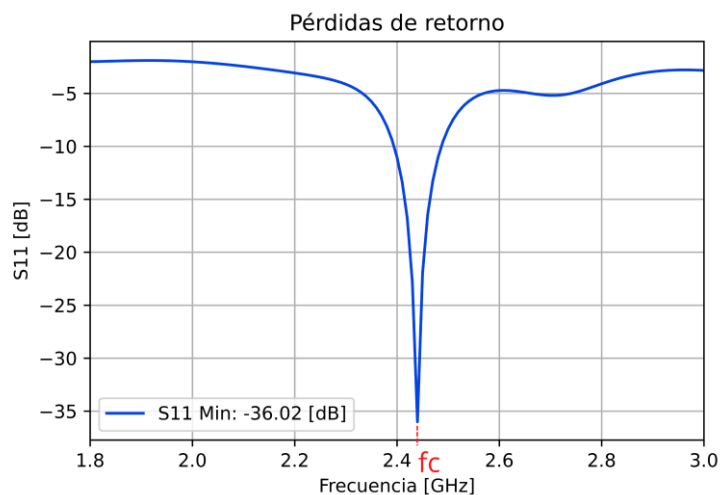


Figura 3.29. Parámetro S de la agrupación de 2x4 elementos.



Figura 3.30. VSWR de la agrupación de antenas 2x4.

Como se indicó en el apartado 2.3.2.2, la ROE es un parámetro expresado en magnitud adimensional que se utiliza en antenas para cuantificar el nivel de acople entre el elemento radiante y su fuente de alimentación, se expresa mediante la relación entre el máximo y el mínimo de amplitud de la onda estacionaria. El valor ideal es 1, ya que, indica que no existe potencia reflejada, en diseño RF se toma como un VSWR adecuado, a valores menores o iguales que 2, pues, en este rango se garantiza que al menos el 90% de la potencia es entregada a la antena. En la Figura 3.30 se observa la gráfica de la ROE para la agrupación de 2x4 elementos, mismo que tiene su mínimo en la frecuencia de 2,44 GHz igual a 1,04 indicando una pérdida de aproximadamente del 2% o menos.

El valor de impedancia de entrada de la antena ( $Z_A$ ) que se requiere alcanzar en 2,44 GHz es de:  $Z_A = 50 + j0 \Omega$ , con la finalidad de tener un buen acople con el pin de alimentación que posee de fábrica dicho valor de impedancia, un buen acople garantiza que las ondas reflejadas sean mínimas y por tanto se logre la máxima transferencia de potencia. Tras realizar el proceso de optimización se logró obtener  $50,209 \Omega$  en la parte real ( $R_A$ ) y  $-1,57 \Omega$  en la parte imaginaria ( $X_A$ ), el valor de reactancia es muy cercano a  $0 \Omega$  lo cual indica que se tiene una pérdida mínima en la

entrada. En la Figura 3.31 se muestra la gráfica de las componentes de la impedancia de entrada de la agrupación de 2x4 elementos en el espectro de 2,4 a 2,5 GHz, en color azul se tiene la resistencia y en rojo la reactancia.

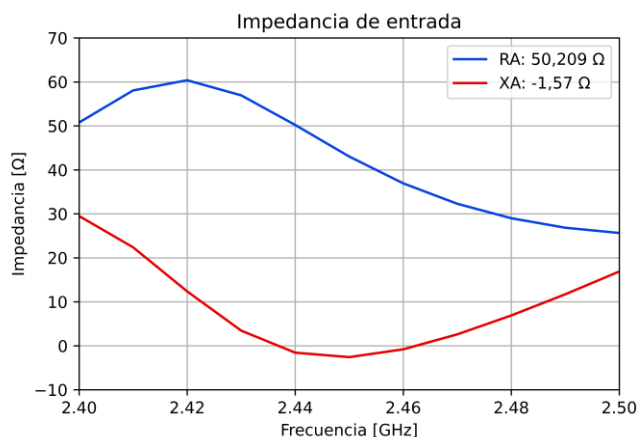


Figura 3.31. Impedancia de entrada de la agrupación de 2x4 elementos.

En la Figura 3.32 se presenta el diagrama de radiación expresado en dos cortes, uno con el ángulo phi de  $0^\circ$  graficado de color azul, y el otro de línea roja referente a un ángulo phi de  $90^\circ$ .

En el corte de phi  $90^\circ$  podemos distinguir la presencia de un lóbulo principal y dos secundarios a cada lado del lóbulo central, el principal se lo conoce como máximo absoluto y el secundario como máximo relativo, la relación entre estos dos debe ser lo más grande posible para obtener una antena muy directiva. La agrupación de 2x4 tiene su máximo absoluto a 7,26 dB y el máximo relativo a -5,06 dB teniendo una diferencia entre estos de 13,02 dB lo que indica una gran directividad.

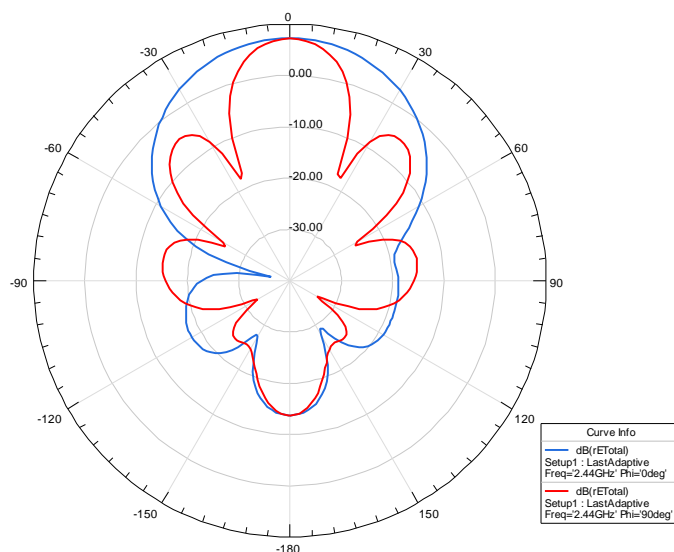


Figura 3.32. Diagrama de radiación en 2D de la agrupación de 2x4 elementos.

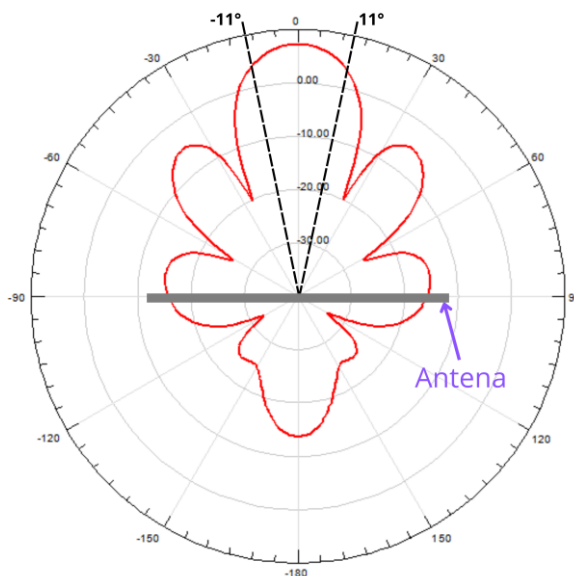


Figura 3.33. Ancho de haz de media potencia de la agrupación de 2x4, igual a 22°.

Mediante la Figura 3.33 se pretende mostrar una vista superior de la agrupación de antenas, representada con el rectángulo gris en la imagen, superpuesta del corte en Phi 90° del diagrama de radiación; además, se indica el ancho de haz de 3 dB<sup>10</sup> que tiene una amplitud de 22°

<sup>10</sup> Se conoce como ancho de haz de 3dB puesto que el ángulo es medido en el punto donde la potencia máxima se reduce a la mitad.

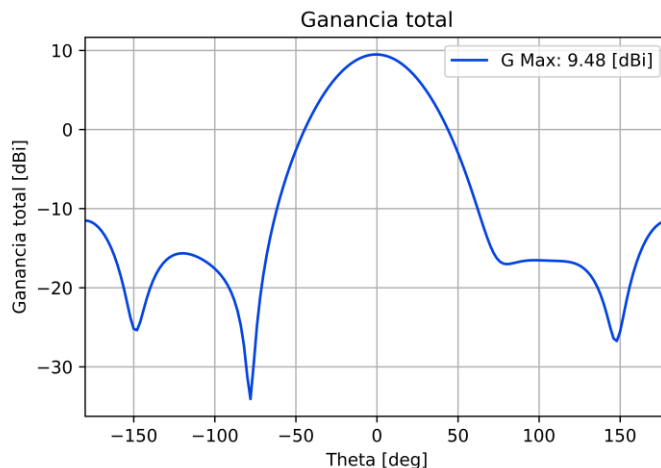


Figura 3.34. Ganancia de la agrupación de 2x4 elementos.

La ganancia de la antena tipo bocina del prototipo SAR-MIT es 6,3 dBi, valor ampliamente superado por el diseño propuesto en el presente trabajo de titulación, como se observa en la Figura 3.34 la ganancia pico se encuentra en la dirección Theta 0 ° y tiene un valor de 9,48 dBi.

Cabe aclarar que en las notas técnicas del software de simulación electromagnética se plasma la fórmula utilizada para el cálculo de la ganancia pico, descrita en Ec. 3.10; donde,  $U$  es la intensidad de radiación en vatios por estereorradián<sup>11</sup> en una dirección específica,  $P_{acc}$  es la potencia total aceptada por la antena en vatios, el factor de  $4\pi$  indica que la ganancia expresada esta referida a un radiador isotrópico<sup>12</sup>, por lo tanto, los valores de potencia obtenidos de la herramienta CAD son expresados en dBi.

$$gain = 4\pi \frac{U}{P_{acc}} \quad \text{Ec. 3.10}$$

<sup>11</sup> El estereorradián es una unidad derivada del SI utilizada para medir ángulos sólidos, es la equivalencia del radian en tres dimensiones.

<sup>12</sup> Radiación en todas las direcciones por igual, geoméricamente como el volumen de una esfera: = —



De igual forma sucede para el caso de la directividad, su ecuación se muestre en Ec. 3.11, donde también se tiene el factor de  $4\pi$  que indica la referencia con la antena isotrópica, motivo por el cual, su valor se expresa en dBi.

$$directivity = 4\pi \frac{U}{P_{rad}} \quad Ec. 3.11$$

La Figura 3.35 muestra la directividad de la antena en 2D con un corte en Phi  $0^\circ$ , su valor pico es de 13,73 dBi y se encuentra en la dirección Theta  $0^\circ$ , dicho valor supera los 7,2 dBi de la antena tipo bocina del prototipo SAR-MIT.

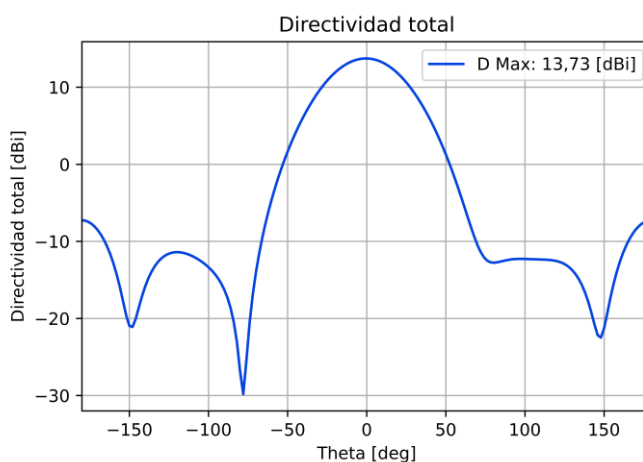


Figura 3.35. Directividad de la agrupación de 2x4 elementos.

Otro factor relevante para tomar en cuenta es el ancho de banda en el cual opera la agrupación de antenas, como se indicó en el apartado 2.3.2.3 el AB referente a las pérdidas de retorno de una antena se calcula a una potencia de -10 dB mediante la Ec. 2.22. En la Figura 3.36 se pueden visualizar: el valor de la frecuencia superior ( $f_s = 2,4870$  GHz), frecuencia central o de corte ( $f_c = 2,44$  GHz), e inferior ( $f_i = 2,3939$  GHz), que servirán para realizar el cálculo mostrado en Ec. 3.12 obteniendo 3,82 %.

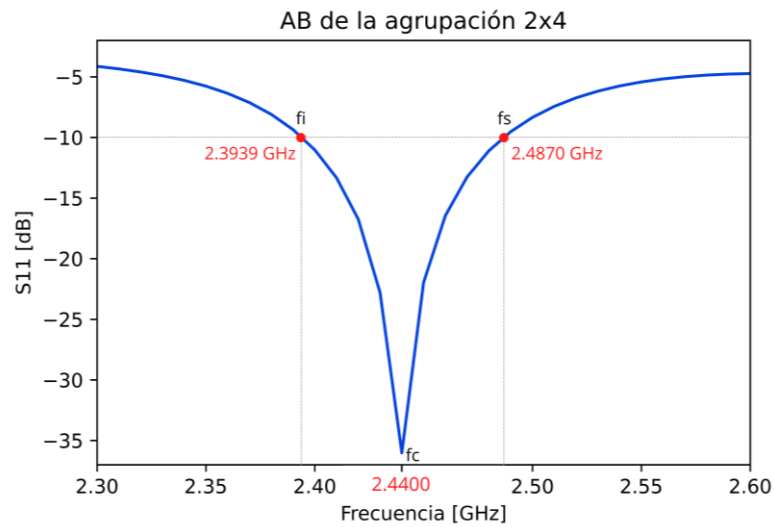


Figura 3.36. Ancho de banda de la agrupación 2x4.

$$BW = \frac{2,48 \text{ GHz} - 2,39 \text{ GHz}}{2,44 \text{ GHz}} \times 100 \% = 3,82\% \quad \text{Ec. 3.12}$$

Resolviendo la expresión Ec. 3.13 se puede obtener el ancho de banda en términos de frecuencia, siendo 93,1 MHz para la agrupación de antenas de 2x4 elementos.

$$BW = f_s - f_i = 2,4870 \text{ GHz} - 2,3939 \text{ GHz} = 93,1 \text{ MHz} \quad \text{Ec. 3.13}$$

En la Tabla 3.14 se muestra un resumen de los parámetros de radiación de la agrupación de 2x4 elementos, estos valores denotan una antena directiva con alta ganancia como lo requiere un radar de apertura sintética; además, su frecuencia central es 2,44 GHz como se especificaba en los requerimientos de diseño.

Tabla 3.14.  
Parámetros de la agrupación de 8 elementos.

Parámetro	Valor	Unidad
Numero elementos	8	-
Frecuencia	2,44	GHz
$S_{11}$	-36,02	dB
VSWR	1,04	adimensional
Impedancia in	50,209	$\Omega$
Ganancia	9,48	dBi
Directividad	13,73	dBi
Ancho de banda	93,1	MHz

*Nota:* La ganancia y la directividad de la antena se encuentran expresado en dBi para poderlos compara con los parámetros de las antenas tipo bocina.

### 3.5. Comparación entre la antena de referencia tipo bocina y la agrupación de 2x4 elementos.

En este apartado se realiza una comparación entre los principales parámetros de la antena tipo bocina utilizada en el prototipo SAR-MIT y la agrupación de antenas tipo parche de 2x4 elementos, que se utilizará como sistema radiante en el prototipo SAR a implementar posteriormente en este trabajo de titulación, cabe recalcar que los parámetros de la agrupación diseñada deben superar los valores presentados por la antena de referencia.

Esta comparación se realiza en base a los resultados obtenidos de la simulación de la agrupación de antenas de 2x4 elementos efectuada mediante la herramienta CAD y los valores presentados en el análisis del prototipo SAR-MIT plasmado en (G. Charvat et al., 2011).

La comparación de las antenas se presenta mediante la Tabla 3.15 donde se puede evidenciar mediante el parámetro  $S_{11}$ , que la agrupación tipo parche presenta un mejor acople de impedancias entre la fuente y la antena, justamente a la frecuencia de 2,44 GHz a la cual opera el radar. Además, el valor de la ganancia es superior lo que garantiza una buena sensibilidad de la antena al momento de detectar las señales entrantes al radar. La antena tipo bocina genera muchas pérdidas debido a que el acople de impedancias no es el adecuado, su punto fuerte es el ancho banda el cual es superior con referencia al AB del array microstrip, esto era de esperarse pues las agrupaciones de antenas microstrip tienden a ser antenas resonantes, es decir tienen su frecuencia de corte muy marcada, lo que conlleva a un ancho de banda estrecho.

Tabla 3.15  
 Tabla comparativa entre antena tipo bocina del SAR-MIT y la agrupación de antenas de 2x4 elementos.

<b>Parámetro</b>	<b>Antena del SAR-MIT</b>	<b>Agrupación de 2x4</b>	<b>Unidad</b>
$S_{11}$	-15,7	-36,02	dB
ROE	1,39	1,04	Adimensional
Frecuencia de resonancia	2,44	2,44	GHz
Ganancia	7,2	9,48	dBi
Directividad	9,1	13,73	dBi
Impedancia de entrada	55	50,2	$\Omega$
Ancho de banda	100	93,1	MHz

*Nota:* Los valores de los parámetros de la agrupación de antenas microstrip fueron obtenidos de los resultados del simulador electromagnético, por tanto, puede variar con los valores medidos del prototipo fabricado. Fuente: (Autor).

## CAPÍTULO IV

### 4. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO SAR

En esta sección se indica el proceso de construcción e implementación del prototipo SAR, partiendo de una breve descripción de las secciones que conforman el radar, para ello, se utiliza el diagrama de bloques presentado en la Figura 4.1, basado en la información que se detalla en las notas de clase del curso abierto del MIT, “Build a small radar system capable of sensing range, doppler, and syntetic aperture radar imaging”, luego se indica el método utilizado para la fabricación del sistema radiante, el cual consta de dos agrupaciones de antenas planares de 2x4 elementos, basadas en el prototipo diseñado en el capítulo anterior. Además, se detalla la construcción del riel que permite generar la apertura sintética que requiere un radar de este estilo y permite efectuar posteriormente las pruebas de funcionamiento del sistema en conjunto.

A continuación, se describirá cada una de las partes que conforma el radar de apertura sintética.

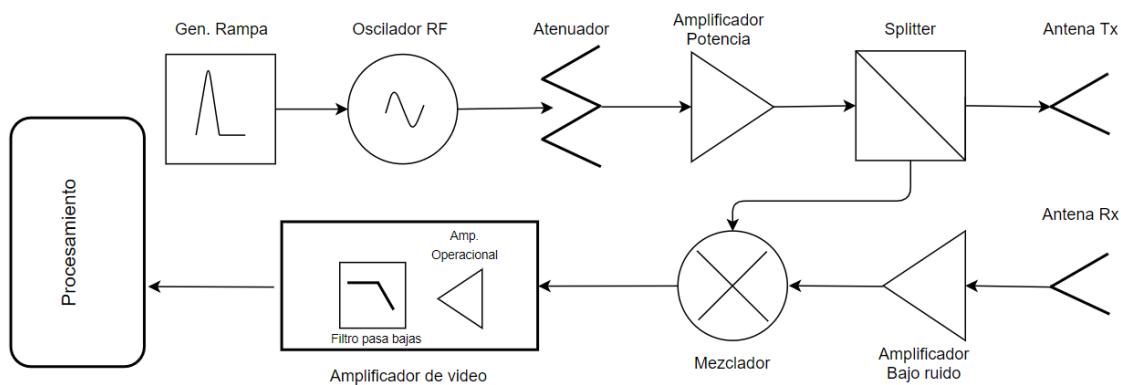


Figura 4.1. Diagrama de bloques del prototipo SAR a implementar.

Adaptado de: (G. L. Charvat, 2012)

#### 4.1. Circuito de radio frecuencia (RF)

El circuito RF se conectó según la parte resaltada en celeste del diagrama de bloques mostrado en la Figura 4.2; todos los componentes utilizados y el proceso de construcción del circuito RF se detallan en el Anexo E. Este subsistema inicia su operación mediante el oscilador controlado por voltaje (VCO), denotado en el diagrama como ‘Oscilador RF’, mismo que es estimulado mediante una señal triangular de periodo ‘ $\tau = 20\text{ ms}$ ’ proveniente del generador de rampa, otro subsistema del radar que será descrito más adelante.

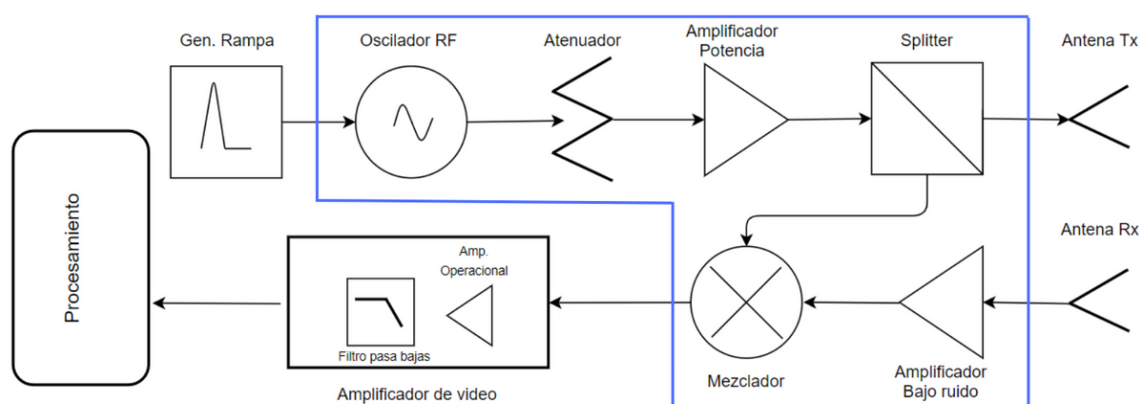


Figura 4.2. Circuito RF resaltado en el diagrama de bloques del prototipo SAR.

Adaptado de: (G. L. Charvat, 2012)

La señal triangular generada varía entre 1,53 y 4,125 V, dicha variación de voltaje causa el estímulo en el VCO quien genera una señal RF de tipo chirp o chirrido. En base a la hoja de datos del componente, se determina que el chirrido inicia en 2373,61 MHz y termina en 2550,9 MHz, dando un ancho de banda de 177,29 MHz, pero el prototipo está limitado en ancho de banda que presenta el sistema radiante que corresponde a  $AB = 88\text{ MHz}$ , valor con el cual se realiza los cálculos pertinentes. La señal chirp  $X(t)$  se describe matemáticamente según la Ec. 4.1, donde ‘ $f_0$ ’ es la frecuencia inicial y vale 2,37 GHz, ‘ $cr$ ’ es el chirp-rate y se expresa como la relación entre el ancho de banda del VCO y el tiempo de pulso equivalente a la mitad del periodo de señal triangular

$\tau p = \frac{\tau}{2} = 10 \text{ ms}$ ; en base a dichos valores el chirp-rate tendrá un valor de:  $cr = BW / \tau p = 8,8 \text{ GHz/s}$ . De manera grafica se representa en la Figura 4.3 la señal  $X(t)$  para un radar de onda continua.

$$X(t) = A \cos(2\pi f_0 t + cr\pi t^2) \quad \text{Ec. 4.1}$$

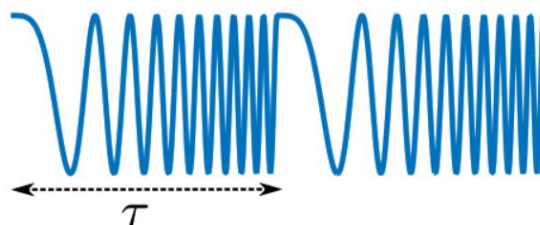


Figura 4.3. Representación de señal  $X(t)$  del tipo chirp de un radar de onda continua.

Fuente: (Prometeo, 2016)

En la Tabla 4.1 se detalla los valores de potencia de salida, ganancia o atenuación que presenta cada uno de los componentes RF y serán tomados en cuenta más adelante en el presupuesto de potencia para determinar la potencia saliente del sistema. Dichos valores de potencia fueron obtenidos de las hojas de especificaciones (Datasheet) de cada componente. Además, en la misma tabla se especifica una nomenclatura para identificar cada dispositivo RF.

Tabla 4.1. Valor de potencia de salida, ganancia o atenuación de los dispositivos RF

Dispositivo	Nomenclatura	Potencia de salida, ganancia o atenuación.
Oscilador	VCO	6 dBm
Atenuador	ATT	-3.2 dB
Amplificador de potencia	AMP	+14 dB
Splitter	SPLT	-3.2 dB
Amplificador de bajo ruido	LNA	+14 dB
Mezclador	MXR	-6 dB

Nota: Los valores de potencia fueron obtenidos de las hojas de especificaciones de cada componente.

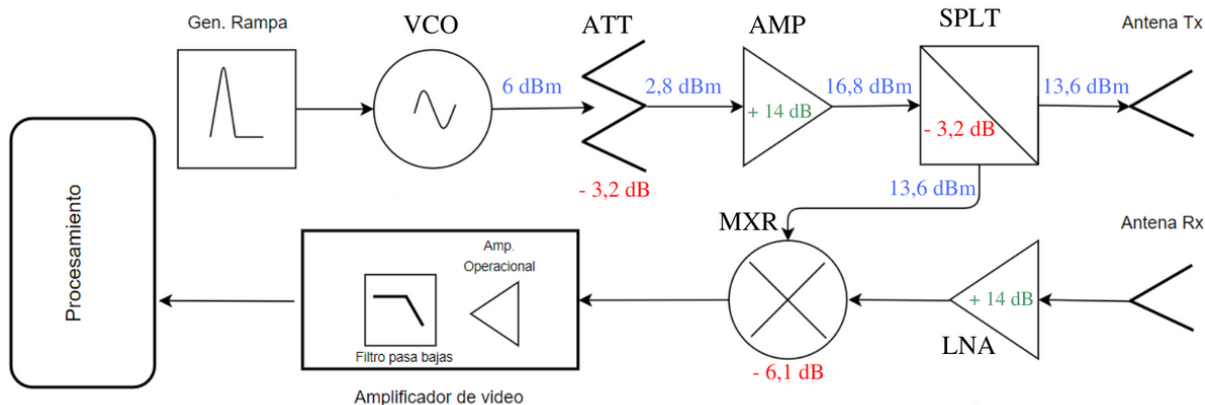


Figura 4.4. Potencias de salida, atenuación o ganancia en los dispositivos RF.

Adaptado de: (G. L. Charvat, 2012)

Como se muestra en la Figura 4.4, el VCO tiene una potencia de salida de 6 dBm que al pasar por el ATT de -3,2 dB se obtiene 2.8 dBm, el AMP le agrega 14 dB obteniendo en su salida 16.8 dBm, dicha potencia se dividirá equitativamente a través de las dos salidas del SPLT que tiene una pérdida de -3,2 dB, obteniendo así una potencia de entrada en la antena transmisora (Tx) de 13,6 dBm, misma que genera una radiación de ondas electromagnéticas que viajarán por el aire hasta encontrar un objetivo donde se reflejarán. Las señales reflejadas serán captadas por la antena receptora (Rx) que envía la señal a una etapa de amplificación dada por el LNA agregando +14 dB e incorpora una figura de ruido igual a 0,8 dB, posterior a ello, la señal entrante se combina en el MXR con una copia de la señal original proveniente de la segunda salida del SPLT, el MXR causa una atenuación de -6 dB. La señal saliente del MXR será la que ingresa al circuito de baja frecuencia, donde tendrá una etapa más de amplificación antes de pasar por el filtro pasa bajas. La etapa de entrada de la señal se analizará más adelante en el presupuesto de potencia de RF.

En este diseño el atenuador permite un acople entre el VCO y el amplificador, además, es útil para reducir la potencia lo suficiente para que a la entrada del mezclador llegue 13,6 dBm lo



que permite que el dispositivo no sufra daños, puesto que es un mezclador de nivel 13, es decir requiere una potencia nominal de 13 dBm para su correcto funcionamiento (Prometeo, 2016).

El proceso de construcción del circuito RF se detalla en el Anexo E, el resultado final se observa en la Figura 4.5.

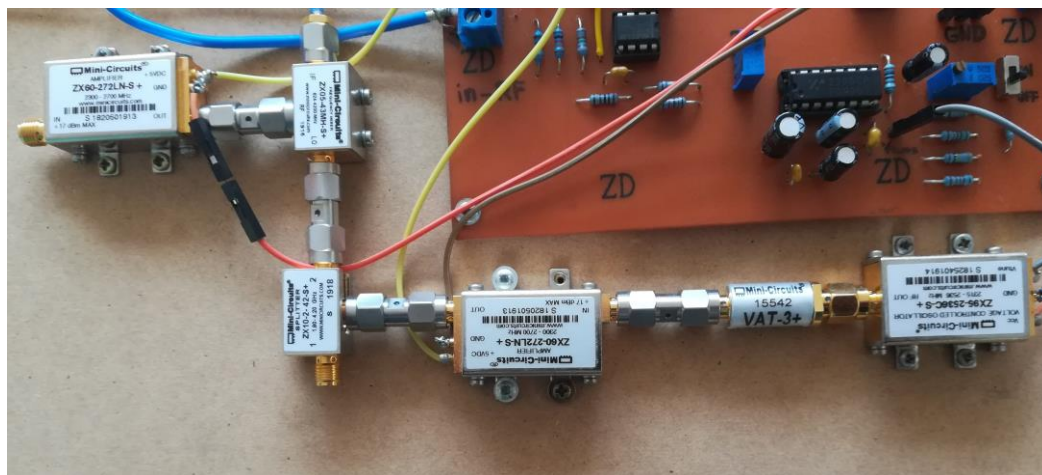


Figura 4.5. Circuito RF del prototipo SAR implementado.

## 4.2. Circuito de baja frecuencia

En la Figura 4.6 se resalta con color celeste los subsistemas que conforman el circuito de baja frecuencia, siendo estos, el generador de rampa y el amplificador de video; estos subsistemas están conformados por varios dispositivos electrónicos, su diagrama esquemático se encuentra plasmado en el Anexo E. A continuación, se realiza una descripción de manera general de cada subsistema antes nombrado.

Para alimentar el circuito de radio frecuencia es necesario incorporar una señal de voltaje modulada, en este caso se utiliza el circuito integrado XR2206 para generar una rampa triangular de duración  $\tau = 20$  ms (10 ms de subida y 10 ms bajada) que varía entre 1,53 y 4,125 voltios, dicha rampa será la señal moduladora del radar que se encarga de estimular el oscilador controlado por voltaje del circuito RF.

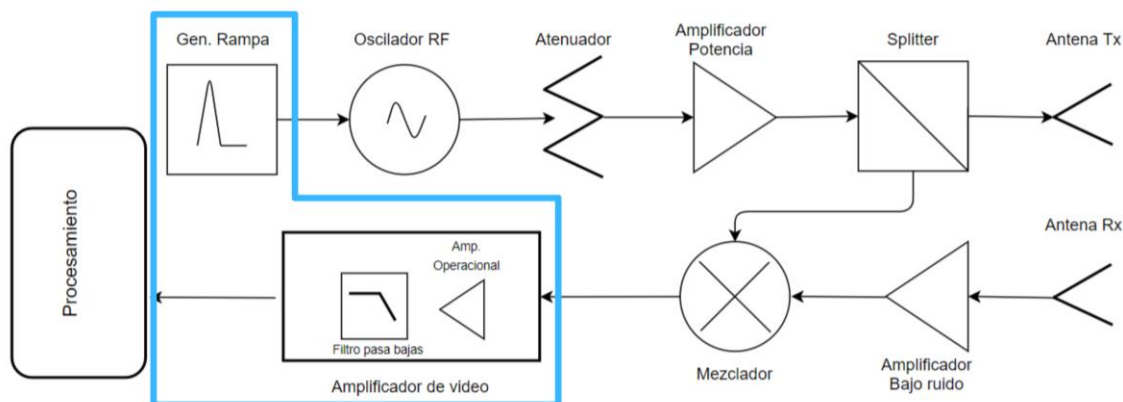


Figura 4.6. Circuito de baja frecuencia resaltado en el diagrama de bloques del prototipo SAR.

Adaptado de: (G. L. Charvat, 2012)

Se usa el pin 2 del integrado XR2206 como salida debido a que este corresponde a una señal triangular, además, se usa el pin 11 para generar una onda pulsada de sincronización que será controlada mediante un switch (identificado con 'S1' en el esquemático) que conecta y desconecta la salida de dicha señal con el canal L del plug de audio de 3,5 mm que permite la comunicación del radar con el bloque de procesamiento. Estos pulsos le permiten al script de Matlab identificar que partes de la señal de lectura serán procesadas para conformar la imagen de radar, puesto que, únicamente se toma los fragmentos de señal coincidente con el tren de pulsos; además, la interacción con el switch posibilita conocer el paso del radar a lo largo del riel logrando así la apertura sintética.

El propósito del subsistema denominado amplificador de video es reducir el ruido de la señal presente en la salida del mezclador mediante un filtro pasa bajas, cuyo ancho de banda es de 15 KHz, que permitirá únicamente el paso de las frecuencias banda base. Además, incorpora una etapa más de amplificación para obtener una señal con buenas características que será analizada en la etapa de procesamiento. La frecuencia de corte de un filtro se considera cuando la potencia

decae 3 dB, en este caso, la frecuencia de corte inferior es de  $f_m = 13,33$  Hz y su frecuencia superior de  $f_M = 14,933$  KHz (Prometeo, 2016).

Estos valores de frecuencia son utilizados para estimar teóricamente la distancia máxima y mínima que se espera alcanzar en un entorno libre, para ello se utiliza la Ec. 4.2 tomada de (Prometeo, 2016) donde  $cr$  es el chirp-rate anteriormente calculado.

$$r_{m,M} = \frac{c \times f_{m,M}}{2cr} \quad \text{Ec. 4.2}$$

Sustituyendo los valores de frecuencia antes nombrados y el valor de  $a \text{ } cr = 8,8 \frac{\text{GHz}}{\text{s}}$ , en Ec. 4.2 se obtuvo una distancia mínima igual a  $r_m = 0,22$  m y  $r_M = 254,53$  m. La distancia máxima teórica será útil para analizar el presupuesto de potencia de recepción en espacio libre.

Con la ayuda de la ecuación del radar, denotada en Ec. 4.3, se calcula teóricamente la potencia mínima  $P_{R_x}$  receptada en la entrada del radar, que corresponde al eco proveniente de un objeto reflectante situado a la máxima distancia,  $r_M$ , el cual tendrá una sección transversal RCS mínima,  $\sigma_m$ , de -20 dB, como lo plantea (Prometeo, 2016) en los parámetros iniciales para la estimación del presupuesto de potencia realizado en su análisis.

$$P_{R_x} = \frac{P_{T_x} G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r_M^4} \sigma_m \quad \text{Ec. 4.3}$$

Para realizar los cálculos, es necesario expresar todas las variables de longitud en unidades logarítmicas (dB), por tal razón, Ec. 4.3 puede reescribirse como se muestra en Ec. 4.4.

$$P_{R_x} = P_{T_x} [dBm] + 2 G [dB] + 20 \log(\lambda) [dB] + \sigma_m [dB] - \\ 30 \log(4\pi) [dB] - 40 \log(r_M) [dB] \quad \text{Ec. 4.4}$$

A continuación, se muestra el cálculo realizado para encontrar la potencia mínima de recepción. Se debe tener presente que el valor de ganancia corresponde al de la antena receptora que se obtuvo en los resultados del diseño detallado en el apartado 3.4.3 y la longitud de onda

utilizada es la correspondiente a la frecuencia de 2,44 GHz. En la Tabla 4.2 se resume los valores en dB para cada una de las variables a utilizar en el cálculo, obteniendo así:

$$P_{R_x} = 13,6 \text{ dBm} + 18,96 \text{ dB} - 18,2 \text{ dB} - 20 \text{ dB} - 32,97 \text{ dB} - 96,23 \text{ dB}.$$

$$P_{R_x} = -134,84 \text{ dBm}.$$

Tabla 4.2. Valores de los parámetros para la estimación de la potencia mínima receptada de un blanco lejano.

Parámetro	Valor
$P_{T_x} [\text{dBm}]$	13,6
$G^2 [\text{dB}]$	18,96
$\lambda^2 [\text{dB}]$	-18,2
$(4\pi)^3 [\text{dB}]$	32,97
$r_M^4 [\text{dB}]$	96,23
$\sigma_m [\text{dB}]$	-20

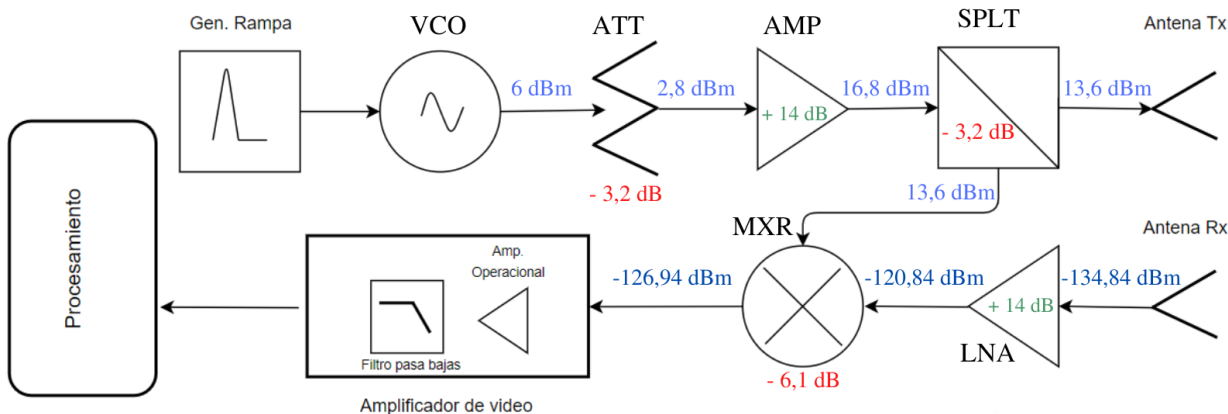


Figura 4.7. Presupuesto de potencia RF de espacio libre.

Adaptado de: (G. L. Charvat, 2012)

En la Figura 4.7 se muestra el presupuesto de potencia de RF en la etapa de recepción, la antena receptora entrega al circuito -134,84 dBm que es amplificado por el LNA que agrega 14

dB, obteniendo a la salida  $-120,84$  dBm. La señal luego de atravesar el MXR se atenúa en  $-6,1$  dB, dando así un valor de  $-126,94$  dBm en la entrada del circuito de baja frecuencia que agrega una etapa más de amplificación mediante uno de los amplificadores del integrado MAX412

El diagrama esquemático utilizado presenta un cambio importante con respecto al diagrama original debido a que actualmente en el mercado tanto ecuatoriano como a nivel mundial no existe el chip de amplificadores operacionales propuesto en el circuito del MIT, ya que no está siendo fabricado; por tal razón, se sustituyó este elemento por dos circuitos integrados MAX412 que satisfacen la necesidad del sistema.

Para alimentar el circuito se utilizó ocho pilas AA de  $1,5$  V obteniendo así el voltaje requerido ( $+12$  V) para que opere todo el circuito, además se utilizó un regulador de voltaje de  $5$  V ya que algunos de los dispositivos de radio frecuencia requerían ese valor de tensión.

La fabricación del circuito se la realizó de forma manual con el objetivo de reducir los costos de implementación, todos los materiales utilizados en la construcción del circuito electrónico se detallan en el Anexo E, el resultado final se puede visualizar en la Figura 4.8.

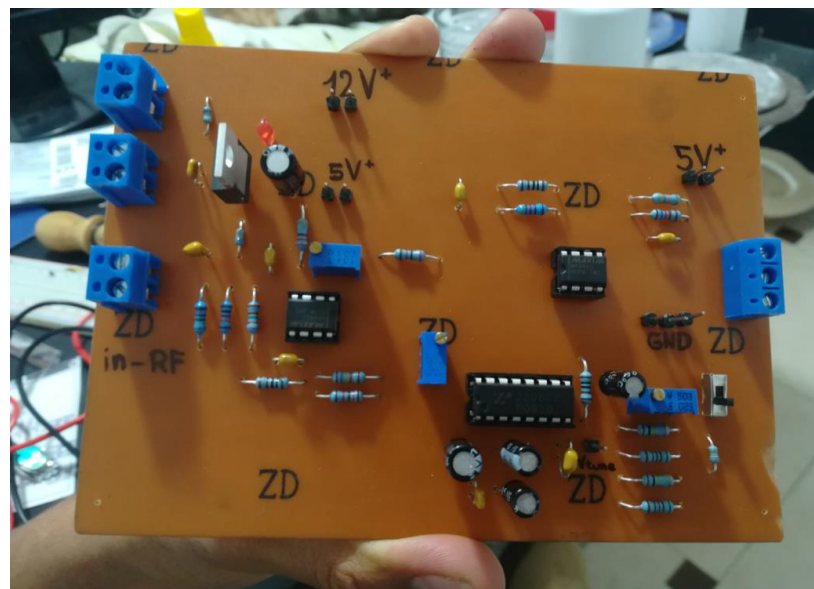


Figura 4.8. Circuito de baja frecuencia del prototipo SAR.

### 4.3. Construcción del sistema radiante del radar.

Como se indica en la Figura 4.9 resaltado con azul, el sistema radiante del prototipo SAR se conforma por una antena operante en modo transmisión y otra en modo de recepción; la fabricación de los elementos radiantes se hará en base al diseño final de la agrupación de antenas de 2x4 elementos, propuesto en el apartado 3.4.3. Según el teorema de reciprocidad una antena puede operar tanto en transmisión como en la recepción, por lo tanto, se va a fabricar dos agrupaciones de antenas de ocho elementos para sustituir las dos antenas tipo bocina propuestas en el prototipo SAR-MIT.

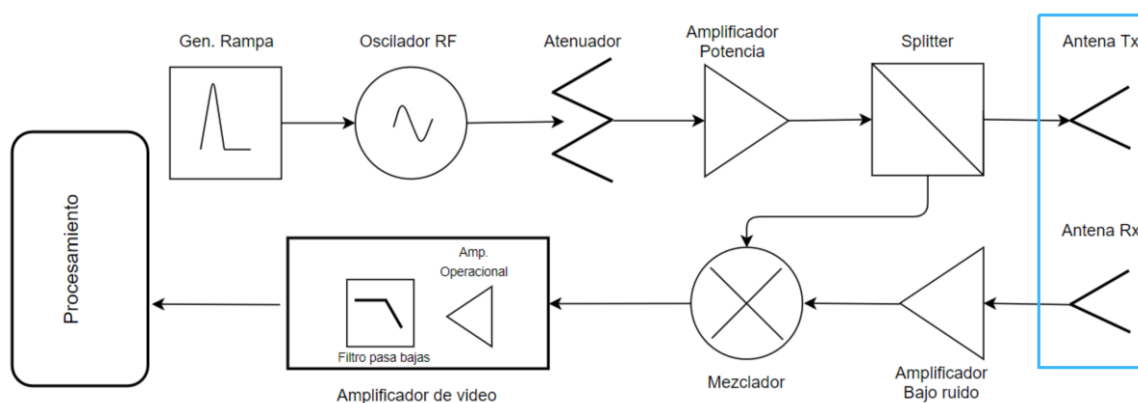
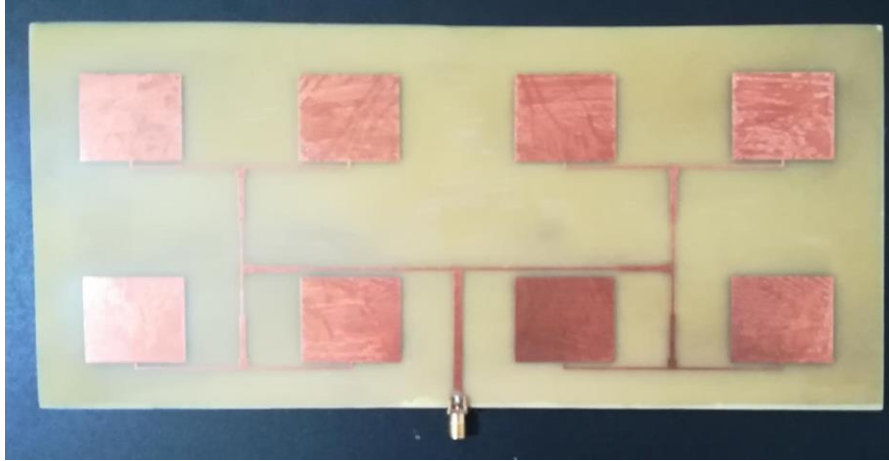


Figura 4.9. Sistema radiante resaltado en el diagrama de bloques del prototipo SAR.

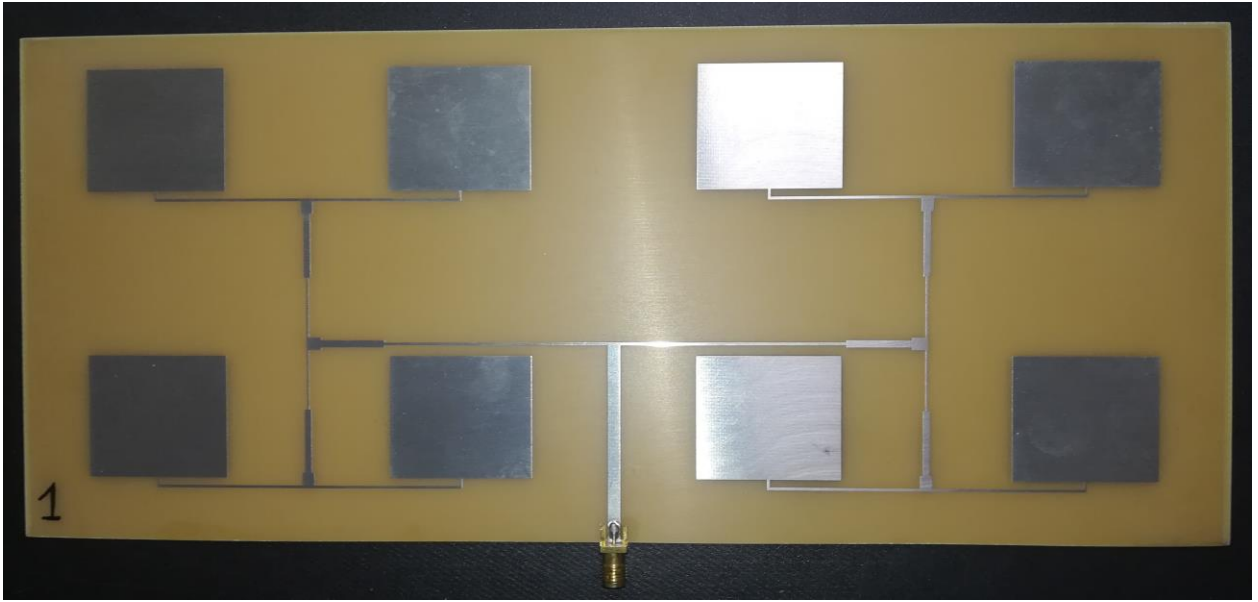
Adaptado de: (G. L. Charvat, 2012)

El proceso de manufactura se puede realizar mediante dos métodos; el primero de forma manual, donde se usa una imagen termotransferible de la agrupación microstrip para plasmarla sobre sustrato FR4 mediante la aplicación de calor y con ayuda de cloruro férrico retirar el cobre restante obteniendo la geometría del array de antenas en cobre; la segunda forma es haciendo uso de una máquina CNC la cual mediante software y un brazo mecánico retira el cobre innecesario, evidentemente este es el método más preciso.



*Figura 4.10.* Agrupación de antenas de 2x4 elementos fabricada manualmente.

Inicialmente se fabricó la agrupación mediante el método manual, el resultado se puede visualizar en la Figura 4.10, estéticamente se aprecia un diseño de buena calidad, pero al efectuar las pruebas de funcionamiento presentó grandes cambios en su resonancia con respecto al prototipo simulado. Por tal motivo se optó por la fabricación mediante CNC pese al gasto extra que esto representa; a partir del prototipo final realizado mediante la herramienta CAD se obtiene los archivos Gerber ‘.gbr’, necesario para la fabricación con CNC. Una vez obtenidos los archivos se coordinó con la empresa Smelktronik para efectuar la construcción de dos agrupaciones de antenas planares idénticas; en la Figura 4.11 se muestra la apariencia física de una de las antenas fabricadas por este método.



*Figura 4.11.* Agrupación de 2x4 elementos construida en máquina CNC.

#### **4.4. Construcción del riel para generar la apertura sintética**

Como se indicó en la sección 2.4.7, un radar de apertura sintética requiere generar un movimiento para realizar la captura de las señales reflejadas desde varios puntos a lo largo de una trayectoria, para conformar así las imágenes SAR. Es por ello, que se requiere fabricar un riel como el mostrado en la Figura 4.12, que le permita al prototipo realizar un movimiento horizontal generando así la apertura sintética.

Se calculó la distancia a la que deberían colocarse las patas de soporte, procurando que la deflexión máxima sea igual tanto en el centro del riel, como en sus extremos, para ello, se utilizó las ecuaciones Ec. 4.5, Ec. 4.6 y Ec. 4.7 obtenidas de (Almanza, 2015), quien realiza los cálculos a partir de un perfil de aluminio igual al utilizado en la implementación del prototipo SAR.

La longitud del riel está representada por  $L$ ,  $P$  es el peso del radar y  $L_2$  es la ubicación de las patas desde los extremos.



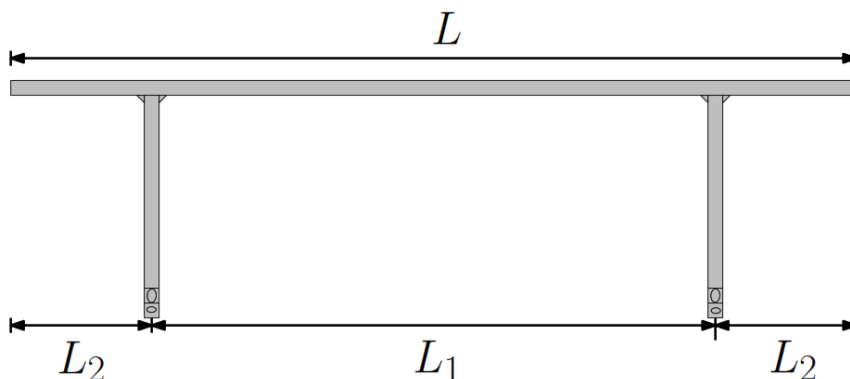


Figura 4.12. Esquema del riel para generar apertura sintética en el radar.

Adaptado de: (Almanza, 2015)

$$y = \frac{PL_1^3}{9,33 \times 10^7} \quad \text{Ec. 4.5}$$

$$y = \frac{PL_2^3}{1,46 \times 10^6} \quad \text{Ec. 4.6}$$

$$L_1 + 2L_2 = L \quad \text{Ec. 4.7}$$

Si utilizamos un perfil de aluminio de longitud  $L$  igual a 2,50 m y el peso aproximado del radar es 2 Kg, se obtendrá que las patas del riel deberán estar ubicadas a una distancia de 0,42 m desde los extremos del riel.

#### 4.5. Algoritmo de formación de imágenes SAR

El Algoritmo de Migración de Rango (por sus siglas en inglés RMA: Range Migration Algorithm) es uno de los más utilizados para la formación de imágenes en situaciones donde existe una curvatura diferencial notable sobre la escena de interés; dichas situaciones incluyen la formación de imágenes en escenas amplias que requieren una resolución muy fina, generación de imágenes en rangos cortos y formación de imágenes cuando se utiliza una frecuencia central baja. El RMA tiene sus orígenes en las técnicas usadas en el procesamiento de señales sísmicas para generar imágenes de los sustratos terrestres (Carrara et al., 1995).

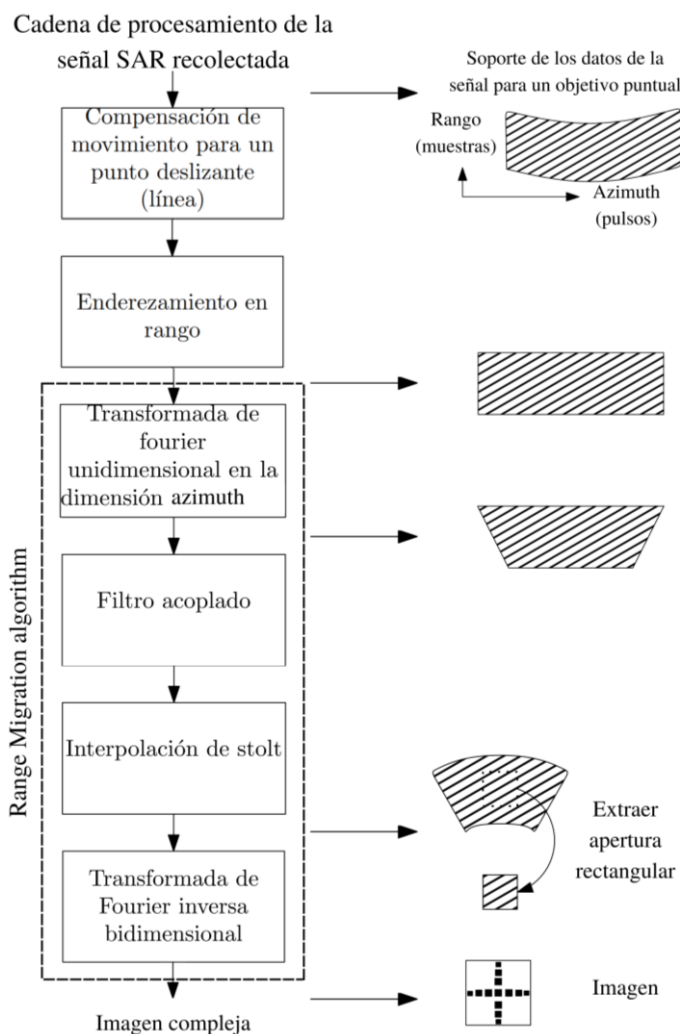


Figura 4.13. Diagrama de bloque del procesamiento de imágenes mediante el RMA.

Fuente: (Carrara et al., 1995)

Existen dos procesos que se puede aplicar a la señal SAR previo a la ejecución del algoritmo RMA, estos son la compensación de movimiento para un punto deslizante y el enderezamiento en rango. En la Figura 4.13 se muestra el diagrama de bloques para la formación de imágenes mediante el RMA, este algoritmo ejecuta cuatro pasos importantes como son: la transformada de Fourier discreta (DFT) en la dimensión del rango cruzado, filtro acoplado, interpolación de Slot y la transformada inversa de Fourier (IDFT) en dos dimensiones (Almanza, 2015).

En la Figura 4.14 se representa la simulación de la toma de datos de un SAR a tres objetivos puntuales ubicados en distintas coordenadas en rango y azimuth.

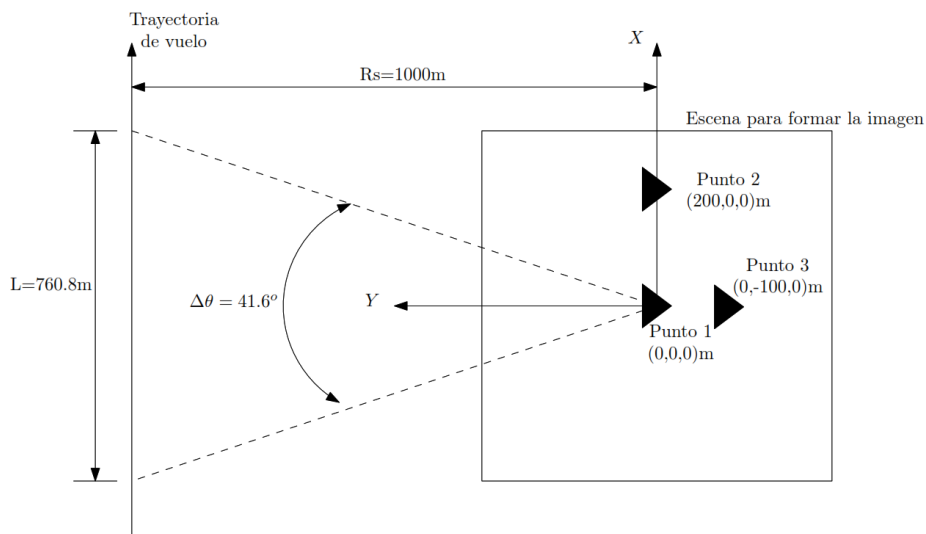


Figura 4.14. Representación de tres puntos ubicados en la escena del radar.

Fuente: (Almanza, 2015)

#### 4.5.1. Transformada de Fourier en la dimensión Azimuth

La Figura 4.15 muestra el resultado de la transformada de Fourier en azimuth de la simulación de un dispersor individual; el eje vertical es la frecuencia espacial en rango, misma que corresponde a la frecuencia RF inicial multiplicada por  $4\pi/c$  y se denota con la variable  $K_R$  y varía desde  $4\pi(f_c - BW/2)/c$  hasta  $4\pi(f_c + BW/2)/c$  donde  $f_c$  es la frecuencia central del SAR y  $BW$  su ancho de banda (Almanza, 2015).

El eje horizontal corresponde a la frecuencia espacial en azimuth expresada en radianes por unidad de longitud y se denota por la variable  $K_X$ . Dicha frecuencia es equivalente a la frecuencia Doppler negativa, tiene valores desde  $\pi/\Delta_X$  hasta  $-\pi/\Delta_X$ , donde  $\Delta_X$  es la distancia de muestreo entre los pulsos expresada en unidades de distancia (Almanza, 2015).

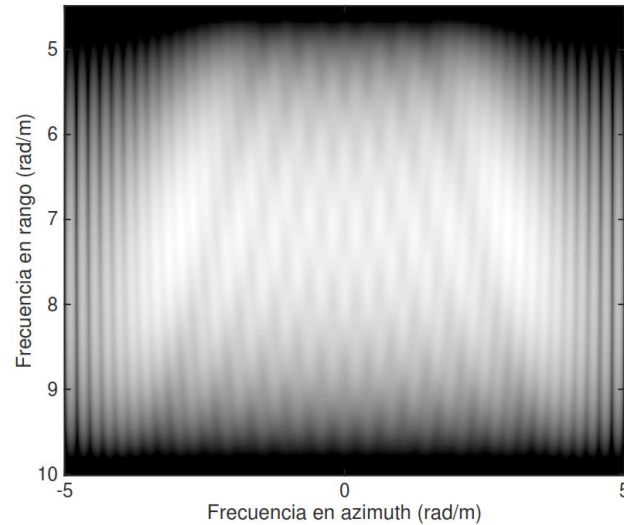


Figura 4.15. Magnitud de la señal bidimensional posterior a la DFT en azimuth.

Fuente: (Almanza, 2015)

$$f_d = -\frac{2V_a \cos(\alpha_d)}{\lambda} \quad \text{Ec. 4.8}$$

Como lo indica Carrara (1995), la frecuencia Doppler retransmitida desde un dispersor cónico  $\alpha_d$  respecto del vector velocidad de la antena se expresa mediante la ecuación Ec. 4.8, donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal transmitida y  $V_a$  es la velocidad. Para obtener la frecuencia azimuthal es necesario multiplicar  $f_d$  por  $-2\pi/V_a$  obteniendo así la expresión Ec. 4.9. En la salida de esta etapa del RMA se tiene la matriz  $s(K_X, K_R)$ , misma que pasa a la etapa del filtro acoplado.

$$K_X = -\frac{4\pi \cos(\alpha_d)}{\lambda} \quad \text{Ec. 4.9}$$

#### 4.5.2. Filtro acoplado

Esta etapa consiste en aplicar un compensador de fase bidimensional a la señal transformada en la dimensión de azimuth, este proceso se requiere para corregir la curvatura en rango de todos los dispersores ubicados a la misma distancia de rango desde el centro de la escena y compensa parcialmente los dispersores presentes a otras distancias; es decir, realiza una

compensación del movimiento específico en el centro del escenario en el dominio de la frecuencia azimuth  $K_X$  (Carrara et al., 1995).

Como lo indica Carrara (1995) la fase del filtro acoplado bidimensional utilizado para comprimir los dispersores ubicados en un rango mínimo  $R_S$  se expresa mediante la ecuación Ec. 4.10.

$$\Phi_{mf}(K_X, K_R) = -R_S K_R + R_S \sqrt{K_R^2 - K_X^2} \quad \text{Ec. 4.10}$$

La compensación de fase es cuadrática en  $K_X$  y lineal en  $K_R$ , esta última es la responsable de corregir la curvatura de un dispersor ubicado en el centro del escenario (Almanza, 2015).

### 4.5.3. Interpolación de Stolt

El siguiente proceso efectuado por el RMA es la interpolación Stolt que opera sobre los datos de la señal en el dominio  $(K_X, K_R)$  y se encarga de eliminar los residuos de la curvatura del rango de todos los dispersores mediante una deformación adecuada de los datos de la señal SAR, la alteración efectuada consiste principalmente en un estiramiento en la dimensión del rango en los datos de la señal dependiente de  $K_X$ .

Como se muestra en Carrara (1995), en el dominio  $(K_X, K_R)$  la señal de un dispersor puntual corresponde a una senoide en la coordenada  $K_R$  y su frecuencia varía con respecto a  $K_X$ ; estirar la senoide unidimensional causa que su frecuencia se reduzca, esto es utilizado por la transformación Stolt que cambia, por el monto correcto, la frecuencia del rango como una función de  $K_X$  para lograr que sea constante en cada valor de  $K_X$ . Además, con el fin de preservar la fase de cada punto de las frecuencias en azimuth, se requiere un cambio en la dimensión  $K_R$  de la señal dependiente de  $K_X$ . En la Figura 4.16 se muestra la forma en que la transformación Stolt corrige la curvatura en rango en los dispersores ubicados en distinto rango.

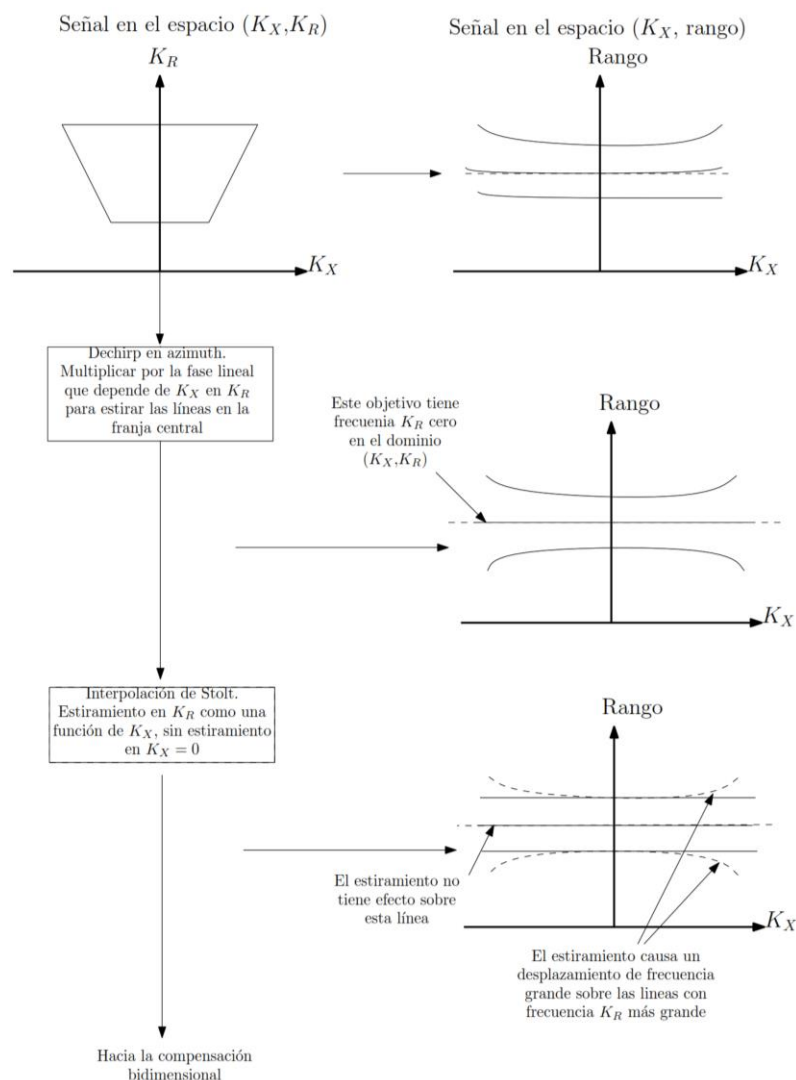


Figura 4.16. Remuestreo del rango dependiente de  $K_X$  para corregir la curvatura en rango.

Fuente: (Almanza, 2015)

La transformada Stolt efectúa un mapeo unidimensional en un nuevo dominio denominado  $K_Y$  y se expresa mediante la ecuación Ec. 4.11; de esta manera, se aplica la interpolación unidimensional a todos los números de onda  $K_R$  y los mapea hacia  $K_Y$ , dando como resultado la matriz interpolada  $S_{st}(K_X, K_Y)$  (Carrara et al., 1995).

$$K_Y = \sqrt{K_R^2 - K_X^2} \quad \text{Ec. 4.11}$$

En la Figura 4.17 se ilustra los datos de la señal bidimensional y la localización de muestreo; en (a) se tiene las muestras antes de la interpolación en el dominio  $(K_X, K_R)$ , en (b) se presenta las muestras correspondientes a la matriz luego de realizar la interpolación Stolt en el dominio  $(K_X, K_Y)$  (Carrara et al., 1995).

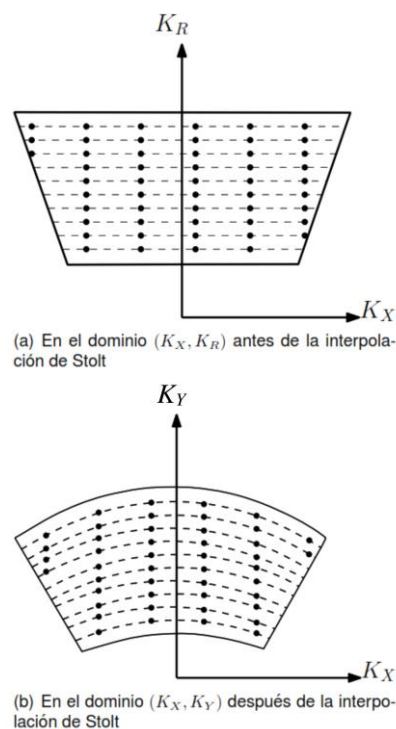


Figura 4.17. Señal bidimensional SAR en: (a) dominio  $(K_X, K_R)$  y (b) dominio  $(K_X, K_Y)$ .

Fuente: (Carrara et al., 1995)

#### 4.5.4. Transformada inversa de Fourier en dos dimensiones

En este punto del RMA, la señal procesada de todos los dispersores puntuales están contenidos en una matriz bidimensional de fases lineales. Se calcula la transformada de Fourier inversa en dos dimensiones para comprimir completamente los dispersores en rango y azimuth. Para el caso de datos discretos se calcula primero la FFT unidimensional en la dirección del rango, posterior a ello se calcula la FFT en la dimensión de azimuth; es decir, se convierte la matriz Stolt

$S_{st}(K_X, K_Y)$  al dominio de la imagen SAR, dando como resultado la matriz  $S(X, Y)$  (Almanza, 2015).

En la Figura 4.18 se presenta el historial del proceso de interpolación Stolt efectuado a la señal SAR de la simulación de tres dispersores puntuales, en la Figura 4.18(a) se muestra la intensidad de los datos de la señal simulada después de la ponderación de apertura y la compresión en el rango de los datos interpolados por Stolt. En (b) se ilustra la imagen después de la ponderación de apertura y la compresión también en azimuth. La imagen de (c) utiliza la apertura de procesamiento rectangular para evitar la apariencia irregular de los lóbulos laterales de la figura (b) obteniendo una imagen más definida (Carrara et al., 1995).

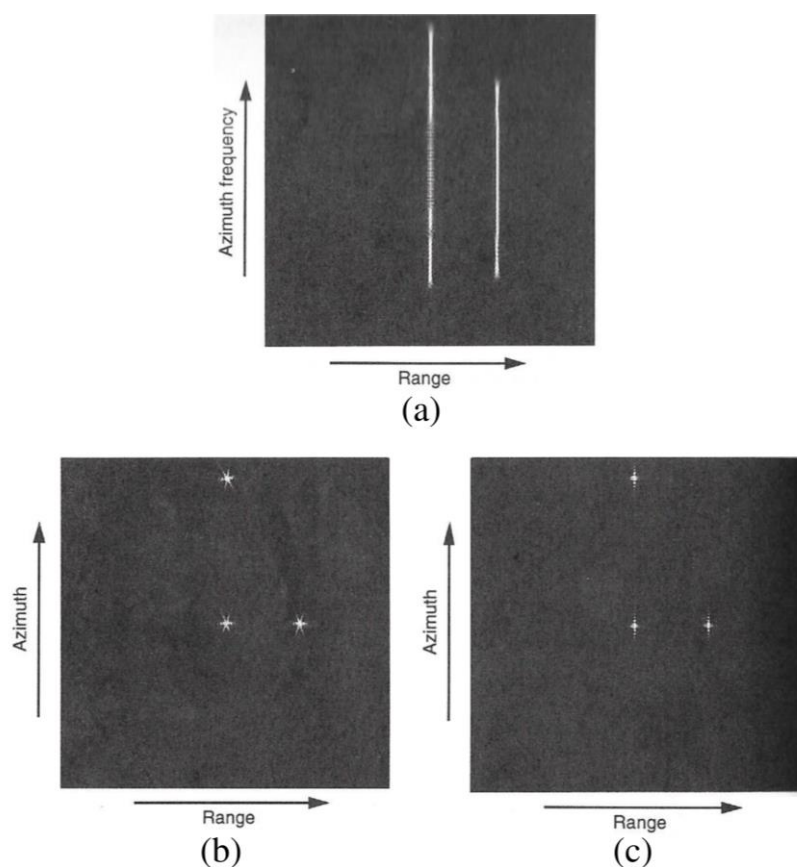


Figura 4.18. Historial de la señal interpolada por Stolt (simulada): (a) Luego de la compresión del rango; (b) luego de la compresión en rango y azimuth; (c) Imagen usando una apertura de procesamiento rectangular.

Fuente: (Carrara et al., 1995)



## CAPÍTULO V

### 5. PRUEBAS Y RESULTADOS

Este capítulo se centra en las pruebas de funcionamiento del prototipo de radar de apertura sintética implementado. Se parte efectuando la medición de las antenas que componen el sistema radiante del radar mediante el equipo de análisis de redes vectoriales, por sus siglas en inglés VNA (Vector Network Analyzer), dicho equipo se presenta en la Figura 5.1. Posterior a ello, se detalla las pruebas de operación a nivel de laboratorio del prototipo SAR, obteniendo las primeras imágenes de radar.

Los resultados de las mediciones del sistema radiante serán evaluados tomando en cuenta los umbrales manejados por el fabricante Anritsu EMEA Ltd, que son utilizados para caracterizar los dispositivos RF que ofrece al mercado, dichos umbrales garantizan el correcto funcionamiento de estos. Adicional a ello, se toma en consideración el estándar IEEE 149 “Test Procedures for Antennas”, que contiene secciones sobre el diseño, evaluación y operación de antenas.

Además, se considera el Código de Regulaciones Federales (CFR, por sus siglas en inglés), en específico el CFR 47 capítulo 1, correspondiente a la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC), donde se analiza diversos temas, siendo las partes 15 y 18 las más relevantes para esta investigación, que hacen referencia a las regulaciones para dispositivos de radio frecuencia y la banda ISM respectivamente.



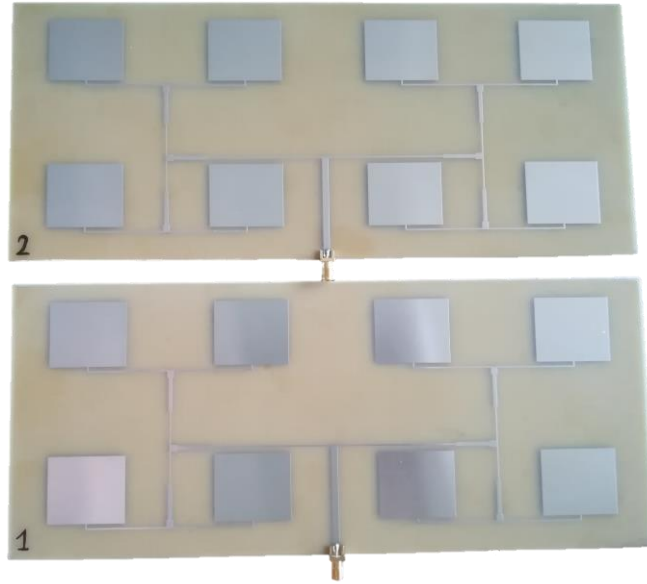
Figura 5.1. Analizador de redes vectoriales Fieldfox N9916A marca Keysight.

Fuente: (Technologies, 2023)

### 5.1. Medición y análisis de resultados del sistema radiante del prototipo SAR

En este apartado se describe el proceso utilizado para caracterizar las antenas fabricadas que conforman el sistema radiante del prototipo de radar de apertura sintética. En la Figura 5.2 se muestra la apariencia física de dichas antenas; con la finalidad de diferenciarlas, se numera cada una de ellas, a lo largo de este capítulo se hace referencia a ambas como antena, antenas, o antena 1 y 2, según se requiera en la explicación.

El análisis de resultados se centra en la comparación entre los valores medidos con el VNA y los simulados mediante el software EM, principalmente se analiza las de pérdidas de retorno, la relación de onda estacionaria, la impedancia de entrada, su frecuencia de resonancia y el ancho de banda.



*Figura 5.2.* Sistema radiante del prototipo SAR conformado por la antena 1 y antena 2.

### **5.1.1. Proceso para la toma de medidas con el VNA.**

Para la caracterización de las antenas fabricadas se utiliza un VNA modelo Fieldfox microwave analyzer N9916A de la marca Keysight Technologies, que permite analizar dispositivos de microondas en la banda de 30 kHz a 14 GHz; en cuanto a la medición de parámetros de antena permite obtener, el parámetro  $S_{11}$ , la ROE o VSWR, la impedancia característica ( $Z_0$ ) y el diagrama de Smith. Los datos de cada parámetro son extraídos mediante un puerto USB en archivos individuales con formato '.csv'.



*Figura 5.3.* Teclado de operación del VNA Filefox N9916A.

La Figura 5.3 muestra el teclado con el cual se opera el analizador de redes vectoriales Filefox N9916A; a continuación, se indica el proceso a seguir con el VNA para efectuar las pruebas de funcionamiento de cada una de las antenas:

- En primer lugar, se selecciona el modo de operación del equipo mediante el botón ‘Mode’, en este caso se utiliza la opción ‘NA’, correspondiente al modo de analizador de red (Network Analyzer).
- Un punto importante de realizar es la calibración del equipo, para ingresar al panel de calibración se presiona el botón 5 ‘Cal’; con ayuda del kit de cargas de calibración de Keysight, mismo que se muestra en la Figura 5.4. Se realiza las pruebas para los tres tipos principales de carga, como son: circuito abierto ‘OPEN’, corto circuito ‘SHORT’ y el puerto de carga ‘LOAD’. Los datos de calibración deben ser guardados en la memoria interna del VNA.

- Con el botón 'Freq/Dist' se accede al panel de configuración para el rango de frecuencias dentro del cual se desea efectuar el análisis, en este caso, se opera con el espectro de 30 kHz a 4 GHz.
- Una vez calibrado se procede a la toma de medidas, mediante un cable SMA de 50  $\Omega$  se conecta la antena en el puerto 1 del VNA, automáticamente el equipo analiza el comportamiento electromagnético de la antena conectada dentro del rango asignado.
- Con el botón 6 'Trace' se accede al panel de los resultados, entre las opciones se tiene:  $S_{11}$ , VSWR, Z, Smith.
- Con el botón 9 'Save/Recall' se puede guardar los resultados de cada parámetro en archivos '.csv'.



Figura 5.4. Kit de cargas de calibración para el VNA Fieldfox N9916A.

### 5.1.2. Medición de las pérdidas de retorno.

La pérdida de retorno o Return Loss, por sus siglas en inglés RL, viene expresada matemáticamente por la relación mostrada en Ec. 5.1, donde  $P_i$  es la potencia que ingresa en el puerto de alimentación de la antena y  $P_r$  es la potencia que se refleja, según el estándar IEEE 145 (IEEE, 2014, p. 19) a esta relación de potencias se le denomina factor de acople y se relaciona directamente con el coeficiente de reflexión de entrada de la antena o  $S_{11}$ .

$$RL[dB] = 10 \log\left(\frac{P_i}{P_r}\right) \quad \text{Ec. 5.1}$$

El parámetro  $S_{11}$  se define según Ec. 5.2 que es el inverso de la ecuación para RL, por lo tanto, es válido afirmar que:  $S_{11}[dB] = -RL[dB]$ .

$$S_{11}[dB] = 10 \log\left(\frac{P_r}{P_i}\right) \quad \text{Ec. 5.2}$$

Para obtener los resultados de este parámetro se procede de la siguiente forma, siguiendo el proceso indicado en el apartado 5.1.1 se efectúa el análisis para cada una de las antenas y se extrae los resultados del parámetro  $S_{11}$ , obteniendo así los archivos 's\_a1.csv' y 's\_a2.csv' correspondientes a la antena 1 y antena 2 respectivamente.

En la Figura 5.5 se muestran los valores de  $S_{11}$  medidos con el VNA en conjunto con los valores simulados usando la herramienta CAD, determinándose que las antenas fabricadas presentan un valor de  $S_{11}$  igual a -18,44 dB y de -17,51 dB a una frecuencia de 2,433 GHz y 2,436 GHz respectivamente, en contraste con el valor simulado de -36 dB a una frecuencia de 2,44 GHz. Según las recomendaciones del fabricante de componentes de radio frecuencia Anritsu, al efectuar las pruebas de medición en sistemas radiantes se toma como referencia el umbral de -15 dB para determinar un valor de pérdida de retorno aceptable, garantizando así, que al menos el 95 % de la potencia es irradiada y tan solo el 5 % es reflejado al circuito interno, por lo tanto, la pérdida de

retorno presentada por las antenas microstrip propuestas en el presente trabajo están dentro de los niveles aceptados (Pongratz, 2008, p. 70).

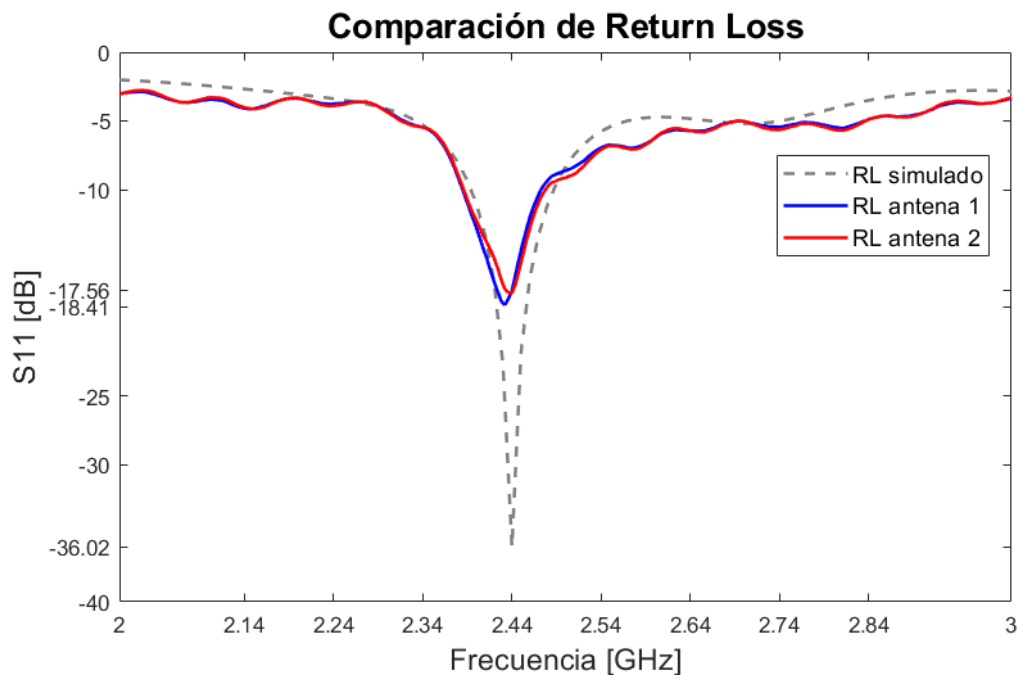


Figura 5.5. Contraste entre los valores de  $S_{11}$  medidos y simulados.

La frecuencia resonante según el estándar IEEE 145 es el valor en el cual se tiene la menor pérdida de potencia (IEEE, 2014), razón por la cual en teoría de antenas se utiliza la gráfica de las pérdidas de retorno para determinar dicha frecuencia.

Mediante la inspección de los datos del  $S_{11}$  registrados por el VNA se ubica su valor mínimo, la frecuencia correspondiente a dicho valor es la frecuencia de resonancia o frecuencia de corte  $f_c$ ; en la Figura 5.6 se muestra las pérdidas de retorno de la antena 1 en el espectro de 2,34 a 2,5 GHz, en ella se puede observar que su mínimo se encuentra en la frecuencia  $f_{c1} = 2,433$  GHz. El mismo proceso se debe realizar para la antena 2, en este caso su mínimo se encuentra en  $f_{c2} = 2,436$  GHz, estos valores de frecuencia están muy cercanos al estimado con la herramienta CAD, que fue de 2,44 GHz.

Además, según lo estipulado en el CFR 47 parte 18.301, las antenas fabricadas operan en la banda ISM de 2450 MHz, misma que posee una tolerancia de  $\pm 50$  MHz (OFR/GPO, 2022).

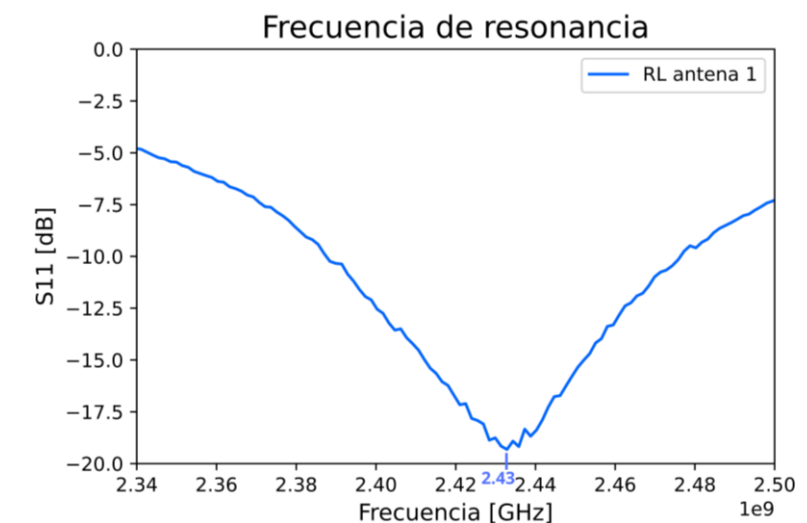


Figura 5.6 Frecuencia de resonancia de la antena 1  $f_{c1} = 2,433$  GHz .

La gráfica de pérdidas de retorno también suele utilizarse para calcular el ancho de banda de una antena. El estándar IEEE 149 establece que el umbral recomendado para efectuar la medición del ancho de banda es a 10 dB de potencia reflejada (Committee, 1981); por tal motivo, se toma el valor de frecuencia inicial  $f_i$  y el superior  $f_s$  cuando el valor del  $S_{11}$  es -10 dB como se indica en la Figura 5.7.

Para el cálculo del ancho de banda AB se hizo uso de la Ec. 2.22 detallada en el apartado 2.3.2.3. Reemplazando los valores  $f_i$ ,  $f_s$  y  $f_c$  en dicha ecuación se obtiene un AB de 3,77 % para la antena 2, que en términos de frecuencia corresponde a 92 MHz. Se realiza el mismo proceso para la antena 1, obteniendo un AB de 88 MHz equivalente a 3,61%. Tal como se indica en el siguiente ejemplo de cálculo:

$$BW(\text{Antena 2}) = \frac{2,481 - 2,389}{2,436} \times 100 = 3,77\%$$

$$BW(\text{Antena 1}) = \frac{2,472 - 2,384}{2,433} \times 100 = 3,61\%$$



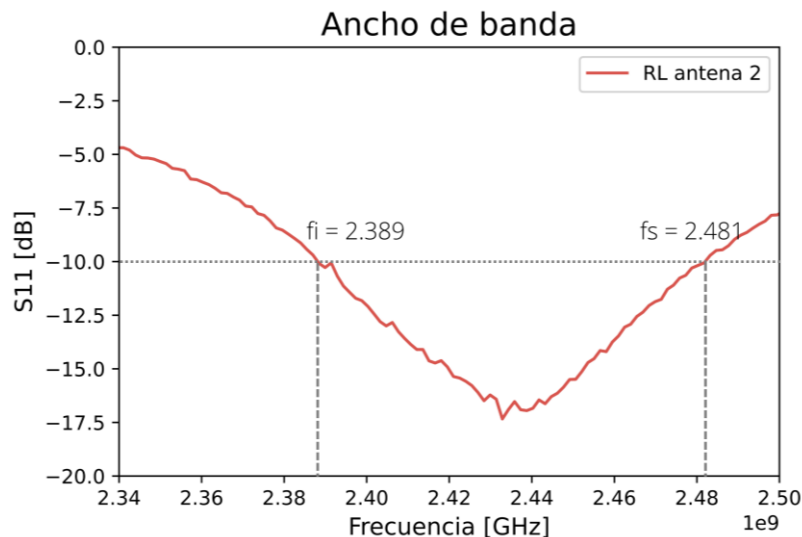


Figura 5.7 Ancho de banda de la antena 2.

En el CFR 47 parte 15 subparte C indica que en radiadores internacionales para exteriores es recomendable utilizar un ancho de banda que ronde los 100 MHz; en el caso de los dispositivos fabricados en este proyecto, este valor no se alcanza, debido a las limitaciones de AB que presenta la tecnología microstrip, dicho factor puede ser mejorable, utilizando mejores sustratos lo que provocaría un aumento en el costo del prototipo final.

### 5.1.3. Medición de la relación de onda estacionaria (ROE).

El analizador de redes vectorial también permite medir directamente el parámetro ROE o VSWR, de igual forma su gráfica se obtuvo de los archivos .csv que proporciona el VNA. La ROE se define según la ecuación Ec. 5.3 y se expresa en unidades adimensionales, donde  $V_{Max}$  es el valor pico de la onda estacionaria y  $V_{Min}$  el valle; de esta expresión se deduce que el valor mínimo que puede tener la ROE es 1, pues representa que el voltaje estacionario es constante al no existir una onda reflejada.

$$ROE = \frac{V_{Max}}{V_{Min}} \quad Ec. 5.3$$

En el estándar IEEE 149 (Committee, 1981, p. 120) se detalla la relación existente entre el coeficiente de reflexión de voltaje  $S_{11}$  y la ROE presentes en una antena, dicha relación se muestra en Ec. 5.4. De igual forma esta ecuación indica que el valor mínimo que puede alcanzar la ROE es 1, caso contrario representaría valores de potencia reflejada  $P_r$  mayores al incidente  $P_i$  lo cual es imposible. En la Tabla 2.1 presentada en el apartado 2.3.2.2 se indicó la equivalencia entre el valor de la ROE, el porcentaje de potencia reflejada y el parámetro  $S_{11}$ .

$$|S_{11}|^2 = \left| \frac{ROE - 1}{ROE + 1} \right|^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad Ec. 5.4$$

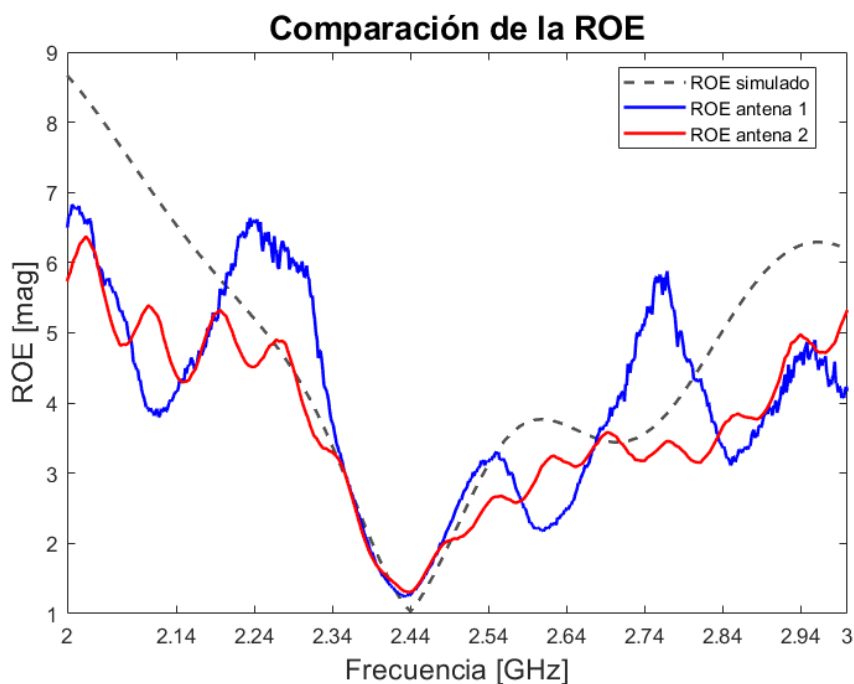


Figura 5.8. Comparación de la relación de onda estacionaria de las antenas fabricadas y la simulada.

De igual forma que con las pérdidas de retorno, los sistemas radiantes tienen un valor de ROE aceptable, siendo este 1.54, el cual indica que al menos el 95 % de la potencia que ingresó es transferida (Pongratz, 2008, p. 71).

Los resultados de la medición de las antenas microstrip se muestran en la Figura 5.8 donde se realiza un contraste entre los valores medidos y los simulados; se determinó que las antenas 1 y 2 presentan un valor de ROE de 1,27 a 2,433 GHz y de 1,31 a 2,436 GHz respectivamente, en contraste con el valor simulado de 1,032 a una frecuencia de 2,44 GHz; dichos valores de ROE indican que la potencia reflejada ronda el 1,7 % y la potencia transmitida el 98,3 %.

#### 5.1.4. Medición de la impedancia de entrada.

La impedancia de la antena es un factor importante al considerar la transferencia de potencia, el ruido y la estabilidad de los componentes del circuito activo; como se indica en el estándar IEEE 149 (Committee, 1981, p. 119), se recomienda realizar la adaptación entre el sistema radiante y el circuito activo lo más cerca posible de las terminales de la antena, con la finalidad de minimizar las pérdidas y los picos de tensión en la línea de transmisión, maximizando así el ancho de banda útil; una adaptación imperfecta crea una onda reflejada en la línea que puede cuantificarse según la ecuación Ec. 5.5 que expresa la relación entre la potencia reflejada y la potencia incidente, donde  $Z_a$  es la impedancia característica de la antena y  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea de alimentación.

$$\frac{P_r}{P_i} = \left| \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \right|^2 = |S_{11}|^2 \quad \text{Ec. 5.5}$$

Para el caso de estudio  $Z_0$  corresponde a la impedancia característica de los cables SMA que comunican las antenas con el radar, siendo  $Z_0 = 50\Omega$  puramente real<sup>13</sup>. Por lo tanto, para

---

<sup>13</sup> Una impedancia puramente real indica que su parte imaginaria, es decir, la reactancia tiene un valor ideal de cero.

minimizar la potencia reflejada,  $Z_a$  debe tener un valor muy cercano a este tanto en su parte real como imaginaria, siendo su valor ideal  $Z_a = 50 + j0 \Omega$ .

Una vez realizada la medición se obtuvo los valores de impedancia de entrada tanto en su valor real ‘Resistencia ( $R_e$ )’, como imaginario ‘Reactancia ( $X_s$ )’ mismos que se detallan en los archivos ‘.csv’ obtenidos mediante el VNA. En este parámetro se optó por realizar una comparación por separado del valor real e imaginario de la impedancia, esto permite comprender de mejor manera el comportamiento de la impedancia a lo largo del espectro de 2,4 a 2,5 GHz.

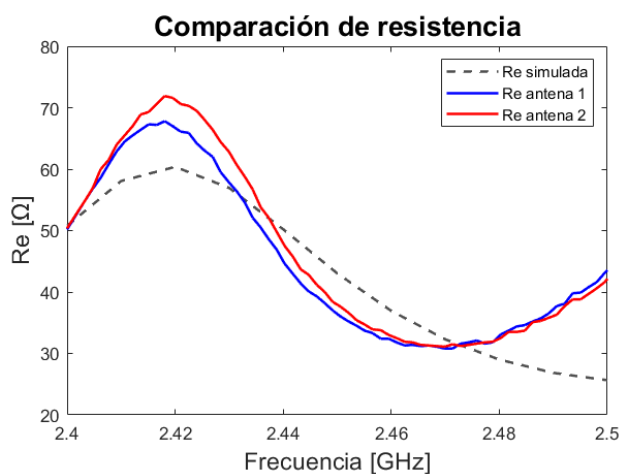


Figura 5.9. Contraste entre valores simulados y medidos para la resistencia de entrada.

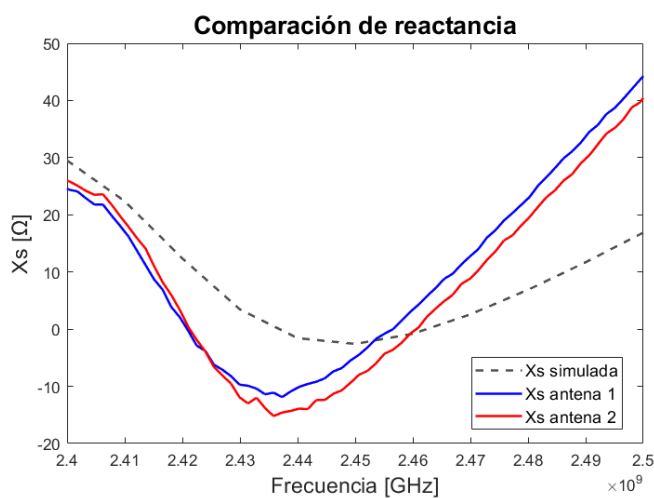


Figura 5.10. Contraste entre valores simulados y medidos para la reactancia en la entrada.

En la Figura 5.9 se muestra la comparación de la resistencia simulada y la presente en las antenas fabricadas; en la antena 1 se tiene un valor real de  $55,6 \Omega$  a la frecuencia de  $2,433 \text{ GHz}$ , y para el caso de la antena 2 se obtuvo  $55,9 \Omega$  en  $2,436 \text{ GHz}$ , a diferencia del valor simulado, mismo que fue de  $50,209 \Omega$  a  $2,44 \text{ GHz}$ . En cuanto a la reactancia se midió en las antenas fabricadas un valor de  $-10,4 \Omega$  y  $-15,2 \Omega$  respectivamente, en contraste con el prototipo simulado que presenta  $-1,57 \Omega$ . La comparación de reactancias puede observarse en la Figura 5.10.

Haciendo uso de Ec. 5.5 tomada del estándar IEEE 149 se puede calcular la relación entre la potencia reflejada e incidente a partir de los valores de impedancia, en base a dicha ecuación es evidente que un valor de 1 representa que la onda incidente es reflejada en su totalidad hacia la línea y un valor de 0 equivale a un perfecto acople. Tomando en cuenta las recomendaciones del fabricante Anritsu (Pongratz, 2008), para garantizar que al menos el 95% de la potencia ingresada es transmitida, esta relación no debe superar el umbral de 0,177 correspondiente a  $-15 \text{ dB}$  de potencia reflejada. A continuación, se realiza el cálculo de dicha relación de potencia para cada antena, siendo 0,119 y 0,135 respectivamente, valores que corresponden aproximadamente al 98% de potencia transmitida.

$$\frac{P_r}{P_i}(\text{Antena 1}) = \left| \frac{55,6 \Omega - j10,4 \Omega - 50 \Omega}{55,6 \Omega - j10,4 \Omega + 50 \Omega} \right|^2 = 0,119$$

$$\frac{P_r}{P_i}(\text{Antena 2}) = \left| \frac{55,9 \Omega - j15,2 \Omega - 50 \Omega}{55,9 \Omega - j15,2 \Omega + 50 \Omega} \right|^2 = 0,135$$

### 5.1.5. Medición del diagrama de radiación

Para la medición del diagrama de radiación se utilizó el kit de análisis DreamCatcher conformado por el módulo transmisor 'TX Module' y el módulo receptor 'RX Module', los cuales se conectan al VNA FieldFox según se muestra en el esquema presentado en la Figura 5.11. Los

datos receptados se envían hacia un computador mediante puerto COM ‘Cable USB’ y con ayuda de un cable de red se controla el VNA remotamente.

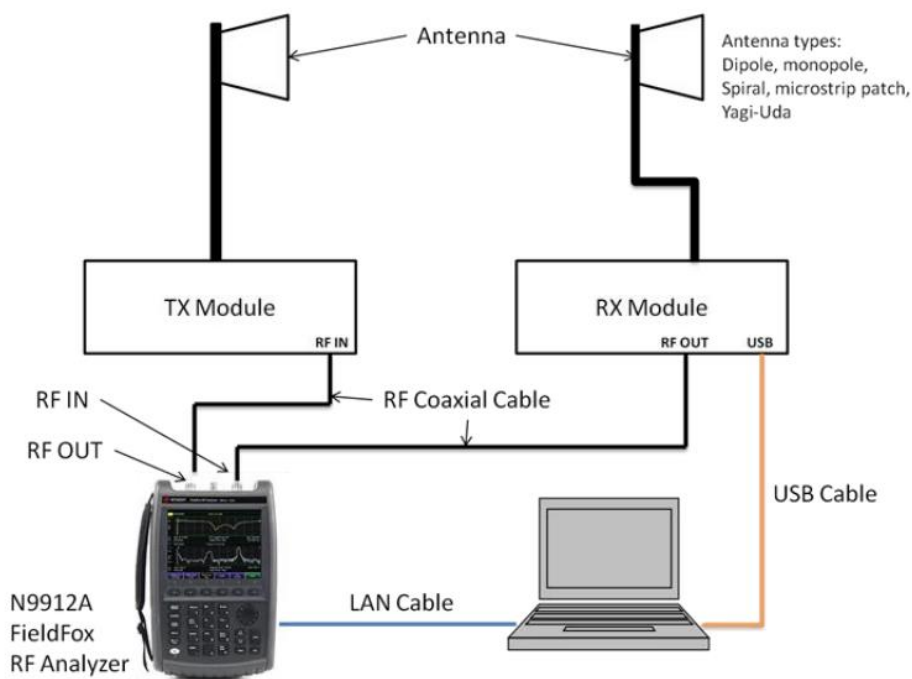


Figura 5.11. Esquema del entorno de pruebas para medición del diagrama de radiación.

Fuente: (Keysight, 2023)

Para medir correctamente el diagrama de radiación debe existir una separación entre las antenas denominada distancia de campo lejano<sup>14</sup> ( $d_F$ ) y se calcula mediante la Ec. 5.6 obtenida de (David Pozar, 2011), donde  $D$  es la longitud física de la antena siendo en este caso  $D = 0,27 \text{ m}$  y  $\lambda$  la longitud de onda de la frecuencia de corte  $\lambda = 0,12315 \text{ m}$

$$d_F \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{Ec. 5.6}$$

<sup>14</sup> También se conoce como distancia de difracción e Fraunhofer, donde se tiene el resultante de la sumatoria de cada componente de campo aportada por cada uno de los parches individuales.

Obteniendo:  $d_F \geq 1,1839$  m. Razón por la cual se realizó las pruebas con  $d_F = 1,20$  m.

En la Figura 5.12 se muestran tanto la antena Tx como Rx ubicadas en polarización vertical, separadas 1,20 m entre sí, esta configuración permite medir el corte de elevación del diagrama de radiación. Con ayuda del software de operación del kit DreamCatcher se configura el rango de frecuencias dentro del cual se va a analizar (2300 a 2500 MHz) y el ángulo de giro del módulo receptor, entre más pequeño sea el ángulo de giro, más fino será el resultado. En este caso se realizó la medición con pasos de un grado para cada medición.

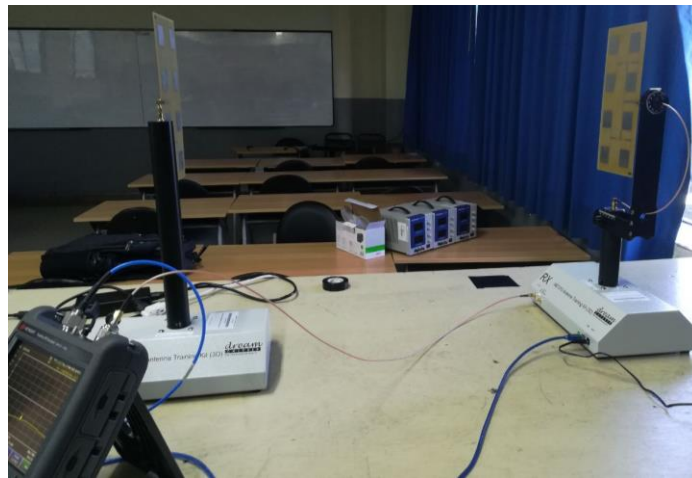


Figura 5.12. Antenas Tx y Rx ubicadas en polarización vertical, separadas  $d_F = 1,20$  m.

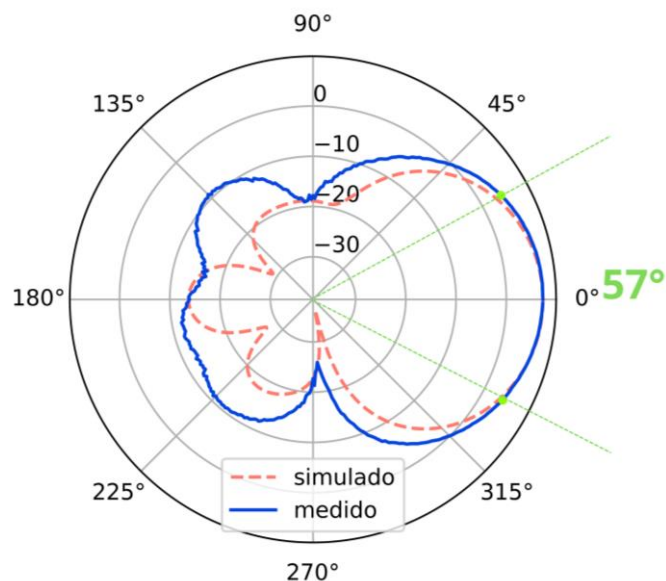


Figura 5.13. Comparación entre el corte 2D de elevación medido y simulado.

En la Figura 5.13 se muestra con color azul el corte de elevación en del diagrama de radiación medido, mismo que presenta una apertura de 3 dB igual a  $57^\circ$ . En color rojo se presenta diagrama obtenido de la simulación realizada en ANSYS HFSS.

Para el caso del corte en azimuth se colocó las dos antenas con polarización horizontal, tal como se muestra en la Figura 5.14. Al igual que en el caso anterior se efectuó un análisis con pasos de un grado para obtener una buena resolución. La comparación entre el corte azimuth simulado y medido se plasma en la Figura 5.15 donde se observa una gran similitud entre ellos. Además, a partir de los datos obtenidos se midió el ancho de haz de 3 dB obteniendo  $22^\circ$  de apertura.



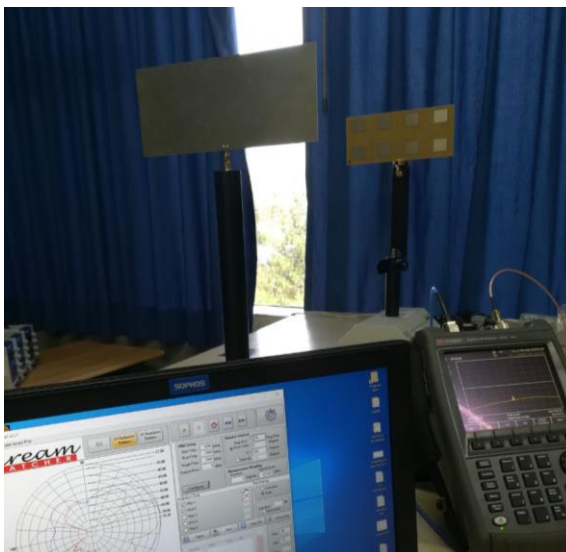


Figura 5.14. Antenas ubicadas en polarización horizontal, separadas  $d_F = 1,20$  m.

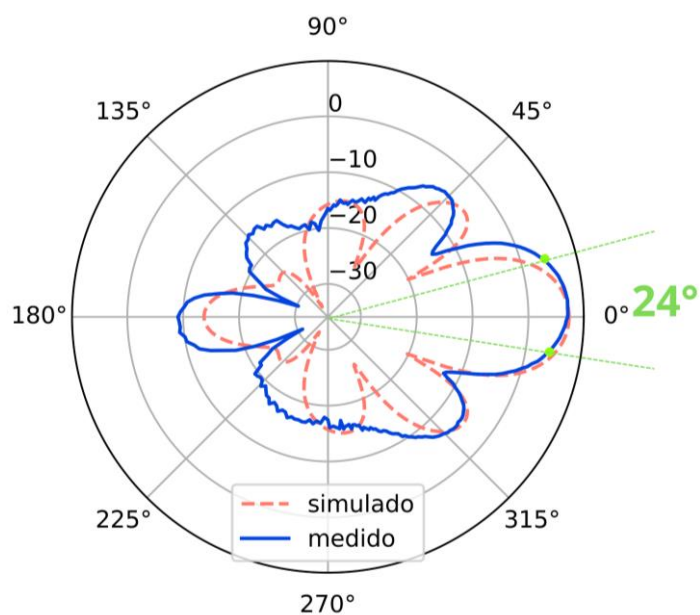


Figura 5.15. Comparación entre el corte 2D de azimuth medido y simulado.

El diagrama de radiación está conformado por la densidad de potencia en cada punto del espacio, dicho valor se corresponde al parámetro  $S_{21}$  en el VNA. Partiendo de este concepto se entiende que el valor máximo del diagrama corresponde al máximo de la densidad de potencia receptada. Conociendo la distancia de separación entre las antenas  $d_F$ , la frecuencia central de

operación y el nivel máximo de potencia receptado a dicha distancia se puede calcular la ganancia de la antena mediante la fórmula de transmisión de Friis descrita en Ec. 5.7.

$$G[dB] = \frac{1}{2} [S_{21}[dB] - 20 \log(\lambda) + 20 \log(4\pi) + 20 \log(d_F)] \quad \text{Ec. 5.7}$$

En la Figura 5.16 se visualiza los dos cortes del diagrama de radiación medido, con color verde se resalta el valor máximo de referencia, con ayuda de los archivos ‘.csv’ del parámetro  $S_{21}$  obtenido podemos identificar el valor máximo exacto, en este caso la potencia que corresponde al máximo es -27,3372.

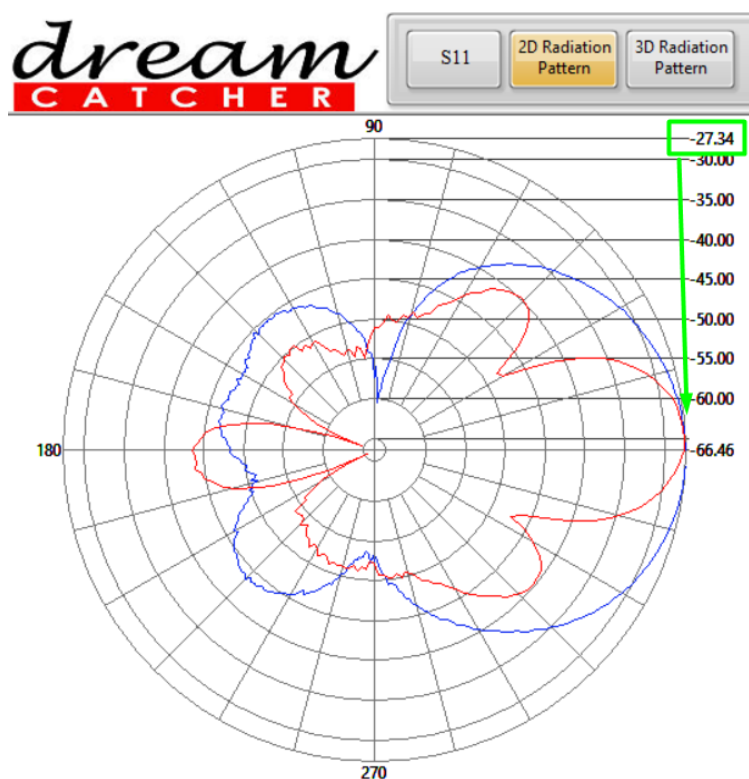


Figura 5.16. Valor máximo de potencia medido a una separación de  $d_F = 1,20$  m.

Una vez conocido todos los valores requeridos se aplica la Ec. 5.7 obteniendo el valor de ganancia de la antena fabricada.

$$G[dB] = \frac{1}{2} [-27,3372[dB] - 20 \log(0,12315)[dB] + 20 \log(4\pi)[dB] + 20 \log(1,20)[dB]]$$

$$G[dB] = 7,21[dB]$$

Con el DreamCatcher también es posible medir el diagrama de radiación en tres dimensiones para ello se selecciona el botón '3D Radiation Pattern' como se muestra en la Figura 5.17, al igual que en el diagrama en 2D se debe especificar el rango de frecuencias dentro del cual se va a analizar y finalmente se selecciona el valor del salto entre cada medición 'Step Size'. En este caso se indicó que la toma de datos los realice con saltos de  $10^\circ$  y el rango de medición 'Scan from', inicia en  $90^\circ$  y finaliza en  $270^\circ$ , este rango corresponde al movimiento que va a efectuar el eje del módulo receptor dando pasos de  $10^\circ$ .

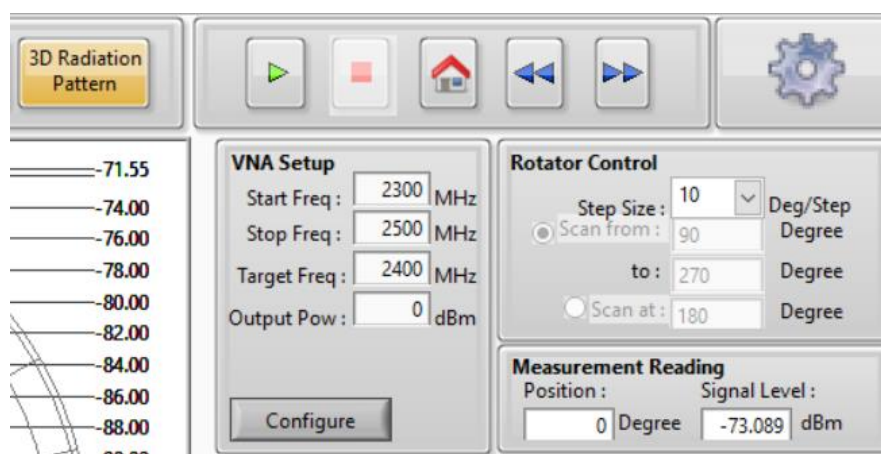


Figura 5.17. Configuración del software para la medición del diagrama 3D.

Además, se debe ir rotando la antena sobre su propio eje de forma manual mediante la perilla de precisión como se muestra en la Figura 5.18, el software del DreamCatcher irá indicando mediante mensajes emergentes el momento de realizar dicha rotación manual.



*Figura 5.18.* Perilla de precisión para girar la antena en el módulo RX.

El proceso de medición del diagrama 3D inicia colocando en  $0^\circ$  la antena receptora mediante la perilla de precisión. Dando click en el botón para iniciar la medición el módulo receptor realizara solo la toma de medidas rotando el eje del módulo RX de  $90^\circ$  a  $270^\circ$ . Tras finalizar la primera captura el software solicitará la rotación manual de la antena receptora en  $10^\circ$  mediante la perilla. Una vez rotada sobre su propio eje el software realizará otra captura de datos de  $90$  a  $270^\circ$ . Este proceso se debe realizar cada vez que se rota manualmente la antena  $10^\circ$  hasta completar los  $350^\circ$  donde finaliza toda la medición.

Todo el proceso antes nombrado debe realizarse para el plano horizontal y el plano vertical. En el primer caso las dos antenas deben estar ubicadas con la misma polarización, en este caso se colocó ambas en polarización vertical; en el segundo caso las antenas deben tener polarización intercalada, en este caso únicamente se decidió cambiar la polarización para la antena transmisora, ahora en polarización horizontal.

Los resultados se almacenan automáticamente en el computador en dos carpetas distintas, mediante la opción '3D Plot' resaltada con verde en la Figura 5.19 se puede graficar el diagrama

de radiación en 3D, para ello se debe indicar la ubicación de la carpeta contenedora de los datos crudos del plano H y el plano V. El diagrama resultante se visualiza en la Figura 5.20.

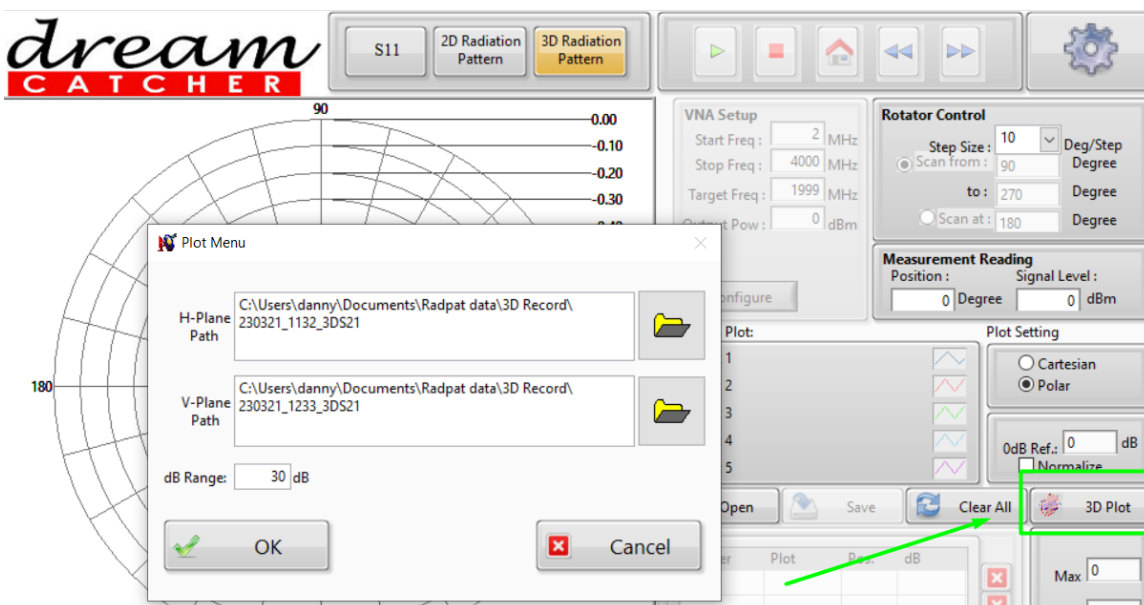


Figura 5.19. Opción 3D Plot del software DreamCatcher para graficar el diagrama 3D.

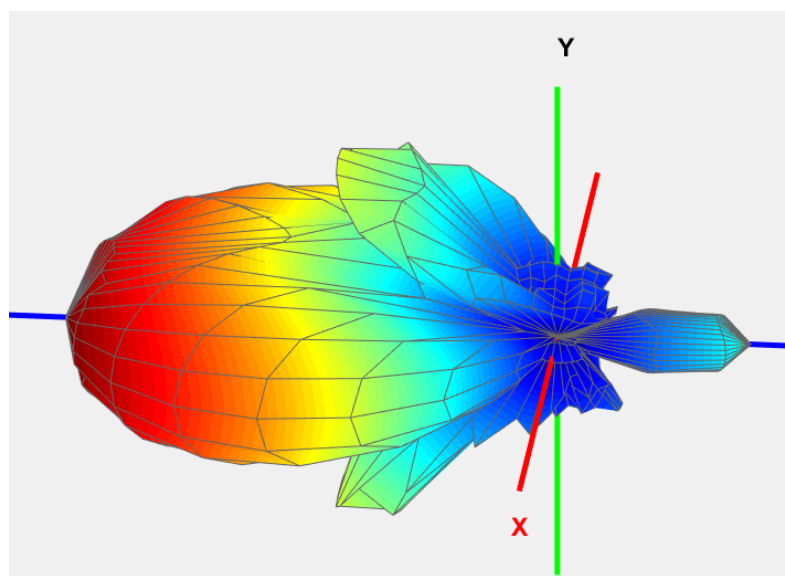


Figura 5.20. Diagrama de radiación medido con el kit DreamCatcher y VNA FieldFox.

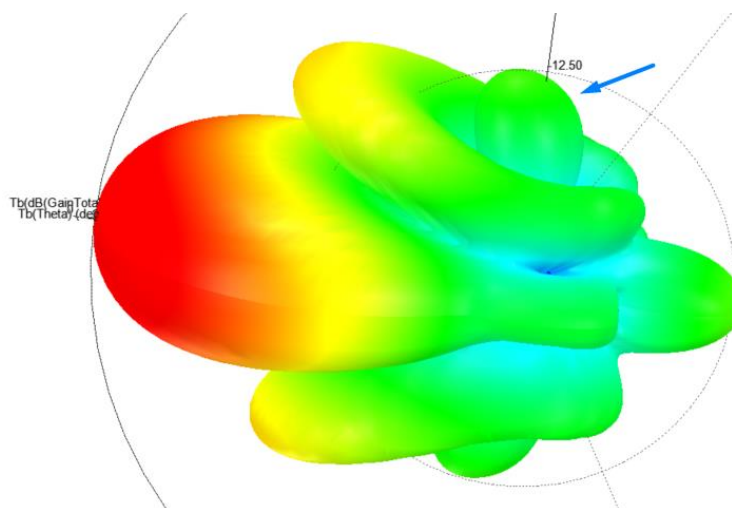


Figura 5.21. Diagrama de radiación 3D simulado con ANSYS HFSS.

Se nota ciertas diferencias entre el diagrama de radiación medido y el simulado, posiblemente a causa del ruido presente en el ambiente puesto que no se tiene acceso a una cámara anecoica que brindaría una mayor precisión en las mediciones. Además, se nota una superficie más rugosa y la ausencia de bordes curvos, esto es debido al salto de  $10^\circ$  entre una medida y otra. El diagrama simulado presenta un tercer lóbulo de radiación, indicado con la flecha azul en la Figura 5.21, dicho lóbulo no es apreciable en el diagrama medido. Pese a las diferencias antes nombradas, se tiene una similitud en los lóbulos principal y secundario, siendo estos los más relevantes en el análisis de antenas.

## 5.2.Pruebas del prototipo SAR

El funcionamiento del radar de apertura sintética consiste en desplazar el prototipo a lo largo del riel una longitud  $L$  de 2,15 metros, dando pequeños movimientos de aproximadamente 5 cm obteniendo un total de 43 cambios de posición.

La señal receptada se envía a la tarjeta de sonido del computador a través del conector de audio, de esta manera se grabará la señal en formato “.wav” con ayuda del software de acceso libre ‘audacity’; para sincronizar el radar se utiliza la señal pulsada proveniente del pin 11 del circuito

integrado XR2206 comentada en el apartado 4.2, dicho tren de pulsos será interrumpido manualmente mediante el interruptor ‘S1’ cada vez que el radar se mueva 5 cm, esto permite conocer la posición del radar a lo largo del riel. Cada porción de grabación se le denomina “range profile”, por lo tanto, toda la grabación tendrá un total de 43 range profiles. En la Figura 5.22 se muestra un ejemplo de señal de sincronización conformada por tres range profiles, los espacios con ausencia de pulsos indican un movimiento del radar a la siguiente posición.

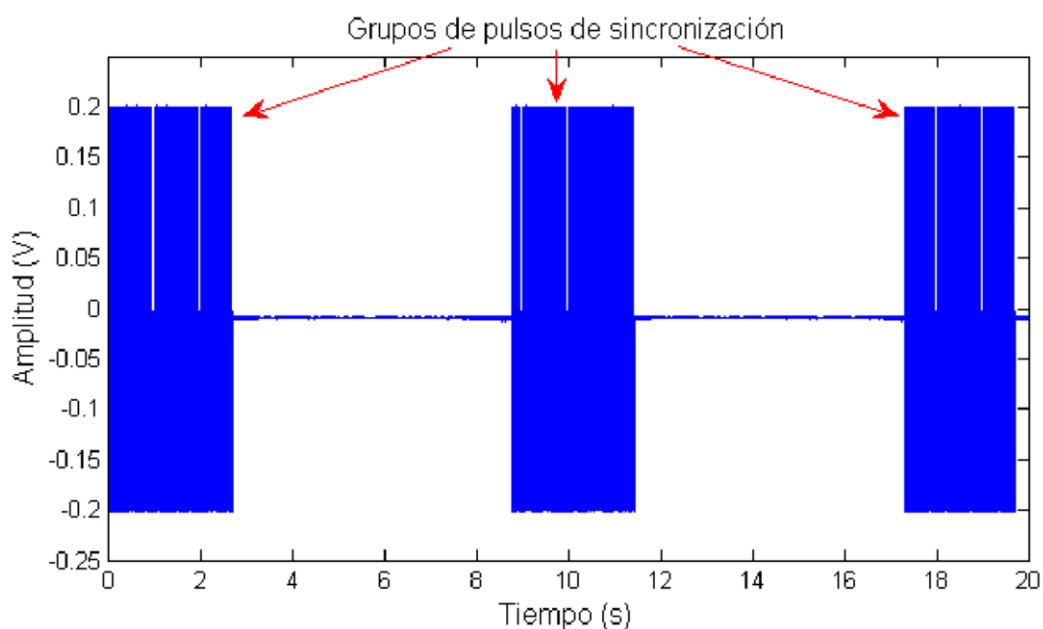


Figura 5.22. Pulsos de sincronización interrumpidos tras el movimiento de 5 cm del radar.

Fuente: (Almanza, 2015)

Para formar las imágenes SAR se utilizará el algoritmo de migración de rango (RMA: Range Migration Algorithm) obtenido de los archivos publicados por el Dr. Gregory L. Charvat docente del MIT (G. Charvat et al., 2011), mismo que se ha modificado para ejecutarlo en el entorno de Matlab 2021a y se encuentra plasmado en el Anexo F. El algoritmo RMA utiliza como entrada la grabación en formato de audio estéreo “.wav”, en la Figura 5.23 se presenta en superposición el canal L y R de la grabación estéreo; el RMA procesa la señal presente en R cuando

en el canal L se tiene pulsos ascendentes e interpreta la ausencia de estos como un desplazamiento del radar  $\Delta_x$  a lo largo del riel, por lo tanto, descarta las porciones de información cuando L se encuentra silenciado.

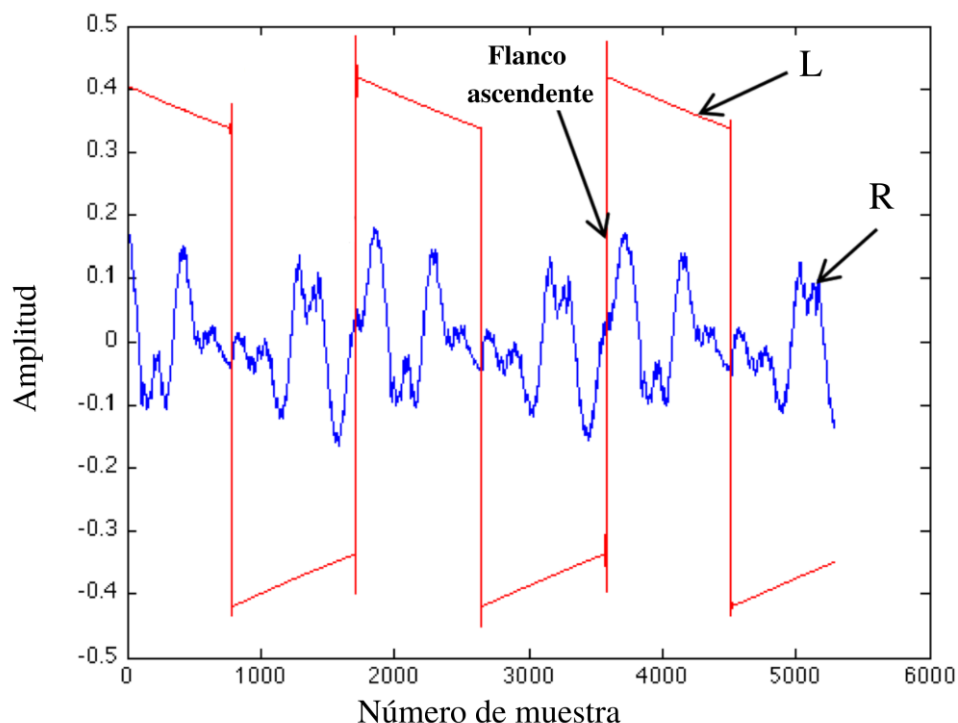


Figura 5.23. Canal L y R de la grabación estéreo superpuestos.

Fuente: (G. L. Charvat, 2012)

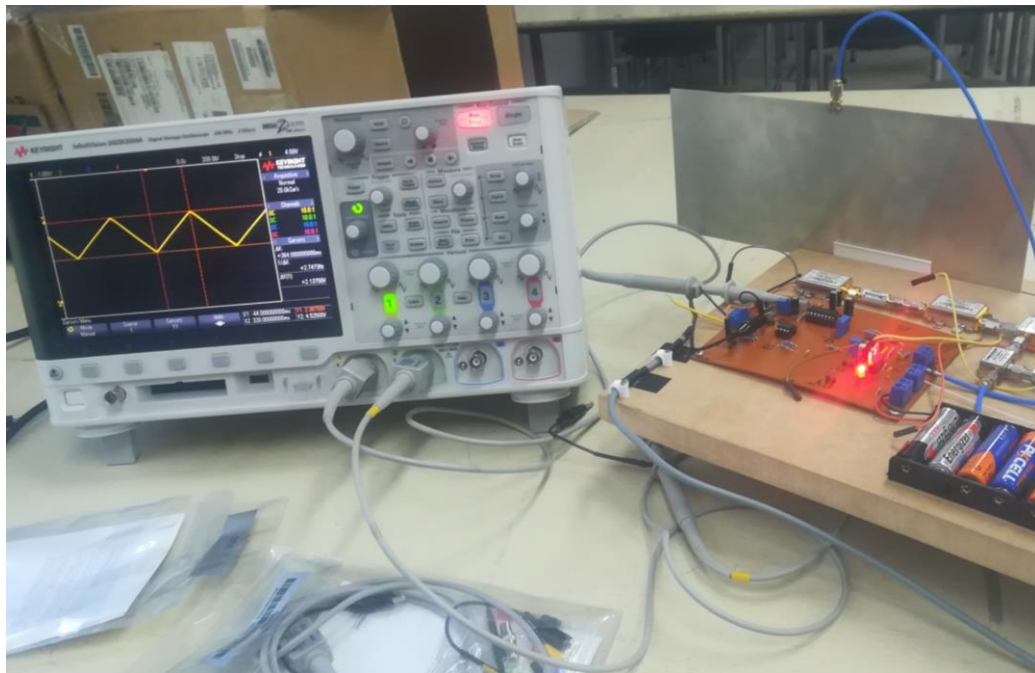
### 5.2.1. Calibración del prototipo SAR

La calibración del radar es un punto importante a efectuar previo a su puesta en marcha, se parte analizando la salida del circuito generador de la señal diente de sierra mediante una sonda del osciloscopio Keysight DSOX2024A como se muestra en la Figura 5.24. Para ello, se conecta el negativo de la sonda a GND y el positivo al pin 'Ramp\_out' especificado en el circuito esquemático que se presenta en el Anexo E; mediante el potenciómetro 'T2' se modifica el periodo de la señal triangular hasta lograr un valor de 20 ms (10 ms subida, 10 ms bajada), como se detalló



en el apartado 4.2, con dicho valor de periodo se obtiene un alcance máximo teórico del radar de 254,53 metros.

De forma análoga se calibra la amplitud de la señal mediante el potenciómetro 'T3' hasta obtener un valor de 1,53 a 4,125 V esto con la finalidad de conseguir que la frecuencia central del chirrido (2,454 GHz) sea un valor cercano a la frecuencia de corte de la antena (2,433 GHz). La calibración de esta señal es muy importante ya que alimenta el circuito RF y permite la generación del chirrido LFM con la cual opera el radar, y por lo tanto influye en la frecuencia de corte, el ancho de banda y su alcance máximo.



*Figura 5.24.* Análisis de la señal triangular mediante un osciloscopio electrónico.

Igualmente es necesario calibrar el amplificador operacional 'IC2A' encargado de aplicar una etapa de amplificación en la señal receptada; con este fin, se utilizó el generador de señal Keysight 33600A para inyectar en la entrada del circuito 'RF-in' una onda senoidal de 100 KHz con amplitud de 50 mVpp. Con ayuda de una sonda del osciloscopio se analiza la señal resultante en la salida del amplificador (Pin 1 del IC2A) y se calibra mediante el potenciómetro 'T1' hasta

obtener una señal senoidal saliente de 3 Vpp. En la Figura 5.25 se indica el proceso antes descrito, en la pantalla del osciloscopio se muestra en color azul la señal previa a la amplificación y en verde la salida.

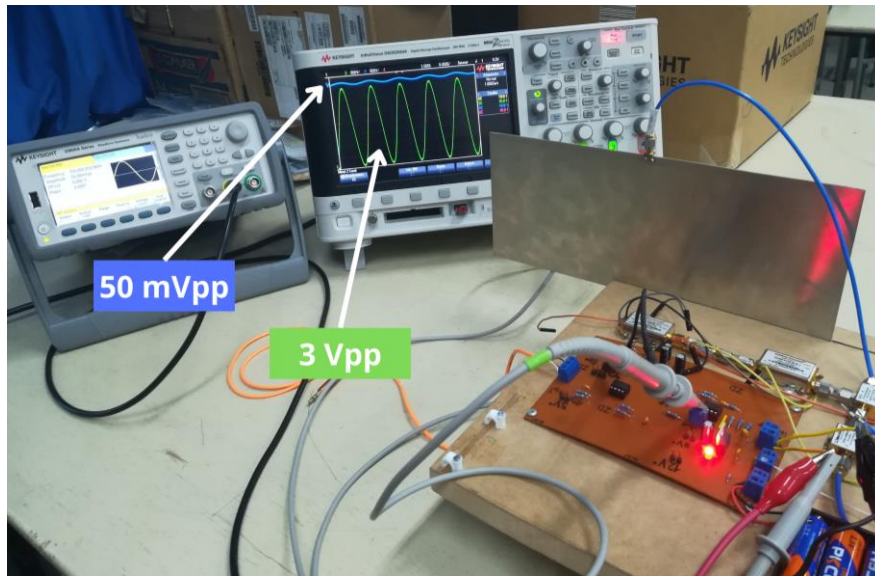


Figura 5.25. Calibración de la etapa de amplificación de la señal receptada.

Una vez calibrado el prototipo se puede comprobar en primera instancia su funcionamiento observando la señal receptada mediante una sonda del osciloscopio, para ello, se colocó un objeto metálico (objetivo) frente al radar a una distancia de 50 cm y se observa el comportamiento de la señal en la pantalla del equipo. En la Figura 5.26 (a) se muestra en el osciloscopio la señal resultante del entorno sin colocar el objetivo frente al prototipo, en este caso los pequeños picos observados son a causa de otros objetos más lejanos como paredes, ventanas, mesas, repisas, etc. En (b) se observa un gran aumento en la amplitud de la señal debido a la presencia del objetivo en su punto más cercano al radar, luego, en (c) se observa una disminución de amplitud con respecto a (b) a causa de alejar el objetivo y posteriormente retirarlo de su línea de vista; finalmente, en (d) se observa que la señal volvió a un estado similar al mostrado en (a), pues nuevamente se tiene ausencia del objetivo.

Mediante esta prueba rápida del funcionamiento del radar podemos comprobar que el prototipo está efectuando la medición en rango, ya que se observa una alteración en la señal cuando el objetivo se coloca a distinta distancia.

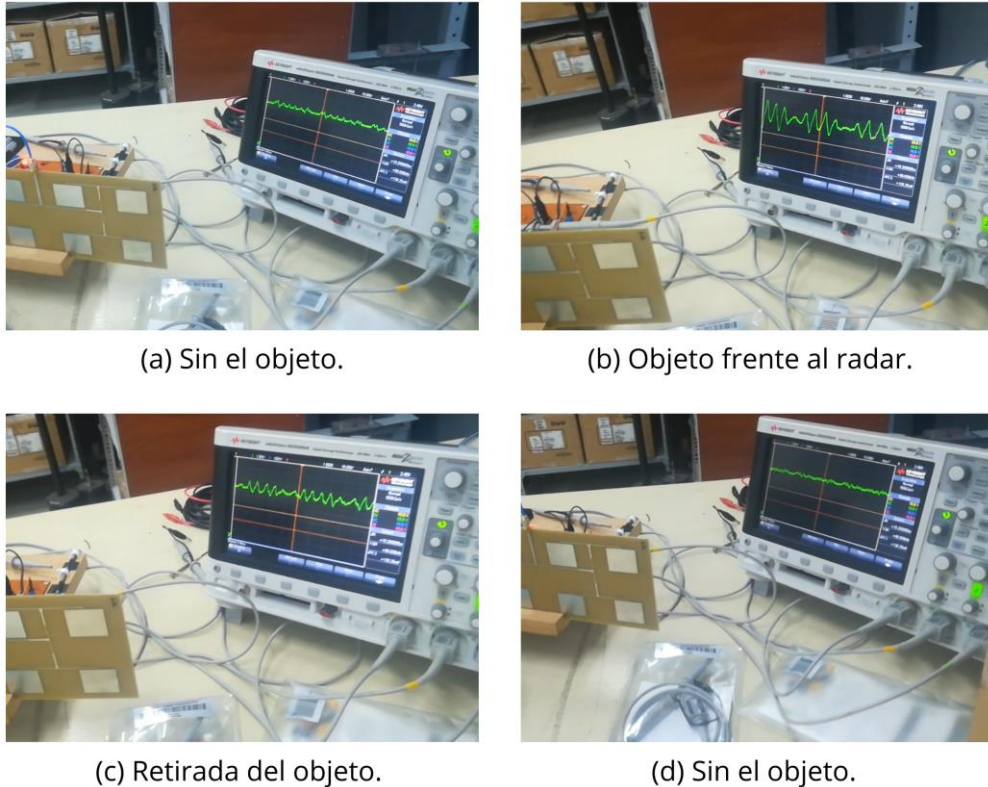


Figura 5.26. Comportamiento de señal receptada tras colocar un objeto frente al radar.

### 5.2.2. Prueba del prototipo en un entorno abierto.

En este apartado se efectúa las pruebas del prototipo SAR completo en un entorno exterior para evitar las reflexiones por objetos cercanos al radar que influyan en la medición, se realizó las pruebas en tres escenarios distintos. El primer escenario planteado se muestra en la Figura 5.27 (a), donde se observa un vehículo situado frente al prototipo SAR a una distancia de 27 m y una casa de fondo a 45 m.

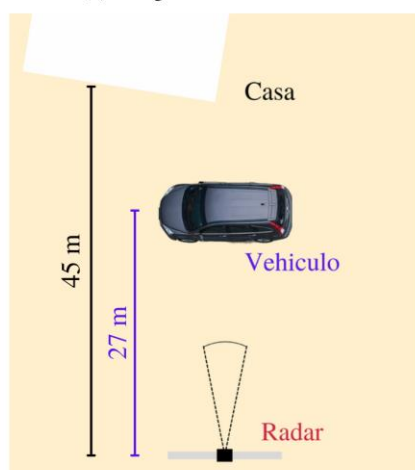
Para este escenario se hizo recorrer el radar una trayectoria de 2,15 m efectuando pequeños movimientos de 5 cm dando un total de 43 cambios de posición o range profiles. La grabación

resultante se almacenó con el nombre ‘vehiculo\_27m.wav’ para posteriormente ser procesada con el algoritmo RMA en Matlab.

Este prototipo SAR, por su estructura y modo de operación presenta su geometría de visión de forma horizontal a diferencia de los radares SAR comerciales colocados en satélites o vehículos aéreos los cuales poseen una geometría de visión casi vertical. Hacer las pruebas de esta forma, mediante un riel, facilita el proceso de implementación, pero tiene la desventaja de distorsión en la escena haciendo que los objetos más cercanos en rango ensombrezcan a los objetos que se encuentran detrás, obstruyendo y perdiendo características de estos.



(a) Fotografía del escenario 1.



(b) Perspectiva superior del escenario 1.

Figura 5.27. Primer escenario de pruebas para el prototipo SAR.

Al tener una geometría de visión horizontal, las imágenes de radar resultantes se muestran desde una perspectiva superior; en la Figura 5.27 (b) se ilustra la perspectiva superior del primer escenario de pruebas planteado.

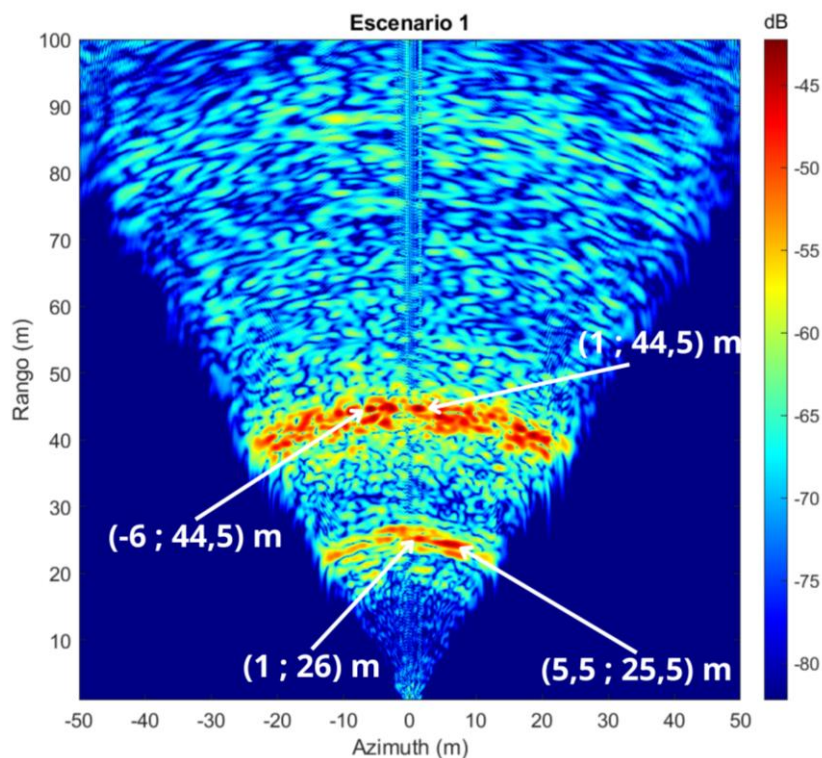


Figura 5.28 Imagen de radar resultante del escenario 1. Vehículo ubicado a 27 metros del prototipo SAR.

El resultado de esta prueba se plasma en la Figura 5.28, donde se observa dos franjas con mayor cantidad de tonos rojos y anaranjados que corresponden a los objetos más reflectantes del escenario. La primera franja muestra dos islotes de tono rojizo más intenso, el primero ubicado en la coordenada (1;26) correspondiente a un valor de potencia mayor a -50 dB, y el segundo en la coordenada (5,5; 25,5) de una potencia aparente mayor a -45 dB. En base a estas dos referencias se puede asumir que la primera franja visible corresponde al vehículo colocado a la distancia de 27 del radar.

A lo largo de la segunda franja se observa mayor predominancia de tonos rojizos intensos, para la explicación se tomó dos islotes que presentan una tonalidad correspondiente a una potencia mayor a -45 dB. El primer islote se localiza en la coordenada (-6; 44,5) m y el segundo en (1; 44,5) m. En base a estos dos puntos podemos asumir que la segunda franja es debida a la presencia de la casa de fondo ubicada aproximadamente a 45 metros.

La imagen SAR obtenida muestra una resolución en rango  $d_r$  aceptable, pero en azimuth presenta una distorsión notable que corresponde a una mala resolución en este eje  $d_a$ . Existen varias causas para este fenómeno, mismas que fueron expuestas en el apartado 2.4.7.3, donde se indica la existencia de una relación directamente proporcional a la longitud de onda de la señal propagada e inversa con el ancho de haz de la antena real.

Mediante las ecuaciones Ec. 2.58 y Ec. 2.61 presentadas en el apartado 2.4.7, se realiza el cálculo de la resolución en rango y en azimuth respectivamente, para ello, se requiere conocer la longitud de onda de la señal propagada y el ancho de banda de transmisión del radar, estos valores se obtienen en base a los parámetros de la antena transmisora correspondiente a la antena 1, dichos valores son:  $\lambda = 0,123 \text{ m}$  y  $AB = 88 \text{ MHz}$ . Aplicando la ecuación para la resolución en rango se obtiene,  $d_r = 1,704 \text{ m}$ .

$$d_r = \frac{c}{2AB} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2(88 \times 10^6) 1/s} = 1,704 \text{ m}.$$

Claramente se observa que el factor clave para mejorar la resolución en rango es el ancho de banda del prototipo, a medida que este aumenta se obtendrá una resolución más fina.

De igual forma se aplica la expresión para la resolución en azimuth, en este caso se realizó un cálculo para los dos objetivos más reflectantes presentes en la escena, la resolución  $d_{a1} = 0,75 \text{ m}$  corresponde al vehículo con  $R = 27 \text{ m}$  y  $d_{a2} = 1,257 \text{ m}$  es la resolución para la casa cuando  $R = 45 \text{ m}$ . En este sentido a continuación se presentan las operaciones realizadas:

$$d_{a1} = \frac{\lambda R}{2L} = \frac{0,123 \text{ m} \times 27 \text{ m}}{2 \times 2,2 \text{ m}} = 0,75 \text{ m}$$

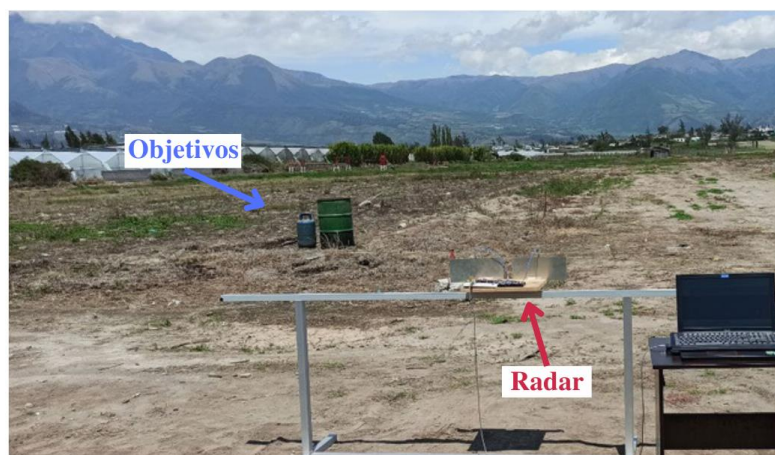
$$d_{a2} = \frac{0,123 \text{ m} \times 45 \text{ m}}{2 \times 2,2 \text{ m}} = 1,257 \text{ m}$$

En base a los cálculos se identifica que la resolución en azimuth empeora a medida que el objetivo se encuentra más alejado del radar, pero la distancia al objetivo es un parámetro que no depende del prototipo; por tal motivo, los factores más relevantes para efectuar un cambio y mejorar la resolución en azimuth son: la longitud de onda  $\lambda$  y la longitud de trayectoria del SAR denotada por  $L$ ; además, como se explicó en la teoría de los SAR (apartado 2.4.7), también es posible mejorar esta resolución aumentando el ancho de haz de la antena, lo que representa mejorar las características del sistema radiante.

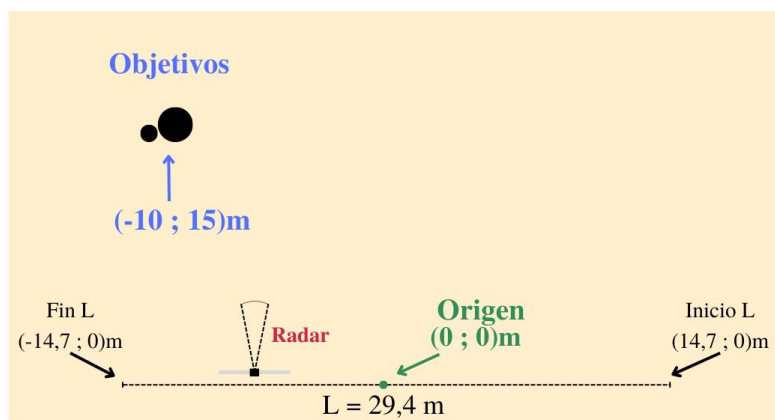
Por tales motivos, se decide plantear dos escenarios de prueba controlados en un lote baldío, donde el radar efectúa una trayectoria de vuelo mayor. Además, se calibró la señal triangular a un periodo de 10 ms (5 ms subida, 5 ms bajada) con el fin de reducir el alcance máximo del radar para evitar interferencias con objetos distantes que no formen parte del entorno controlado. En este caso el alcance máximo teórico del radar ronda los 127 m.

En la Figura 5.29 (a) se muestra el segundo entorno de pruebas planteado, donde se colocó únicamente dos cilindros metálicos denotados como 'Objetivos'. En la Figura 5.29 (b) se presenta la perspectiva superior del escenario dos, donde se especifica la coordenada en la cual están ubicados los objetivos, siendo esta: (-10; 15) m. Además, en color verde se muestra el origen del plano de coordenadas ubicado en la mitad de la trayectoria  $L$  del radar igual a 29,4 metros.

Para los escenarios 2 y 3 se utilizó la misma trayectoria, iniciando en la coordenada (14,7; 0) m y finalizando en (-14,7 ;0) m efectuando pequeños pasos de 10 cm, dando un total de 294 cambios de posición<sup>15</sup>.



(a) Fotografía del escenario 2.



(b) Perspectiva superior del escenario 2.

Figura 5.29. Segundo escenario de pruebas para el prototipo SAR.

Al momento de procesar los datos crudos con el algoritmo RMA se debe tomar en cuenta los cambios efectuados en el periodo de la señal triangular y en la dimensión de los cambios de posición que ahora es 10 cm ya que dichos valores son importantes para la conformación de la imagen SAR.

<sup>15</sup> Para conseguir dicha trayectoria se realizó pausas en la grabación y trasladar el riel a la siguiente posición, por lo cual fue necesario hacer 14 pasadas en el riel.



La imagen de radar resultante de la toma de datos en el escenario 2 se muestra en la Figura 5.30 donde se indica el punto de referencia de los objetivos (-10; 15) m que presenta una tonalidad anaranjada cerca de -80 dB. Además, se destaca dos islotes de tono rojizo más intenso correspondiente a niveles de potencia mayores que -75 dB, uno de ellos se ubica en (-10,2; 13,8) m y el otro en (-13,2; 13,8) m. En base a estas dos coordenadas se puede calcular el ancho aparente del objetivo detectado, siendo aproximadamente 3 metros. Tomando en cuenta que los objetivos reales en conjunto tienen un ancho de 1,5 metros, se deduce que la distorsión causada a ese rango es aproximadamente el doble.

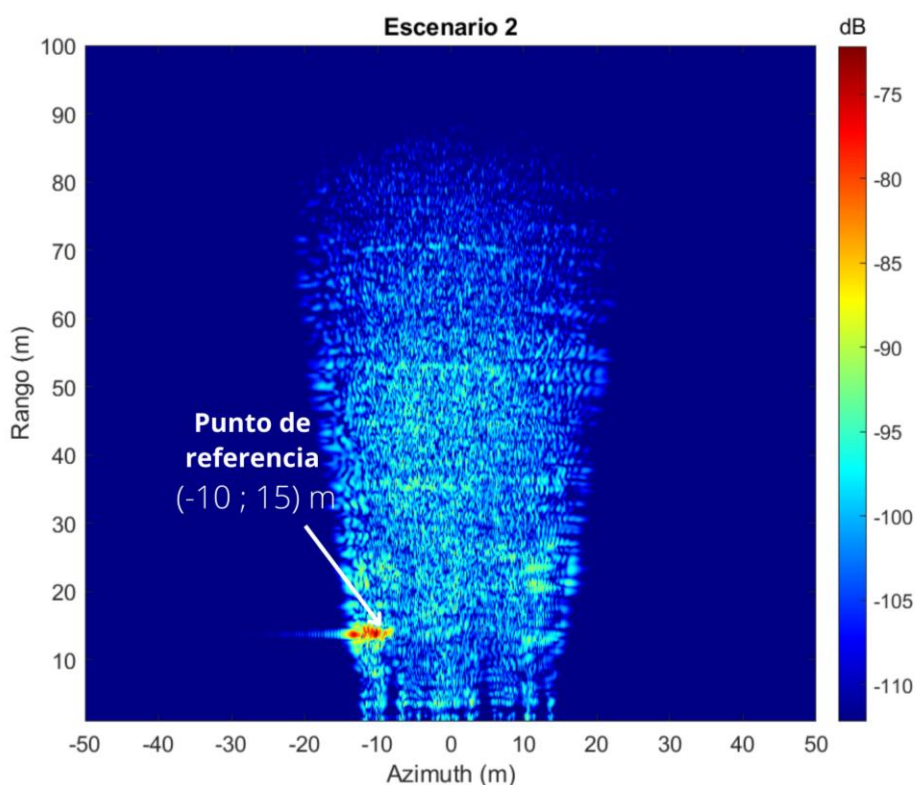


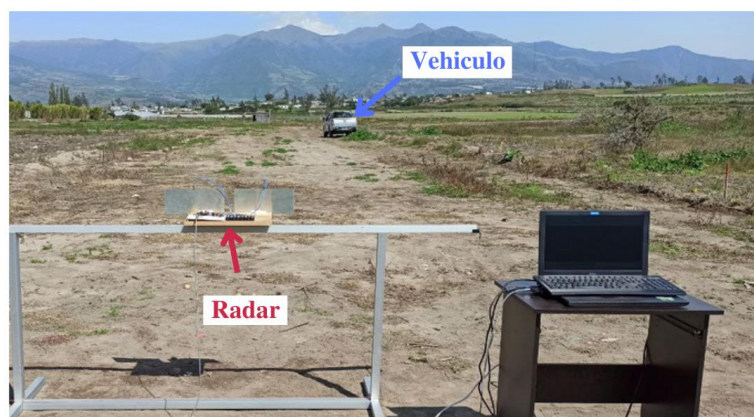
Figura 5.30. Imagen de radar resultante del escenario 2. Objetivos ubicados en las coordenadas (-10; 15) m.

Haciendo uso de Ec. 2.58 y Ec. 2.61 se calcula la resolución en rango y azimuth respectivamente. Para el caso del rango la resolución se mantiene puesto que únicamente depende

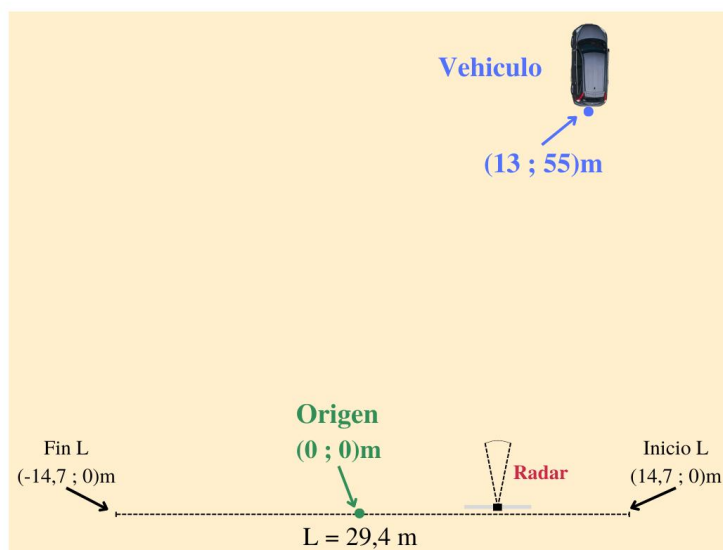
del ancho de banda el cual no a sido cambiado con respecto al escenario 1. A continuación se detalla el cálculo para la resolución en azimuth con  $R = 15 \text{ m}$  y  $L = 29,4 \text{ m}$ .

$$d_{a2} = \frac{0,123 \text{ m} \times 15 \text{ m}}{2 \times 29,4 \text{ m}} = 0,03 \text{ m}$$

En el caso del escenario 3 se colocó únicamente un vehículo ubicado en la coordenada (13; 55) m con el resto del terreno libre. En la Figura 5.31 se presenta tanto la fotografía como la perspectiva superior del escenario 3. Al igual que en el escenario anterior, se hizo recorrer el radar una longitud de 29,4 m dando pasos de 10 cm.



(a) Fotografía del escenario 3.



(b) Perspectiva superior del escenario 3.

Figura 5.31. Tercer escenario de pruebas para el prototipo SAR.

En la Figura 5.32 se muestra la imagen SAR resultante del escenario 3 donde se resalta el punto de referencia para la ubicación del vehículo, siendo: (13; 55) m. Como se observa en dicha imagen, se tiene dos islotes con tonos más intensos que representan valores de potencia mayores a -60 dB. El primero se ubica en la coordenada (5,5; 54,5) m y el segundo en (15; 55) m, obteniendo un ancho aparente del objeto de 9,5 m, si el ancho del vehículo real es de 2,8 metros se calcula una distorsión aparente de 6,7 m. Estos valores hacen evidente el aumento de la distorsión en azimuth que presentan los objetivos a medida que se distancian del radar, esto es previsible debido al comportamiento de las ondas electromagnéticas. A esta distancia en rango se obtiene una resolución en azimuth igual a  $d_{a3} = 0,120 \text{ m}$

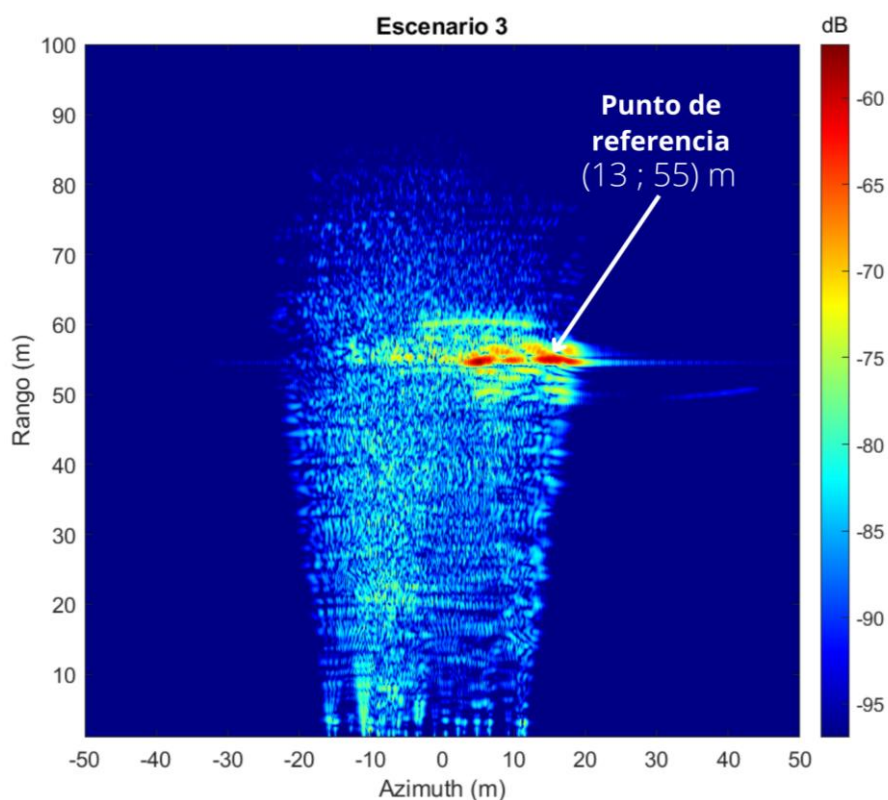


Figura 5.32. Imagen de radar resultante del escenario 3. Vehículo ubicado en las coordenadas (13; 55) m.

## CONCLUSIONES

En el presente trabajo de grado se plantea un prototipo de agrupación de antenas planares de 2x4 elementos operante en la banda ISM de 2450 MHz, que reemplace el sistema radiante tipo bocina utilizado en el prototipo SAR-MIT propuesto en el curso abierto del MIT (G. L. Charvat, 2012), enfocándose principalmente en conseguir un prototipo simple, escalable, portable y económico que pueda a futuro ser utilizado para sistemas de vigilancia, control y seguridad territorial.

Se construyó una agrupación de antenas planares resonante a 2,43 GHz con excelente acople al pin de alimentación, obteniendo un parámetro  $S_{11}$  menor a -17 dB y ROE bajo 1,3. Además, se midió un valor de ganancia de 7,21 superando los valores de la antena del prototipo SAR-MIT. Los únicos parámetros tomados en cuenta en la comparación que no fueron superados son el ancho de banda y el ancho de haz de antena, se obtuvo 90 MHz y 24° respectivamente, en contraste con los 100 MHz y 70° del prototipo de referencia.

Dichos resultados deficientes eran esperables a causa de las características propias de la tecnología microstrip que presenta una limitante en cuanto al ancho de banda, además, tomando en cuenta la teoría de antenas, se conoce que las agrupaciones de antenas tienden a ser resonantes y presentan un diagrama de radiación directivo, aumentando su directividad a medida que se aumenta el número de elementos individuales como se observó en el desarrollo de este diseño.

El uso de una distribución de corrientes homogénea hacia cada elemento del array causa un aumento de potencia en los lóbulos laterales del diagrama de radiación, se utilizó este tipo de distribución con la finalidad de conseguir altos valores de directividad. En caso de requerir un diagrama de radiación con lóbulos laterales mínimos es necesario aplicar una distribución de corrientes no uniforme con la peculiaridad de que la directividad será menor.

Si bien se obtuvo valores aceptables en la medición de los parámetros de operación de las antenas fabricadas, estos valores discrepan en relación con los obtenidos en la simulación, posiblemente a causa de introducir los conectores SMA, una soldadura o errores en el proceso de fabricación. Esto se pudo comprobar al aplicar dos métodos de fabricación, inicialmente mediante atacado químico y luego mediante fresado mecánico con CNC, obteniendo en el segundo método mejores resultados.

Mediante el kit de medición DreamCatcher y el VNA FieldFox se midió el diagrama de radiación en 2D y 3D de las antenas fabricadas. En los resultados del diagrama en 2D se apreció una gran similitud de los lóbulos de radiación principal y secundarios con respecto a la simulación. En el diagrama en 3D se logró apreciar mayores diferencias pero que no son tan relevantes para el buen funcionamiento de la antena, estas diferencias probablemente fueron causadas por el ruido (señales Wi-Fi) presente en el entorno de medición.

A partir del valor de ancho de banda y la frecuencia de la señal transmitida se obtuvo de forma analítica la resolución en rango del prototipo SAR propuesto en el presente trabajo, obteniendo como resultado 1,704 m, lo cual indica que el radar es capaz de distinguir dos objetivos separados entre ellos mínimo dicha distancia en la dimensión de rango. La resolución en rango puede hacerse más fina aumenta el ancho de banda del sistema.

De igual forma se obtuvo analíticamente la resolución en azimuth, en este caso se calculó para dos objetivos, uno situado a una distancia de 27 m dando una resolución de 0,75 m y el segundo objetivo a una distancia en rango de 45 m obteniendo 1,257 m de resolución. Estos valores corresponden al ancho del píxel de la imagen SAR.

El prototipo SAR propuesto es capaz de producir imágenes SAR de baja resolución donde se puede distinguir objetivos altamente reflectantes presentes en el entorno analizado, esto se pudo

visualizar comparando la imagen resultante con una imagen óptica del ambiente de pruebas. Además, se pudo observar los problemas que causa una baja resolución en azimuth, ya que se obtuvo una imagen distorsionada en dicho eje.

Operar en la banda ISM de 2,4 GHz fue beneficioso debido al bajo costo de los componentes y facilidad de construcción; sin embargo, la banda de frecuencias está muy saturada y se produce interferencia por wifi, bluetooth, zigbe, ect. Al realizar las pruebas en un entorno urbano, la imagen resultante evidenció cierto nivel de interferencia. Dicha interferencia se redujo en cierta medida en los escenarios 2 y 3 al efectuar las pruebas en un terreno baldío.

A partir de los resultados obtenidos se pudo comprobar que el prototipo SAR construido puede ser utilizado en aplicaciones donde se requiera detectar objetos reflectantes en un entorno donde se complique la visibilidad en el rango óptico. Como indican los resultados, la baja resolución en azimuth es compensada por la alta precisión para ubicar el objetivo en rango con un margen de error inferior a 50 cm.

## RECOMENDACIONES

El proceso de fabricación en agrupaciones de antenas microstrip es clave para su buen funcionamiento, en caso de requerir mayor precisión entre el prototipo simulado y la antena fabricada se puede utilizar una impresión por fotolitografía, aunque este es un método muy costoso y no existe en el país una empresa que brinde este servicio.

Se puede aplicar métodos para reducir aún más el tamaño de la antena sin perder sus características de desempeño, por ejemplo, podría utilizarse geometrías alternativas como fractales o agregando slots o ranuras en los parches, también puede lograrse una reducción significativa utilizando sustratos con una permitividad dieléctrica mayor. La reducción del tamaño de antena va de la mano con el aumento del ancho de haz que es otro punto a tomar en cuenta para la mejora a futuro del prototipo propuesto.

Otro aspecto de mejora es el ancho de banda (AB), actualmente existen varios métodos para aumentar el AB en antenas microstrip, como utilizar sustratos de mayor grosor, apilando parches uno sobre otro, o agregando tipos de alimentación fuera de lo común como el método de rotación secuencia que utiliza una alimentación individual para cada elemento del array. El tema de mejora de ancho de banda en antenas microstrip en las últimas décadas ha sido muy popular en la investigación sobre este tipo de radiadores y sin duda representa un campo donde la comunidad académica y científica debe involucrarse para generar propuestas de valor e impulsar la tecnología y la industria local.

Para obtener una mejor resolución de azimuth en las imágenes de radar se podría realizar varios cambios en el prototipo SAR, uno de ellos es aumentar la frecuencia de operación ya que la teoría indica que trabajar con una longitud de onda más pequeña permite obtener una resolución más fina en azimuth. Así como para evitar interferencias provenientes del ambiente, además, se

requeriría realizar pruebas fuera del área urbana con el fin de obtener resultados con menor interferencia.

Operar a una frecuencia mayor con la finalidad de obtener mejores resultados en las imágenes SAR representa varios retos, primordialmente a tomar en cuenta es el circuito de radio frecuencia del radar, ya que sus componentes no operan a frecuencias más altas, por ende, se requeriría un rediseño de este circuito. Ahora bien, al operar con una longitud de onda más pequeña, el tamaño de los componentes de RF y radiantes de igual forma se reducen, inclusive en el mercado existen VCO del tamaño de un chip como el HMC735LP5E que opera en el rango de 10,5 a 12,2 GHz y tiene un costo de \$58 en el mercado estadounidense. Componentes de este tipo permiten diseñar un radar de tamaño más reducido y que podría ser utilizado de mejor manera en el ámbito de la seguridad territorial u otras aplicaciones.



## REFERENCIAS

- Aji, G. M., Wibisono, M. A., & Munir, A. (2016). High gain 2.4GHz patch antenna array for rural area application. *Proceedings - Asia-Pacific Conference on Communications, APCC 2016*, 319–322. <https://doi.org/10.1109/APCC.2016.7581507>
- Almanza, J. (2015). *Desarrollo de un prototipo de radar de apertura sintética e implementación de algoritmos de reducción de ruido en imágenes de radar*. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California.
- Andrade, C. (n.d.). Agrupación de Antenas - Capítulo 6. *Comunicación Inalambrica*, 17.
- ANSYS. (2019). *ANSY HFSS Capabilities*. <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss/hfss-capabilities#5>
- Antenna-theory. (2017). *VSWR*. <https://www.antenna-theory.com/definitions/vswr.php>
- Balanis, C. A. (2005). Antenna Theory. In *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering* (Third Edit). <https://doi.org/10.1002/047134608x.w1206>
- Balanis, C. A. (2008). *Modern antenna handbook* (1st Editio).
- Balduz, A. (2017). *Diseño de dos arrays de antenas en tecnología plana con polarización lineal y circular a 60 GHz*. Universidad Pública de Navarra.
- Bhatta, N. P., & Geethapriya, M. (2017). *RADAR and its Applications*. 10(03), 1–9.
- Bruder, J. A. (2013). IEEE Radar standards and the radar systems panel. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 28(7), 19–22. <https://doi.org/10.1109/MAES.2013.6559377>
- Buen Vivir. (2017). *Plan Nacional para el buen vivir*. <https://www.gobiernoelectronico.gob.ec/wp-content/uploads/downloads/2017/09/Plan-Nacional-para-el-Buen-Vivir-2017-2021.pdf>
- Canga, R. (2011). 6. Agrupaciones de Antenas. *Curso Iniciación a Las Telecomunicaciones*, 39.

- Cardama, A. . . (2002). *Antenas*.
- Carrara, W., Goodman, R., & Majewski, R. (1995). *Spotlight Synthetic Aperture Radar \_ Signal Processing Algorithms-Artech House*. Artech House.
- Chan, Y. K., & Koo, V. C. (2008). an Introduction To Synthetic Aperture Radar (Sar). *Progress In Electromagnetics Research B*, 2, 27–60. <https://doi.org/10.2528/pierb07110101>
- Charvat, G. L. (2012). *MIT IAP 2011 Laptop Based Radar : Block Diagram , Schematics , Bill of Material , and Fabrication Instructions \* Presented at the 2011 MIT Independent Activities Period ( IAP )*. 1–51.
- Charvat, G., Williams, J., Fenn, A., Kogon, S., & Herd, J. (2011). *Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging*. MIT OpenCourseWare. <https://ocw.mit.edu/resources/res-ll-003-build-a-small-radar-system-capable-of-sensing-range-doppler-and-synthetic-aperture-radar-imaging-january-iap-2011/>
- CIDFAE. (2015). *Detección, Observación, Comunicación Y Reconocimiento*. 1–39.
- Committee, A. S. (1981). IEEE Standard Test Procedures for Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, 23(3), 28. <https://doi.org/10.1109/MAP.1981.27542>
- CORREO. (2017). *Drones, el arma estratégica de Senae para controlar el contrabando en la frontera Sur*. <https://www.diariocorreo.com.ec/3368/ciudad/drones-el-arma-estrategica-de-senae-para-controlar-el-contrabando-en-la-frontera-sur>
- David Pozar. (2011). *Microwave engennering: Vol. 4th Editio*.
- Desarrollo. (2017). *Plan Nacional de Desarrollo*. [www.planificacion.gob.ec](http://www.planificacion.gob.ec)
- Eaves, J., & Reedy, E. (1987). Principles of Modern Radar. In *Principles of Modern Radar* (Vol. 66). <https://doi.org/10.1007/978-1-4613-1971-9>
- EETech. (n.d.). *VSWR / Return Loss Calculator - Electrical Engineering & Electronics Tools*.

Retrieved July 18, 2021, from <https://www.allaboutcircuits.com/tools/vswr-return-loss-calculator/>

EL Comercio. (2018). *El tráfico de armas permea la frontera norte de Ecuador - El Comercio*.  
<https://www.elcomercio.com/actualidad/traficodearmas-frontera-ecuador-colombia-farc.html>

El Telégrafo. (2019). *Ecuador adaptará avión al tipo P3 para contro fronterizo*.  
<https://www.eltelegrafo.com.ec/noticias/judicial/12/ecuador-avionp3-control-frontera>

EL UNIVERSO. (2020). *Encuentran embarcación cargada de combustible y precursor químico en zona fronteriza de Esmeraldas*.  
<https://www.eluniverso.com/noticias/2020/11/13/nota/8047084/encuentran-embarcacion-cargada-combustible-precursor-quimico-zona/>

EM Talk. (2011). *Microstrip Line Calculator | em: talk*. <http://www.emtalk.com/mscalc.php>

ESA. (2014). *ESA - Eduspace ES - Cambio global - Radar de apertura sintética (SAR)*.  
[https://www.esa.int/SPECIALS/Eduspace\\_Global\\_ES/SEMVKXF64RH\\_0.html](https://www.esa.int/SPECIALS/Eduspace_Global_ES/SEMVKXF64RH_0.html)

Fenn, A. J. (2011). *Antenna Design for the Laptop Radar Project. MIT Opencourseware Massachusetts Institute of Technology, January, 1–28*. <https://ocw.mit.edu/resources/res-ll-003-build-a-small-radar-system-capable-of-sensing-range-doppler-and-synthetic-aperture-radar-imaging-january-iap-2011/lecture-notes/>

Flores, N., & Figueroa, J. (2007). *Física moderna* (1era ed.). Pearson Educación.

Fuentes, J. (2012). *Fundamentos de Radiación y Radiocomunicación 2ª Edición*.  
<http://personal.us.es/murillo/docente/Libros/FundRadiacionyRadiocom.pdf>

Gómez, R. J., Beltrán, Y., & Camargo, L. (2019). *Radiocomunicaciones teoría y principios*. UNIMAGDALENA. <http://www.ghbook.ir/index.php?name=فرهنگ و رسانه های>

نوين&option=com\_dbook&task=readonline&book\_id=13650&page=73&chkhask=ED9C9491B4&Itemid=218&lang=fa&tmpl=component

Hfss, A., & Design, A. (2015). *Lecture 6 : Introduction to Optimetrics*. 1–16.

IEEE. (2014). *IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation IEEE Antennas and Propagation Society IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation* (Vols. 145–2013, Issue 2013).

Keysight. (2023). *Antenna & Propagation Teaching Solution | Keysight*.

<https://www.keysight.com/zz/en/lib/resources/miscellaneous/antenna--propagation-teaching-solution-1780011.html>

López, V., Montoya, M., & Pancorbo, M. (2016). *Electromagnetismo II*. UNED.

Luis, F. (2018). *Personal militar decomisa combustible en la frontera norte de Esmeraldas*.

<https://www.eluniverso.com/noticias/2018/10/01/nota/6981425/personal-militar-decomisa-combustible-nuevamente-frontera-norte/>

Luna, F. D. (2013). *Asegurar la integridad de la señal*. 78–83.

Lundberg, K. (2002). *La serie MIT Rad Lab*. <http://web.mit.edu/klund/www/books/radlab.html>

Morales, M. C. (2010). *Agrupación de antenas microstrip para un receptor sar biestatico*.

Nieto, J. (2018). *Diseño de un array de antenas parche con alimentación en serie a 60GHz*.

Universidad Pública de Navarra.

O'Donnell M. (n.d.). *Conferencia 18: Radar de apertura Sintética*. Retrieved January 17, 2020,

from [http://radar-course.org/radar se Lecture 18 B.html](http://radar-course.org/radar%20Lecture%2018%20B.html)

OFR/GPO. (2022). *eCFR :: 47 CFR 18.301 -- Operating frequencies*.

<https://www.ecfr.gov/current/title-47/chapter-I/subchapter-A/part-18/subpart-C/section-18.301>

- Olmo, M. (2020). *Huygen's Principle*. <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/huygen.html>
- Orbaiceta, A. (2017). *Diseño y caracterización de un array de antenas en tecnología plana en la banda de 8GHz con polarización circular*. Universidad Pública de Navarra.
- Ordóñez, J. (2017). Espectro electromagnético y espectro radioeléctrico. *Acta, 1*, 17–31.  
[https://www.acta.es/medios/articulos/ciencias\\_y\\_tecnologia/062017.pdf](https://www.acta.es/medios/articulos/ciencias_y_tecnologia/062017.pdf)
- Otero, R. P. (2015). *Fundamentos de la propagación de ondas*. Servicio de Publicaciones y Divulgación Científica de la Universidad de Málaga.  
<https://ebookcentral.proquest.com/lib/utnortesp/detail.action?docID=4536555>
- Panzer, B. (2004). *Development of an electrically small vivaldi antenna: the CREsis VIVALDI (CAV-A)*. 55. <http://eprints.uanl.mx/5481/1/1020149995.PDF>
- Penny, C. O. (2016). Historia y teoría del radar, capítulo 1. *Perfiles de Ingeniería*, 2(11), 47–54.  
[https://doi.org/10.31381/perfiles\\_ingenieria.v2i11.404](https://doi.org/10.31381/perfiles_ingenieria.v2i11.404)
- Podest, E. (2017). *Applied Remote Sensing Training Program / NASA Applied Sciences*.  
<https://appliedsciences.nasa.gov/what-we-do/capacity-building/arset>
- Pongratz, S. (2008). Introducción a las medidas en sistemas radiantes: análisis de cables y antenas. *Revista Española de Electrónica*, 639, 70–74.
- Prabhu, M. R., & Rajalingam, A. (2017). *Rectangular Patch Antenna to Operate in Flame Retardant 4 Using Coaxial Feeding Technique*. 9(3), 399–407.
- Prometeo, P. (2016). *Análisis del radar LFM-CW del MIT*.
- Ramaswami, R., Sivarajan, K., & Sasaki, G. (2010). *Optical Networks A Practical Perspective*. Elsevier Ltd. [http://www.ghbook.ir/index.php?name=های رسانه و فرهنگ&option=com\\_dbook&task=readonline&book\\_id=13650&page=73&chkhask=ED9C9](http://www.ghbook.ir/index.php?name=های رسانه و فرهنگ&option=com_dbook&task=readonline&book_id=13650&page=73&chkhask=ED9C9)

491B4&Itemid=218&lang=fa&tmpl=component

- Richards, M. A., Scheer, J. A., & Holm, W. A. (2010). Principles of modern radar: Basic principles. In *Principles of Modern Radar: Basic Principles: Vol. I*. Scitech.  
<https://doi.org/10.1049/sbra021e>
- Sears, F., Zemansky, M., Young, H. D., & Freedman, R. A. (2013). *Física Universitaria con física moderna (Volumen 2)*.
- Series, P., & ITU. (2019). *Attenuation by atmospheric gases and related effects Series Radiowave propagation* (Vol. 10). International Telecommunication Union.  
[https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-12-201908-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-12-201908-I!!PDF-E.pdf)
- Serway, R. A., & Jewett, J. W. (2015). *Física para ciencias e ingeniería (Volumen 2)* (M. Rodríguez (ed.); Novena). Cengage Learning.
- Serway, R. a., & Kirkpatrick, L. D. (2008). Física para ciencias e ingeniería. In M. Rodríguez (Ed.), *The Physics Teacher* (9na ed., Vol. 1, Issue 7). CENGAGE Learning.  
<https://doi.org/10.1119/1.2342517>
- Stimson, G., Griffiths, H., Baker, C., & Adamy, D. (2014). *Stimson's Introduction to Airborne Radar. Electromagnetics and radar*. (3rd Editio). Scitech Publishing.
- Technologies, K. (2023). *N9917A FieldFox Handheld Microwave Analyzer, 18 GHz*.  
<https://www.keysight.com/en/pdx-x201926-pn-N9917A/fieldfox-handheld-microwave-analyzer-18-ghz?nid=-32495.1150497&cc=ES&lc=eng&state=2>
- Torres, L. L. T. (2013). *DISEÑO DE UNA ANTENA VIVALDI ANTIPODAL MODIFICADA PARA APLICACIONES GPR EN LA BANDA DE 700 MHz - 9 GHz*. 3–6.
- Visser, H. (2005). *Array and Phased Array Antenna Basics*. Wiley.
- Washington, B. (2018). *Ecuador y Colombia analizan la inseguridad en la frontera común - El*

*Comercio*. <https://www.elcomercio.com/actualidad/seguridad-ecuador-colombia-reunion-frontera.html>

Waterhouse, R. B. (2003). *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide*. Springer US.

<https://doi.org/10.1007/978-1-4757-3791-2>

## ANEXOS

## A. Script para cálculo de dimensiones de un parche microstrip

En este anexo se detalla el script desarrollado en Matlab para el cálculo de las dimensiones del parche con alimentación por línea microstrip, las fórmulas utilizadas son las correspondientes al modelo de líneas de transmisión.

```

clc
clear all
format long

disp('Diseño Rectangular de Antena Microstrip');
disp('=====');
er=input('Ingrese la constante dielectrica del sustrato:');
h=input('Ingese el ancho del sustrato (mm):');
f=input('Ingrese la frequency de trabajo (GHz):');
z=input('Ingrese e valor de impedancia de entrada (ohm):');
disp('Calculando. Espere un momento.');
```

$$f=f*1e9;$$

```

%cálculo del ancho del parche Wid
wid=(3e8/(sqrt((er+1)/2)*2*f))*1000;           %in mm

%Constante eléctrica efectiva
e_eff=((er+1)/2)+ (((er-1)/2)* (1+((12*h)/wid))^-0.5);

%cálculo de la longitud del L
del_l=((e_eff+0.3)*((wid/h)+0.264))/((e_eff-0.258)*((wid/h)+0.8))*(0.412*h);
%in mm

%Longitud efectiva del parche
l_eff=(3e8/(2*f*sqrt(e_eff)))*1000;

%Longitud física del parche
L=l_eff-(2*del_l);

la=(3e8/f)*1000; %Longitud de onda
k=(2*pi)/la;
x=k*(wid);
i1=-2*cos(x)+(x*sinint(x))+sin(x)/x;
g1=i1/(120*pi*pi);           %Conductancia

a=@(th) (((sin((x./2)).*cos(th))./cos(th)).^2).*(besselj(0,(k.*L.*sin(th))))).*(s
in(th)).^3);
a1=integral(a,0,pi);
g12=a1/(120*pi*pi);           %en siemens
r_in=1/(2*(g1+g12));           %en ohms

inset=(L/pi)*(acos(sqrt(z/r_in)));           %en mm

Lg_min=6*h+L;           %Según el libro Punit S. Nakar (2004)

```



```

Wg_min=6*h+wid;

B=60*pi*pi/(z*sqrt(er));
m1=2*B-1;
m=log(m1);
n1=B-1;
n=log(n1);

W=(2*h/pi)*(B-1-m+((er-1)/(2*er))*(n+(0.39*0.61)/er)); %basado en el libro
Liang J. (2004)

g = (3e8*4.65e-9)/(sqrt(2*e_eff)*f*10^-9); %En el artículo M A Matin (2010)

disp('PARCHE RECTANGULAR:')
disp(['El ancho del parche (Wp) es: ',num2str(wid),' mm'])
disp(['El largo del parche (Lp) es: ',num2str(L),' mm'])
disp(['E punto de inserción (Fi) es: ',num2str(inset),' mm'])
disp(['El ancho de la linea de alimentación (Wf) es: ',num2str(W),' mm'])
disp(['Ancho de muesca (Gpf) es:',num2str(g),' mm'])
disp(['La longitud mínima del plano de tierra es: ',num2str(Lg_min),' mm'])
disp(['El ancho mínimo del plano de tierra es: ',num2str(Wg_min),' mm'])

```

## B. Simulación de una antena microstrip en una herramienta CAD

A continuación, se especifica el proceso seguido para realizar una simulación mediante una herramienta CAD, este apartado será una guía para efectuar todas las simulaciones futuras en este trabajo de titulación; en este caso se hizo uso del software ANSYS HFSS en su versión 15.0.2, en la Ilustración B.1 se muestra el entorno del software inmediatamente de ser abierto, el primer paso es crear el entorno de diseño en 3D, para ello damos click en el icono resaltado con un recuadro rojo en la imagen.

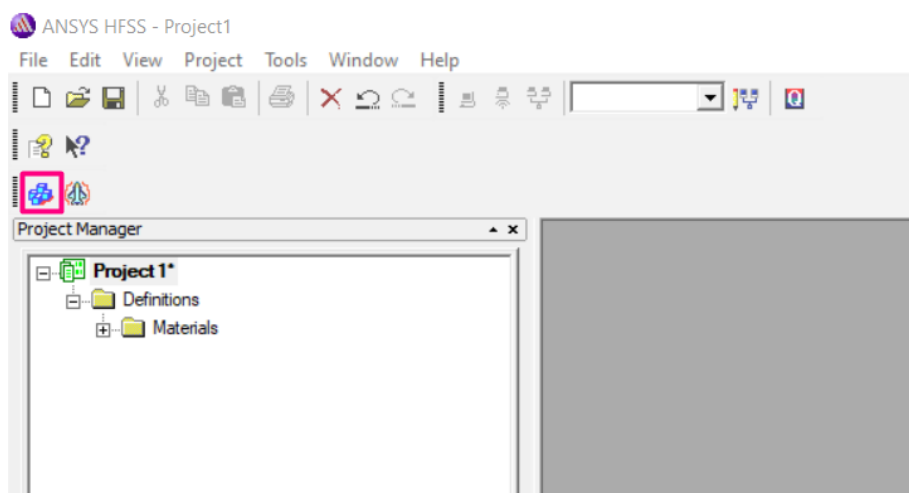


Ilustración B.1. Entorno de ANSY HFSS 15.0.2 una vez abierto.

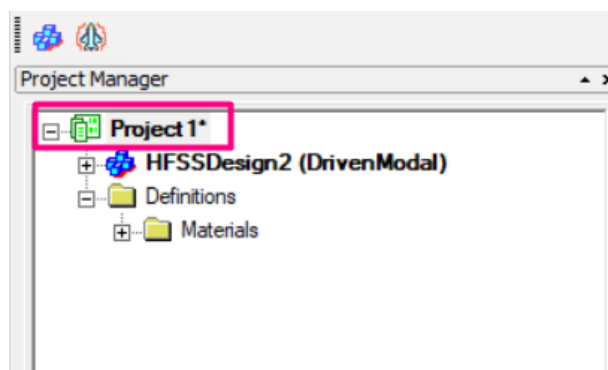


Ilustración B.2. Nombre del proyecto en ANSYS HFSS.

Fuente: (Autor)

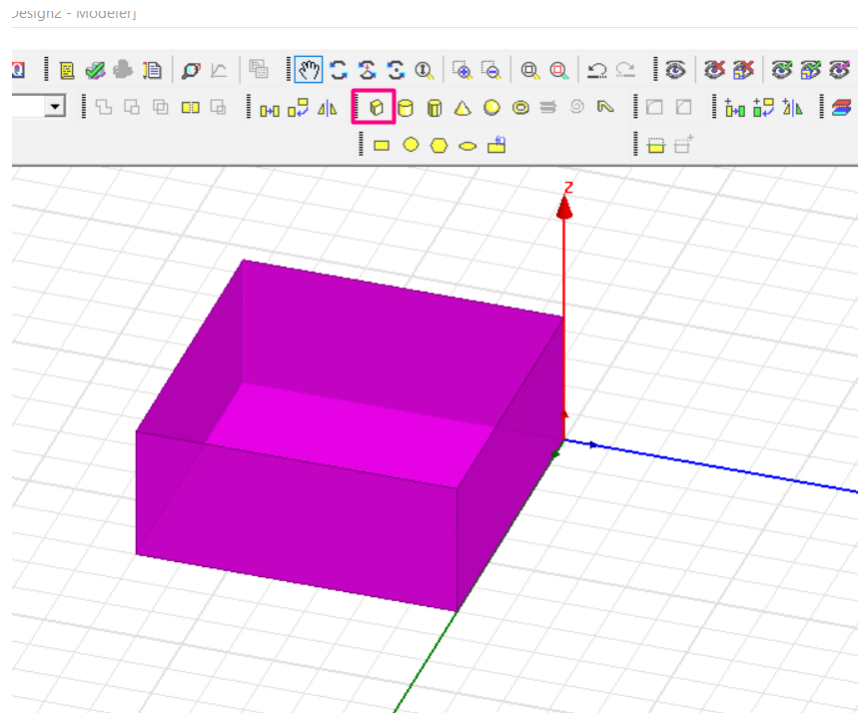
Haciendo click derecho sobre “Project 1\*”, ver Ilustración B.2, aparecerá la opción para editar el nombre del proyecto, en este caso se colocó el nombre de “Parche2,44\_inicial”, una vez realizado este paso se continua armando el prototipo en 3D de la antena a simular, para ello se hará uso de las herramientas de diseño presentadas por ANSYS HFSS, mismas que se muestran en la Ilustración B.3, con rojo se resaltan las figuras en 2D y con azul las de tres dimensiones.



*Ilustración B.3.* Herramientas de diseño para elementos en 3D en ANSYS HFSS 15.0.2.

Fuente: (Autor)

Se parte graficando el sustrato dieléctrico, para ello se hace uso de la herramienta “Daw box” resaltada con rojo en la Ilustración B.4, en la misma figura se observa como resultado la estructura de un paralelepípedo que será el dieléctrico; para editar sus propiedades seleccionamos el objeto y en la parte izquierda del software aparece la tabla de propiedades.



*Ilustración B.4.* Gráfico de sustrato dieléctrico con Draw box de HFSS.

Fuente: (Autor)

En la Ilustración B.5 se muestra resaltado con el recuadro las principales propiedades que se pueden editar de cada elemento, en este caso se editó las variables “Name” y “Material”, colocando “Sustrato” y “FR4\_epoxy” respectivamente.

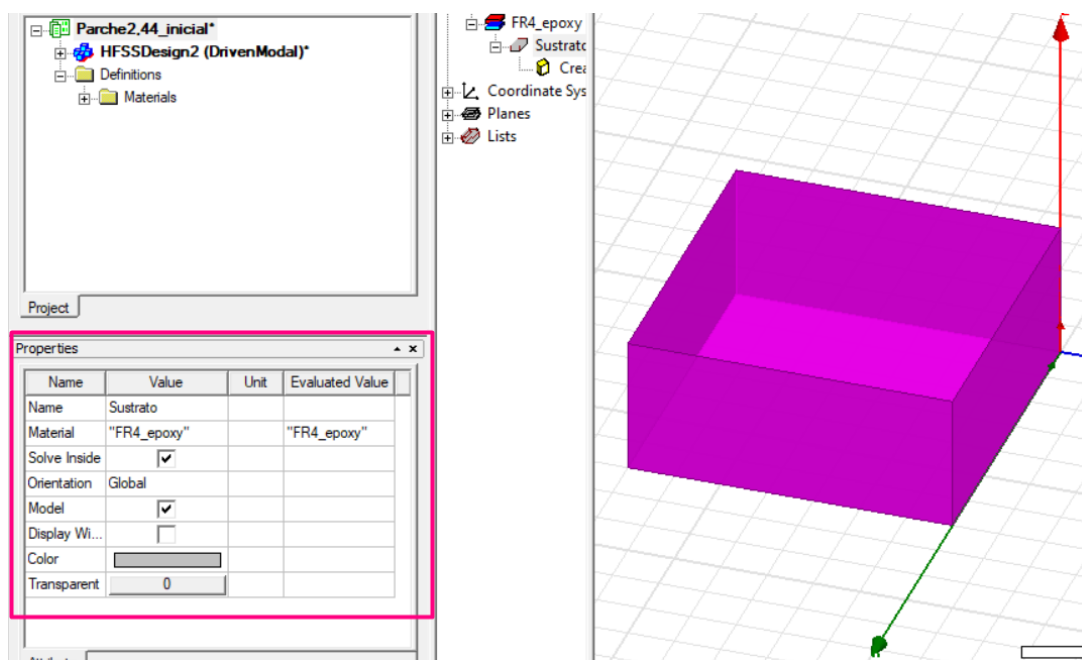


Ilustración B.5. Propiedades de un objeto en 3D.

En la Ilustración B.6 se indica la manera de editar las dimensiones de los objetos, lo primero es realizar click sobre el elemento creado en el panel “solids”, resaltado con rojo, de esta forma se desplegará automáticamente la tabla de propiedades en la parte izquierda, dicha tabla se resaltó con color azul en la misma imagen.

Es recomendable utilizar variables para denominar una cierta medida en el objeto, esto con la finalidad de facilitar posteriormente el proceso de optimización, ya que este proceso requiere que el diseño este totalmente parametrizado es decir especificado en función de variables o letras, puesto que el software de simulación realizará múltiples pruebas modificando su valor. Como se observa en la Ilustración B.6 en la fila de nombre “Position” se introduce las coordenadas donde se desea que este ubicado el vértice principal de la estructura, que a manera de ejemplo se indica en la Ilustración B.7.

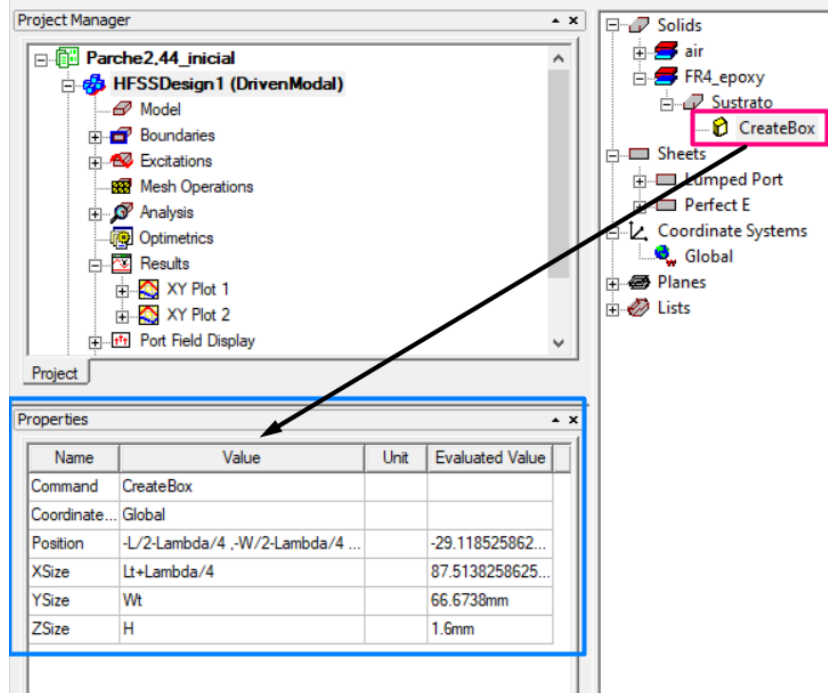


Ilustración B.6. Definir dimensiones y ubicación de un elemento en HFSS.

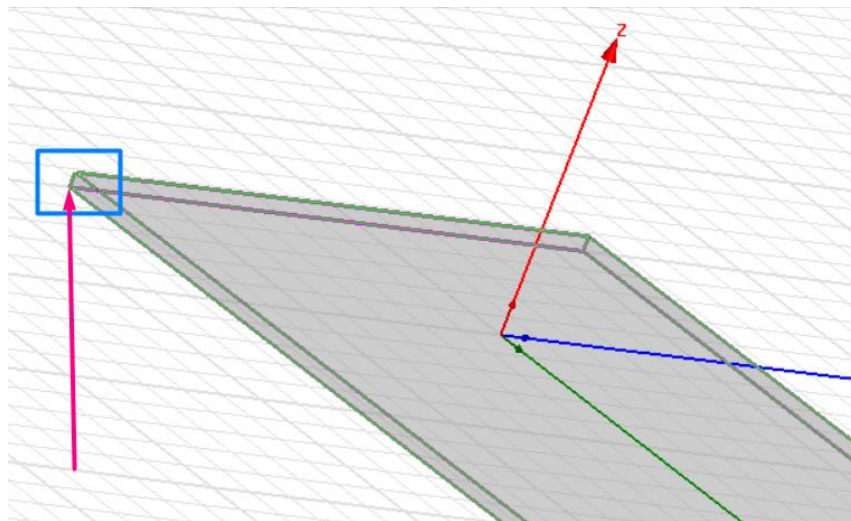
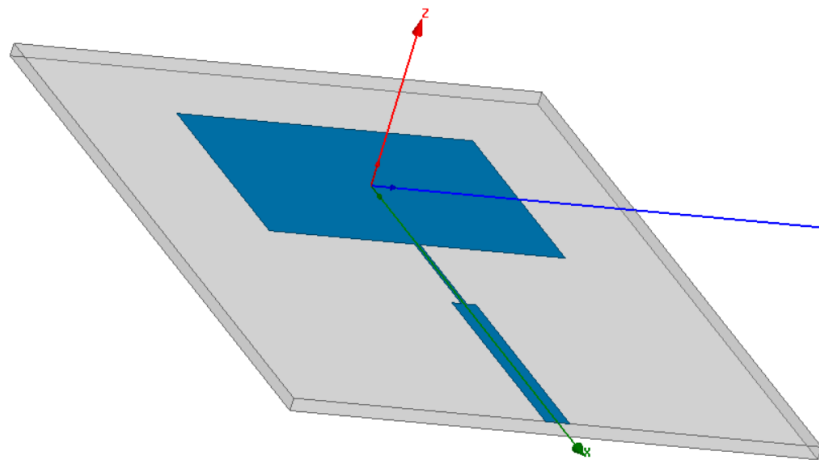


Ilustración B.7. Vértice principal de la estructura.

Un dato importante para tomar en cuenta es que las dimensiones del sustrato deben ser tales que haya una distancia mínima de  $\lambda/4$  desde la antena hasta el borde del sustrato, esto se debe a que el diagrama de radiación se mide en el campo lejano, es decir, cuando la distancia hasta la antena es mayor que  $\lambda/4$ .

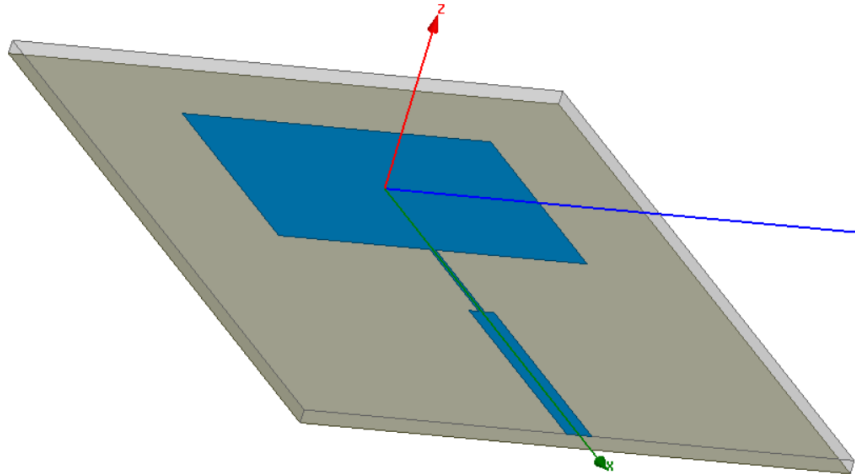
Una vez graficado el sustrato, se plasma la estructura del parche microstrip, para ello se hace uso de las herramientas de diseño en 2D resaltadas anteriormente en la Ilustración B.3, en este caso se utilizó la herramienta “Draw rectangle” que permite graficar rectángulos, mismos que serán colocados de una manera tal hasta obtener una estructura como la observada en la Ilustración B.8 coloreada de azul; las dimensiones exactas tanto del parche microstrip, del adaptador de impedancias y de la línea de  $50 \Omega$  que conforman la estructura azul se detallan en la Tabla 3.4, capítulo 3.



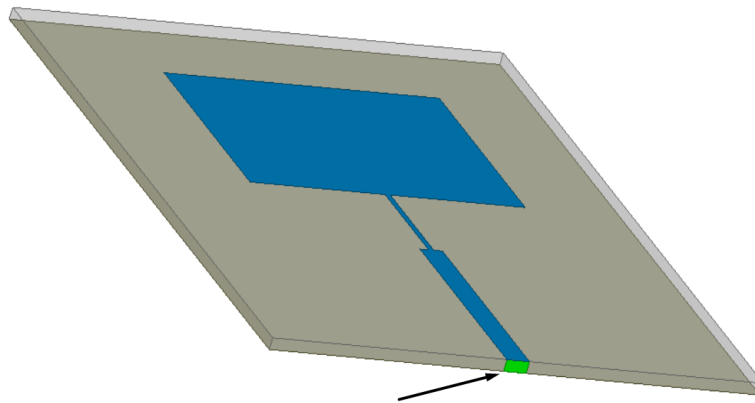
*Ilustración B.8.* Estructura del parche microstrip coloreado de azul.

Luego se debe agregar el plano de tierra, para ello se dibuja un rectángulo ubicado en las mismas coordenadas del sustrato dieléctrico, obteniendo como resultado una cara, en este caso de color café claro como la mostrada en la Ilustración B.9; las dimensiones serán las mismas que las colocadas al momento de graficar el sustrato dieléctrico.

Ya con el plano de tierra y la estructura microstrip graficados es necesario alimentar la antena, en este caso se utiliza un rectángulo que tope tanto el parche microstrip como su plano de tierra, dicho rectángulo esta coloreado de color verde en la Ilustración B.10.



*Ilustración B.9.* Plano de tierra del parche microstrip.



*Ilustración B.10.* Rectángulo para simular la alimentación del parche microstrip.

Lo siguiente a realizar es incorporar una caja de radiación que tiene la finalidad de delimitar las condiciones de frontera, donde ANSYS HFSS realizará el análisis electromagnético. Para agregar la caja de radiación se hace uso de la herramienta Draw Box y se define unas dimensiones que permitan cubrir toda la antena dejando una distancia mínima de  $\lambda/4$  entre los bordes del sustrato y las paredes de la caja, esta distancia le permitirá al software de simulación efectuar fácilmente el análisis en campo lejano, que hará visualizar el diagrama de radiación, ganancia, directividad y otros parámetros de análisis que pueden ser estudiados en estas condiciones, en la Ilustración B.11 se observa en color celeste la caja de radiación para este diseño.



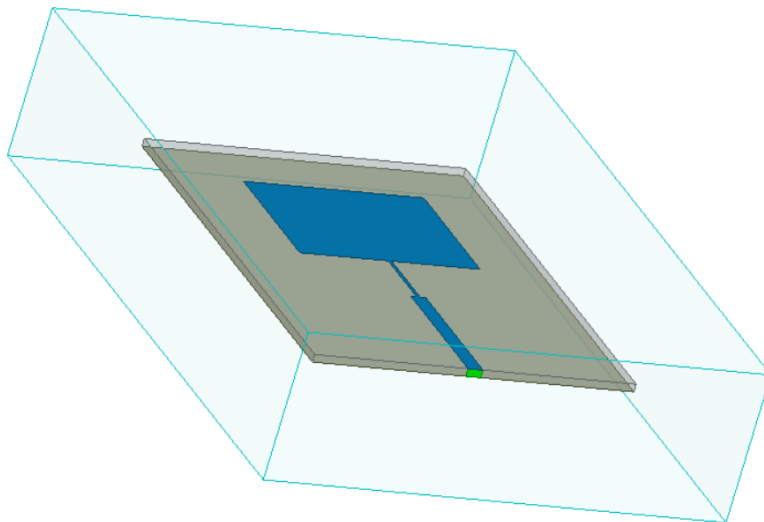


Ilustración B.11. Caja de radiación en color celeste.

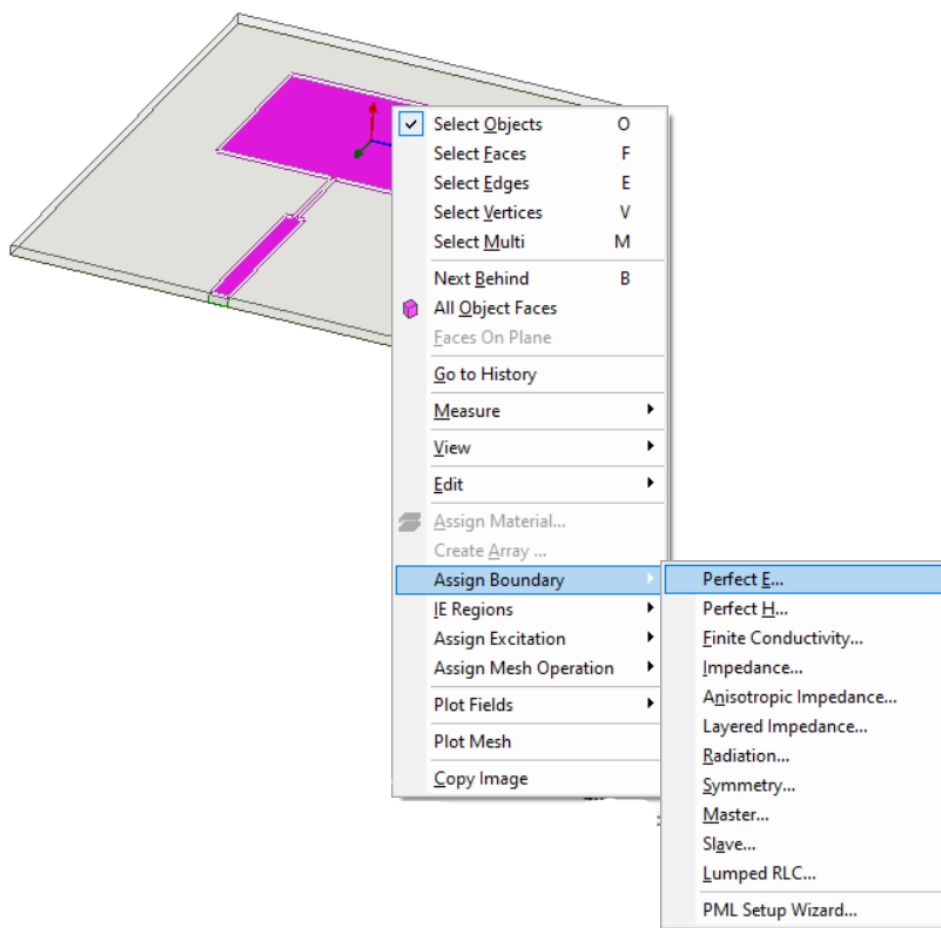
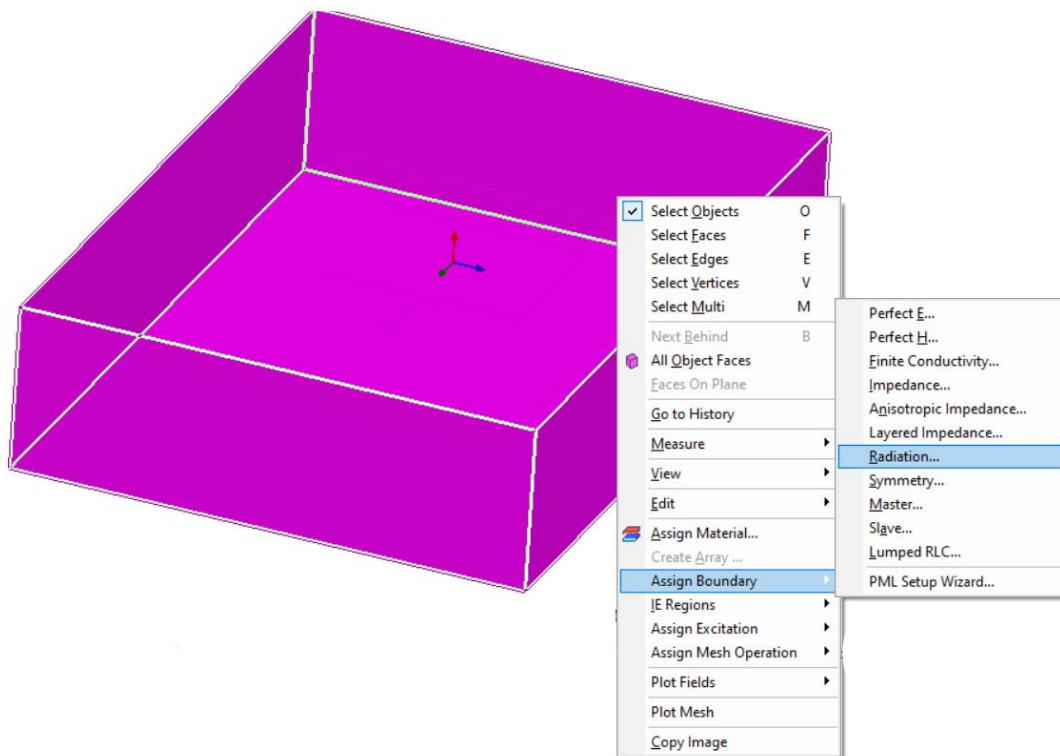


Ilustración B.12. Asignación de límite “Perfect E” para elementos conductores.

Ya con toda la estructura diseñada en el entorno de HFSS se procede a realizar la simulación electromagnética, para ello se debe agregar las condiciones de frontera, se iniciará con los elementos conductores, en este caso, el parche microstrip y su plano de tierra, para lo cual se seleccionó la antena microstrip y con click derecho desplegamos las funciones que se puede realizar sobre dicho elemento, como se muestra en la Ilustración B.12, sobre la opción “Assign Boundary” se encuentra “Perfect E” que genera un campo eléctrico perpendicular a la superficie asignada, el proceso antes mencionado debe realizarse para todo elemento conductor en la estructura de una antena microstrip.



*Ilustración B.13.* Asignación de condición de contorno para la caja de radiación.

Para el caso de la cámara de radiación se debe asignar su condición de contorno desde la opción “Radiation” a la cual se accede con click derecho sobre el objeto seleccionado como se muestra en la Ilustración B.13, al escoger esta opción se desplegará una ventana como se indica

en la Ilustración B.14, en esta ventana se puede colocar el nombre de la condición de frontera y se debe marcar la opción “Radiating Only”.

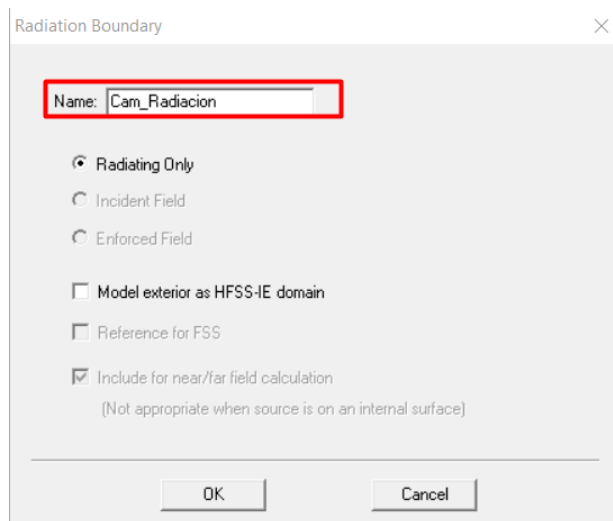


Ilustración B.14. Ventada de configuración de la cámara de radiación.

Todas las condiciones de contorno o de límite asignadas se encuentran en la librería de nombre “Boundaries” ubicada en el panel izquierdo del entorno HFSS, en la Ilustración B.15 se resalta con el recuadro rojo dicha librería y se puede visualizar que está seleccionada la condición llamada Parche, que anteriormente fue asignada como “Perfect E”.

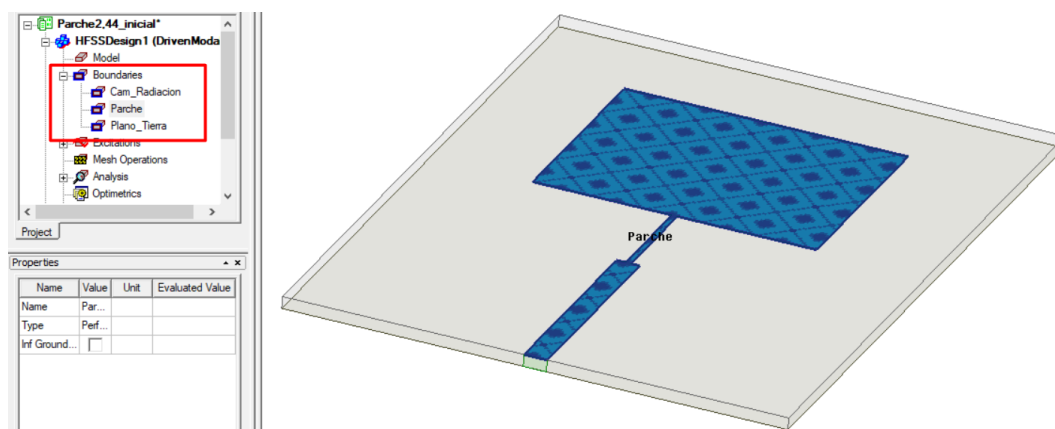
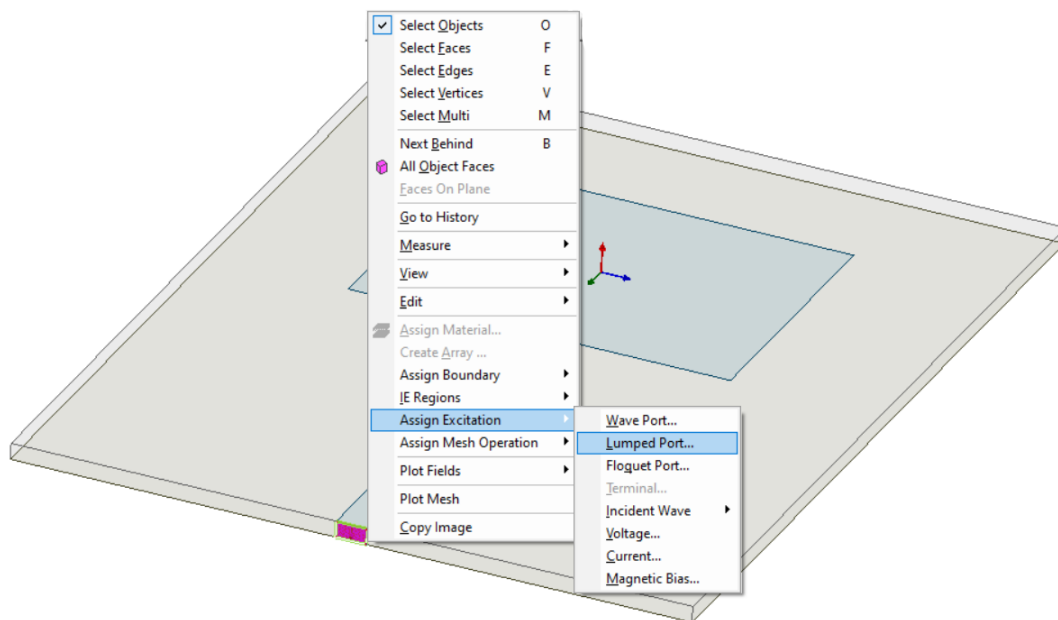


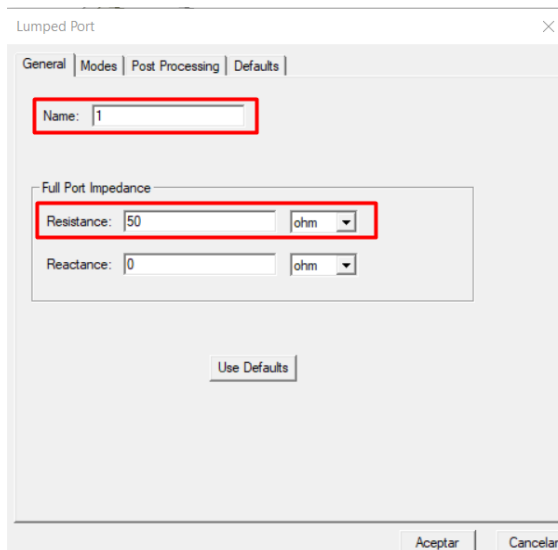
Ilustración B.15. Librería Boundaries donde se encuentran las condiciones de contorno asignadas al diseño.

La siguiente acción necesaria para la simulación es asignar una fuente de alimentación o excitación, en este caso se configuró como “Lumped Port” a un rectángulo que tiene contacto con el parche y con el plano de tierra, dicho objeto se indicó en la Ilustración B.10. Para ello primero se seleccionó dicho objeto y con click derecho se busca la función para asignar excitación “Assign Excitation” donde encontraremos la opción “Lumped Port”, este proceso se indica en la Ilustración B.16.



*Ilustración B.16.* Asignación de excitación “Lumped Port” al diseño en HFSS.

En la Ilustración B.17 podemos visualizar la configuración para el puerto “Lumped Port”, mismo que tendrá una impedancia de entrada de  $50 \Omega$  y se le asignó con nombre “1”.



*Ilustración B.17.* Ventana de configuración para la excitación Lumped Port.

Una vez asignado la excitación y las condiciones de contorno al diseño, se procede a colocar las configuraciones del análisis, para ello se realiza click derecho sobre la librería “Analysis” y selecciona la opción “Add Solution Setup” como se muestra en la Ilustración B.18, se desplegará una venta como la mostrada en la Ilustración B.19 donde se especifica la frecuencia de solución, en este caso se colocó 2.44 GHz (ver recuadro azul), además, en el recuadro rojo se configura el mallado adaptativo que HFSS utiliza para resolver los campos electromagnéticos, el software establece una malla inicial, resuelve los campos y luego vuelve a mallar en función de donde los campos tengan una alta concentración o gradiente, cada re-mallado se denomina “pase adaptativo”, la diferencia entre un pase y el anterior se llama “delta S”; a mayor número de pases se obtiene resultados más precisos pero con un alto consumo de recursos computacionales, en este caso se colocó 15 pasos adaptativos y un delta S de 0.01.

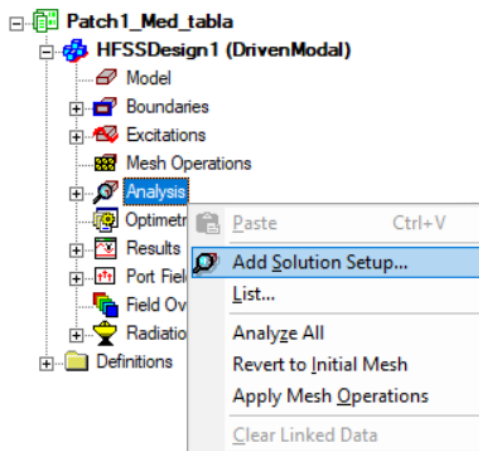


Ilustración B.18. Agregar configuraciones del análisis.

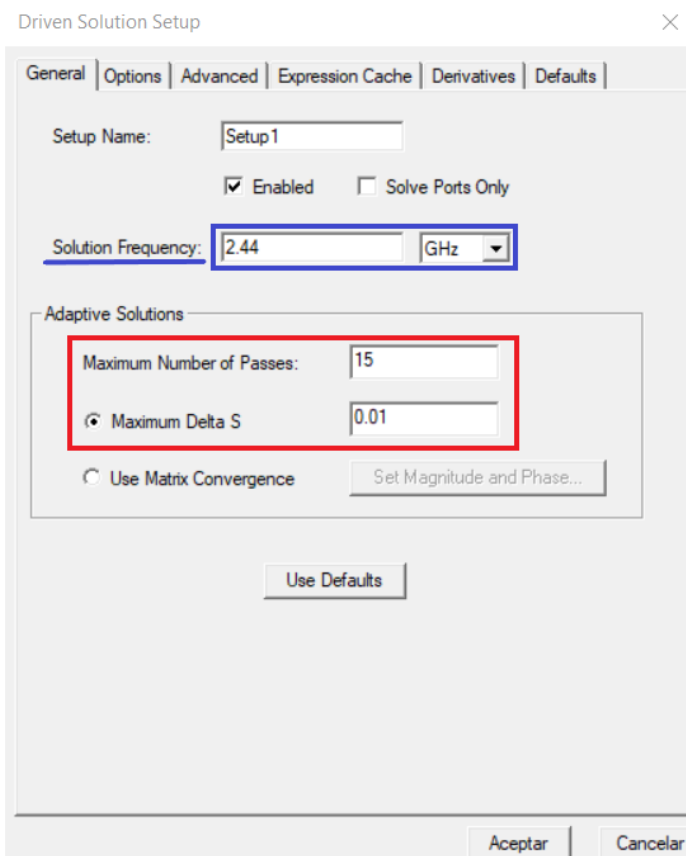


Ilustración B.19. Ventana de configuración de la solución “Solution setup”.

Además es necesario determinar un rango de frecuencias donde el software efectúa su análisis, en la Ilustración B.20 se observa la configuración del “sweep frequency” utilizado, en el

recuadro rojo se indica el tipo de barrido utilizado, en este caso del tipo “fast” y el recuadro azul resalta el rango de frecuencias, en este caso de 1 a 3 GHz con saltos de 0.01 GHz,

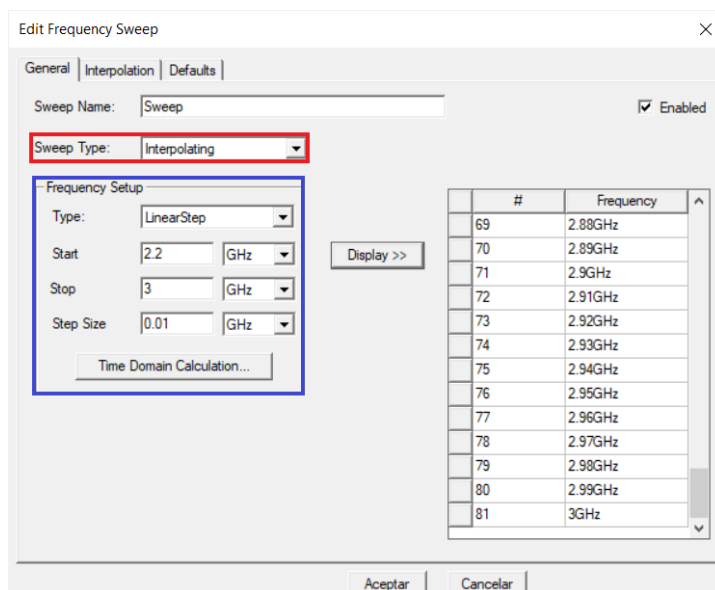


Ilustración B.20. Ventana de configuración del barrido de frecuencia “frequency sweep”.

Ahora se puede proceder con la simulación, lo primero a realizar es una comprobación de que el diseño contiene los elementos necesarios para el analisis, esto se realiza mediante el botón “Validate” resaltado con rojo en la Ilustración B.21, si todos los requerimientos tienen un check de color verde se puede continuar con la simulación, para ello damos click en el botón “Analyze all” resaltado en la Ilustración B.22, este proceso puede tardar varios minutos.

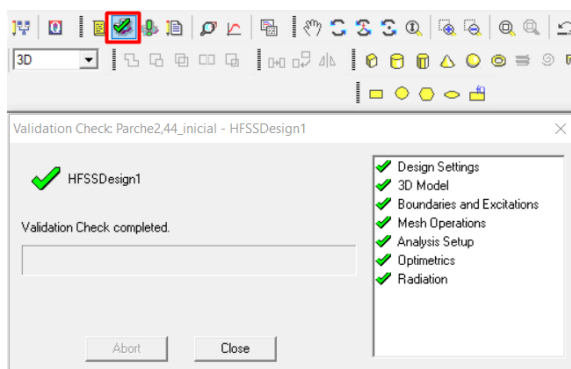
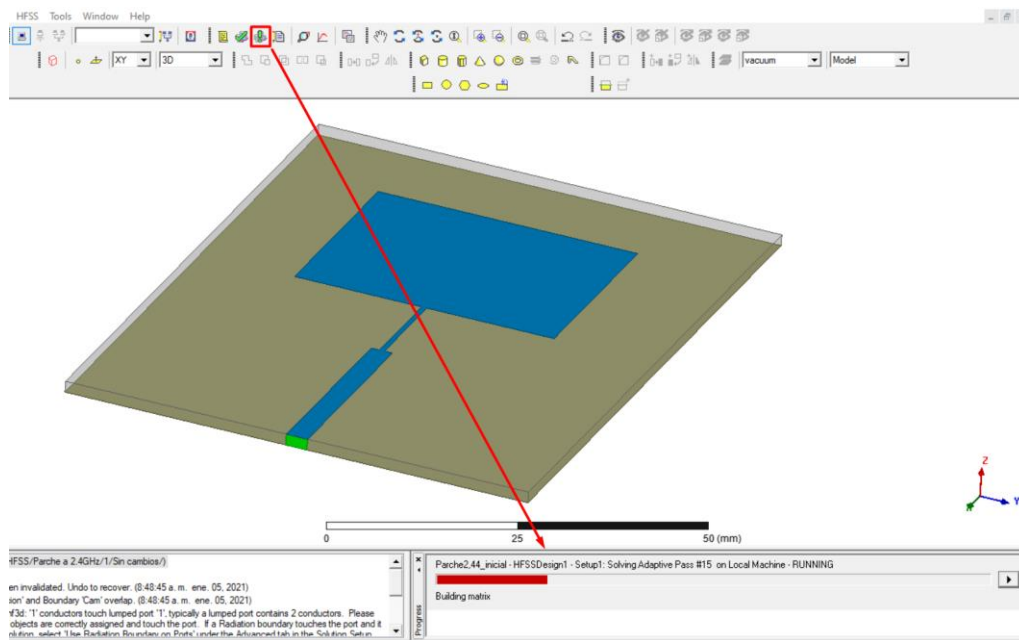


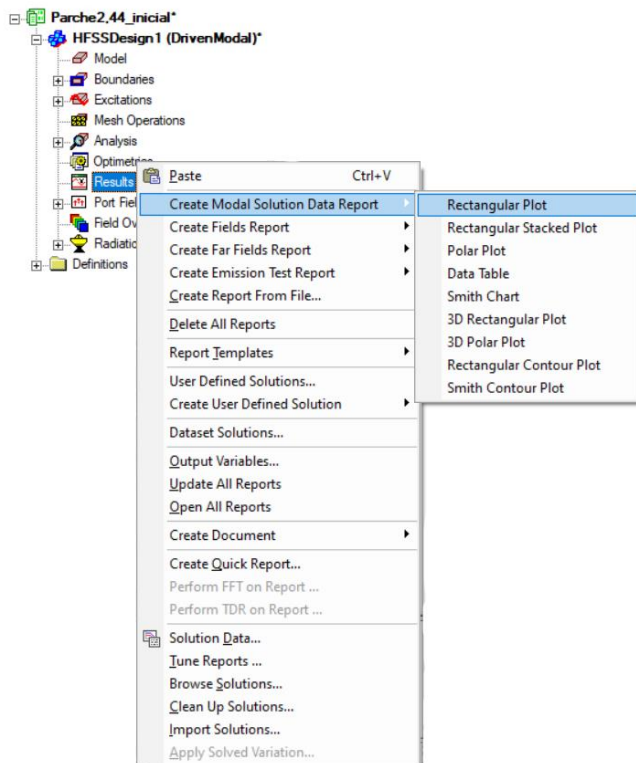
Ilustración B.21. Validación del diseño para determinar si está listo para efectuar un análisis.



*Ilustración B.22.* Botón para realizar un análisis completo del diseño en HFSS.

Una vez finalizado el proceso de simulación se puede realizar el análisis de resultados, nos centraremos en dos tipos de resultados; la solución modal donde podemos encontrar principalmente el parámetro S, el parámetro Z y la relación de onda estacionaria VSWR; y el análisis en el campo lejano donde se obtiene la ganancia, directividad, diagrama de radiación, entre otros.





*Ilustración B.23.* Creación de solución modal en un gráfico rectangular.

En la Ilustración B.23 se muestra cómo crear una solución modal, la forma gráfica más utilizada en esta instancia es, “Rectangular Plot”, pues muestra de forma sencilla el parámetro requerido, en la Ilustración B.24 podemos observar cómo se genera un reporte para el parámetro  $S_{11}$ , en el punto “1” se selecciona el parámetro del que se desea obtener el reporte, en este caso seleccionamos el parámetro S, en la parte “2” seleccionamos la cantidad a medir, en caso de haber más puertos en la simulación aparecerán distintos parámetros S, en este caso únicamente se tiene  $S_{11}$ , en la sección “3” se indica la unidad en función a la cual se mostrará el reporte, para este caso en concreto se utilizó “dB” como referencia, como paso final se accede click en “New Report” y se mostrará el resultado en un gráfico en 2D, ver Ilustración B.25.

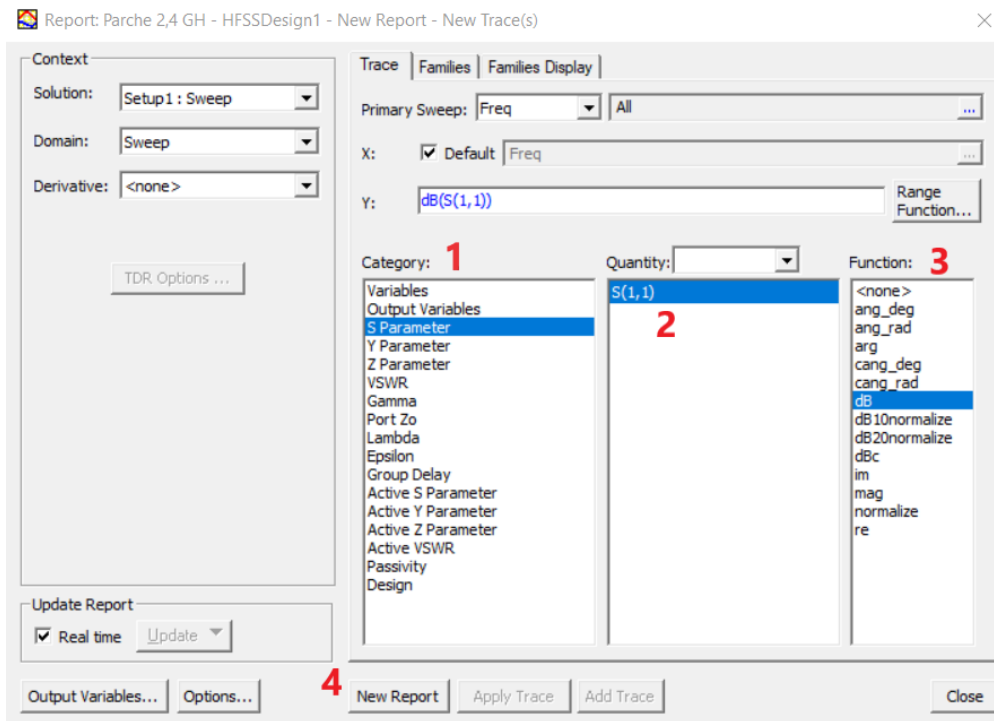


Ilustración B.24. Reporte del parámetro S11 en HFSS.

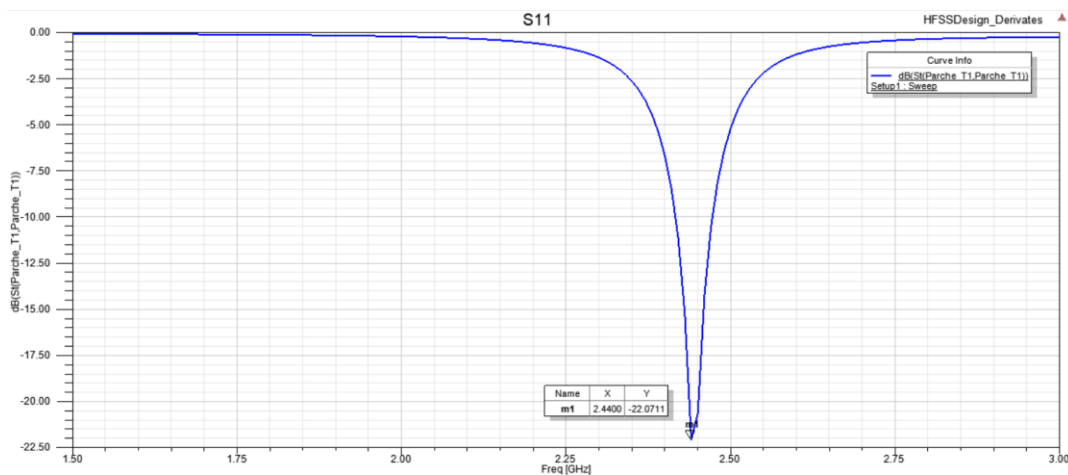


Ilustración B.25. Reporte gráfico del parámetro S de una antena microstrip en HFSS.

Para obtener los parámetros de campo lejano es necesario configurar en el software el espacio en donde se tomará en cuenta los datos obtenidos de la simulación, a dicho espacio se le denomina “Infinite Sphere”, esta opción se encuentra realizando click derecho sobre la librería “Radiation” como se indica en la Ilustración B.26. Como se indicó anteriormente los reportes en

campo lejano pueden ser visualizados tanto en 2D como en 3D, para ello es recomendable configurar la esfera infinita para cada modo, la configuración utilizada se indica en la Ilustración B.27.

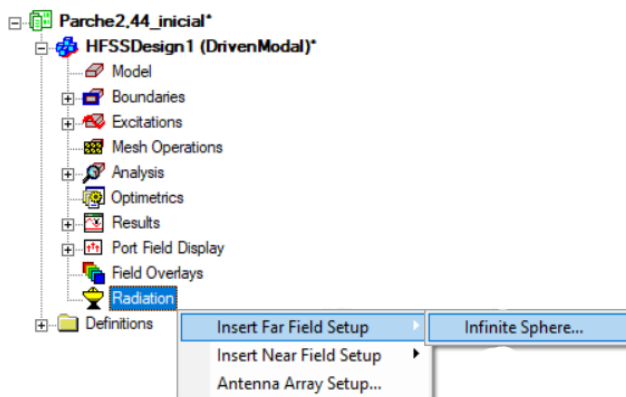


Ilustración B.26. Creación de una esfera infinita para los reportes en campo lejano.

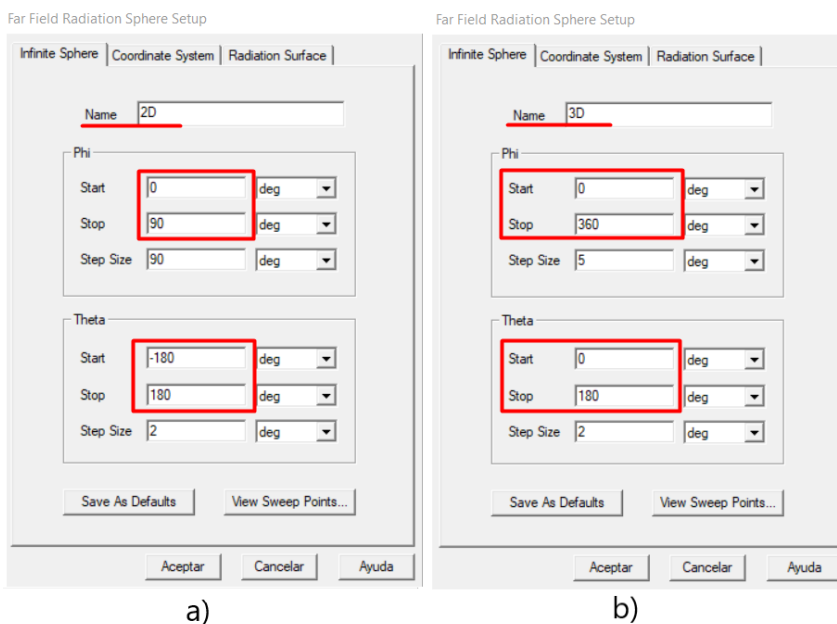
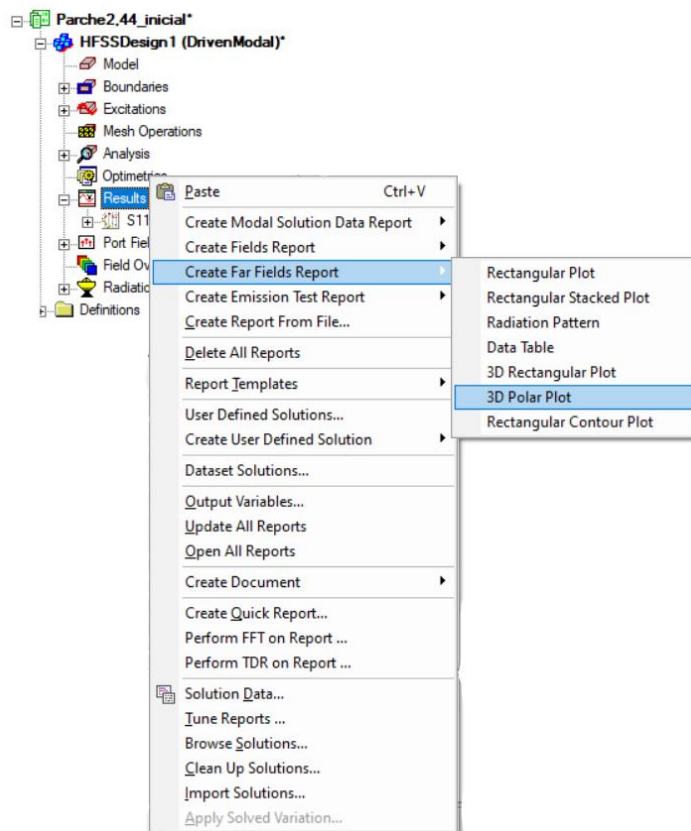


Ilustración B.27. Configuración para esfera infinita a) reportes en 2D, b) reportes en 3D.

Una vez realizada la configuración de “Infinite Sphere” se procede con la obtención de los reportes de campo lejano, para ello se oprime click derecho sobre “Results” y luego click en “Create Far Fields Report”, para gráficos en 2D se utilizas los reportes rectangulares “Rectangular

Plot” y para gráficos en 3D se debe dar click en “3D Polar Plot”, los pasos antes nombrados se pueden visualizar en la Ilustración B.28.



*Ilustración B.28.* Acceso a la ventana para generar reportes de campo lejano en 3D.

En el siguiente ejemplo se obtendrá un reporte de la ganancia en tres dimensiones, para ello se accede a la opción “3D Polar Plot” como se indicó en el párrafo anterior, una vez hecho esto emergerá una ventana como la mostrada en la Ilustración B.29, como se indica en dicha imagen el primer paso es seleccionar la esfera infinita en 3D anteriormente configurada, luego indicamos que parámetro se desea analizar, en este caso se hará un reporte de la ganancia de la antena, posteriormente seleccionamos la porción que se desea graficar, en este caso se va a generar un reporte total, por tal razón seleccionamos “Gain Total”, finalmente se selecciona en función de que unidades se va a expresar el reporte, en este caso se utilizó “dB” con unidad de referencia, de

esta forma se genera la ganancia en forma polar obteniendo un el resultado mostrado en la Ilustración B.30.

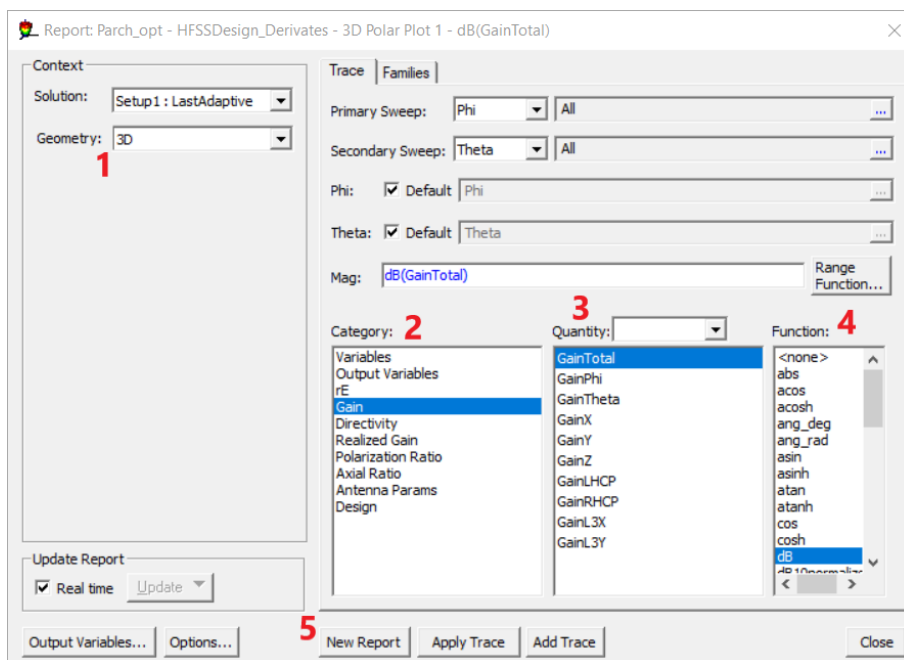


Ilustración B.29. Ventana para generar reportes en 3D de parámetros de campo lejano.

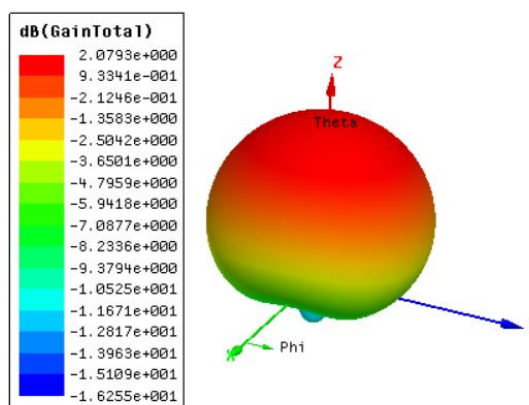


Ilustración B.30. Reporte de la ganancia de un parche microstrip en forma polar.

### C. Parametro Scattering en herramienta CAD

Una de las características más importantes de ANSYS HFSS es la capacidad de categorizar una estructura electromagnética utilizando el concepto de parámetros S, dichos parámetros está disponibles para proyectos que contienen puertos; en cada puerto, las representaciones modales de los campos eléctricos y magnéticos asumiendo “K” modos se expresan mediante las ecuaciones C.1 y C.2 respectivamente, para el caso de líneas microstrip se opera únicamente con el modo cuasi-TEM (ANSYS, 2019).

$$\mathbf{E} = \sum_{m=1}^K (a_m + b_m) \mathbf{e}_m \quad C.1$$

$$\mathbf{H} = \sum_{m=1}^K (a_m - b_m) \mathbf{h}_m \quad C.2$$

Donde  $a_m$  y  $b_m$  son amplitudes complejas sin unidades de los campos modales incidente y reflejado, respectivamente; teniendo una estructura electromagnética particular se puede clasificar la matriz [S] generalizada de N×N, en términos de amplitudes modales incidentes y reflejadas/transmitidas según la expresión C.3, donde  $\mathbf{a}$  y  $\mathbf{b}$  son vectores de coeficientes modales complejos sin unidades, dichos vectores están compuestos de N valores.

$$\mathbf{b} = [\mathbf{S}]\mathbf{a} \quad C.3$$

En la expresión C.4 tenemos una entrada de la matriz [S] que especifica el factor de multiplicación que se aplicará a la amplitud modal incidente  $a_j$  para obtener la amplitud modal reflejada/transmitida  $b_i$ , teniendo en cuenta que los demás modos incidentes están desactivados; ANSY HFSS calcula automáticamente la matriz [S] cuando un proyecto analizado contiene puertos, y se puede visualizar en un reporte gráfico en función de la frecuencia (ANSYS, 2019).

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, k \neq j} \quad C.4$$

Las amplitudes  $a_j$  y  $b_i$  de las ondas incidente y reflejada pueden expresarse según las ecuaciones C.5 y C.6 que relacionan la amplitud de la onda de tensión presente en el puerto y la impedancia característica en el mismo.

$$a_j = \frac{V^{+(j)}}{\sqrt{Z_0^{(j)}}} \quad C.5$$

$$b_i = \frac{V^{+(i)}}{\sqrt{Z_0^{(i)}}} \quad C.6$$

Las antenas poseen un solo puerto, por tal motivo [S] se conforma únicamente por el parámetro  $S_{11}$  expresado como se muestra en C.7, donde  $V^{+(1)}$  es la amplitud de onda de tensión que incide en el puerto “1” y  $V^{-(1)}$  es la amplitud de tensión reflejada en el mismo puerto. Como se observa el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  no es mas que una relación entre la onda reflejada y la incidente en el puerto “1”.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V^{-(1)}}{\sqrt{Z_0^{(1)}}}}{\frac{V^{+(1)}}{\sqrt{Z_0^{(1)}}}} = \frac{V^{-(1)}}{V^{+(1)}} \quad C.7$$

#### **D. Proceso de optimización de diseño en herramienta CAD**

En este anexo se indica el proceso para la optimización de todos los diseños realizados mediante la herramienta de diseño CAD, en este caso se utilizó el software de simulación electromagnética ANSYS HFSS en su versión 15.0.2 que incluye varias herramientas de optimización, de las cuales en el presente trabajo de titulación se operó con dos de ellas, una llamada “Parametrics” y la otra es utilizando una serie de simulaciones con “Derivates”, el proceso de utilización de cada una será explicado con más detalle posteriormente.

Para hacer uso de las herramientas de optimización es importante parametrizar el diseño, es decir, colocar todas las dimensiones del proyecto simulado en función de variables, esto se realiza al momento de graficar en el software los elementos geométricos que componen la antena, en la Ilustración D.1 se muestra las propiedades de un elemento rectangular agregado en el entorno HFSS, en a) se resalta con rojo la dimensión en el eje X misma que está expresada en valores numéricos “28.68 mm” y en b) se indica que esta dimensión será identificada con la variable “\$Lp” de igual valor; nótese el uso del signo dólar antepuesto de la variable “Lp”, este signo se coloca con la finalidad de agregar variables generales, es decir útiles en múltiples entornos de diseño en HFSS; una forma de corroborar que se crearon las variables es realizando click sobre el nombre del proyecto, en este caso “Parch\_opt\*”, como se muestra en la Ilustración D.2, el recuadro verde indica todas las variables agregadas.



Name	Value	Evaluated Value
Command	CreateRectangle	
Coordinate Sys...	Global	
Position	-14.34 , -12.555 , 0mm	-14.34 , -12.555 , 0mm
Axis	Z	
XSize	28.68	28.68mm
YSize	25.11	25.11mm

a) No parametrizado.

Name	Value	Evaluated Value
Command	CreateRectangle	
Coordinate Sys...	Global	
Position	-\$Lp/2 , -\$Wp/2 , 0mm	-14.34mm , -12.555mm , 0mm
Axis	Z	
XSize	\$Lp	28.68mm
YSize	\$Wp	25.11mm

b) Parametrizado.

*Ilustración D.1* Propiedades de un elemento geométrico en HFSS, a) expresado con valores numéricos, b) expresado en función de variables.

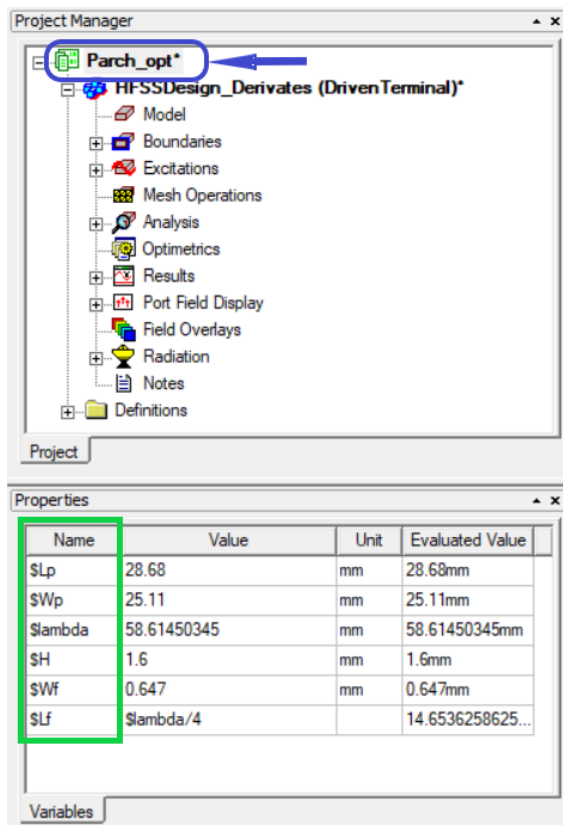


Ilustración D.2. Forma de visualizar las variables creadas.

### D.1. Herramienta “Parametric”.

La herramienta de optimización “Parametric” que presenta el software HFSS permite analizar el funcionamiento de un diseño cambiando el valor de una o más variables dentro de un rango asignado manualmente, de esta forma se obtendrá un resultado por cada peso de variable asignado, en caso de estar realizando el barrido paramétrico con más de una variable, el software analizará la operación del prototipo para cada combinación de variables obteniendo resultados distintos por cada una, de la gama de posibilidades obtenida se elige el peso de las variables que permitan resonar el prototipo a la frecuencia deseada.

Para acceder a ella se debe realizar click derecho sobre la librería “Optometrics” como se indica en la Ilustración D.3, dando click sobre “Parametric” emergerá una ventana como la

mostrada en la Ilustración D.4 donde se debe agregar las variables con las que se realizará el barrido paramétrico. El paso “1” es agregar un nuevo parámetro mediante el botón “Add”, hecho esto emerge una nueva ventana, en el punto “2” seleccionamos la variable con la que se desea trabajar, en este caso se tomó “\$Lp” que hace referencia a la longitud del parche, el barrido paramétrico será con saltos lineales, es decir uno a uno, por tal motivo marcamos la opción “Linear step” mostrada en el punto “3”; el recuadro purpura resalta los tres indicadores necesarios para efectuar un barrido paramétrico, en “start” se indica el valor inicial, en “stop” el valor limite y “step” es el salto que hay entre un valor y el siguiente, en este caso se colocó 0.1 mm; una vez configurado el barrido se agrega la configuración mediante el botón “Add” mostrado en el punto “5” y finalmente se acepta los cambios dando click en “OK”.

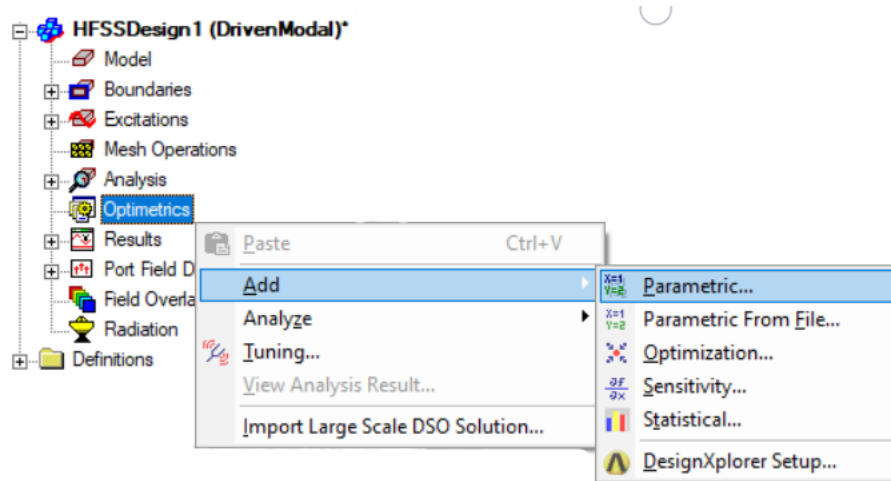
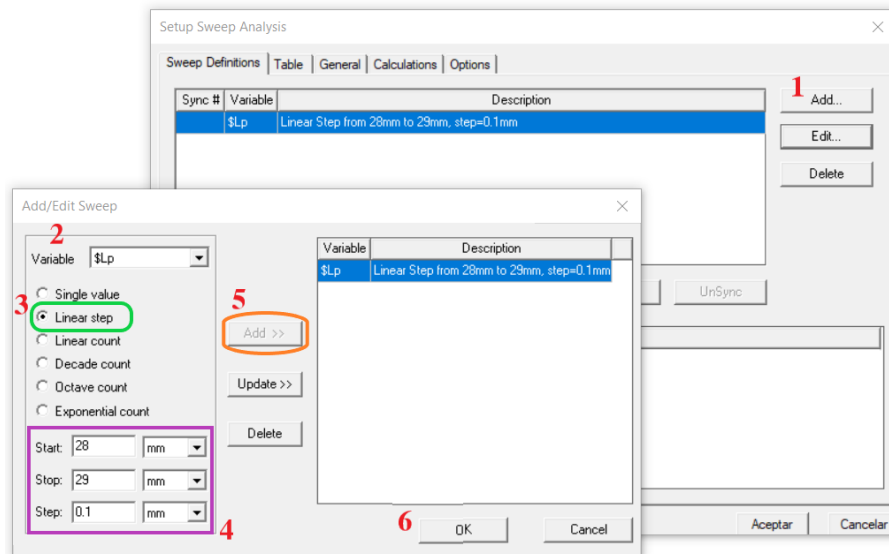


Ilustración D.3. Acceso a herramienta de optimización de diseños “Parametric”.



*Ilustración D.4.* Configuración para la optimización mediante “Parametrics”

Ahora se puede observar el barrido paramétrico configurado anteriormente dentro de la librería “Optometrics”, diríjase a la Ilustración D.5, mediante click derecho se puede acceder a la opción “Analyze” que permite iniciar el análisis del barrido previamente configurado, en este punto el programa empezará a efectuar una serie de cálculos utilizando cada uno de los valores indicados en la configuración del barrido paramétrico, el proceso puede tardar varios minutos dependiendo de la capacidad de procesamiento que tenga el ordenador sobre el cual esta corriendo el programa, la cantidad de variables analizadas en el barrido y el número de saltos “steps” indicado.



Ilustración D.5. Puesta en marcha del barrido paramétrico con herramienta “Parametrics” en HFSS.

Ya finalizado el barrido paramétrico podemos visualizar los resultados creando un reporte gráfico, en este caso se utilizó el parámetro  $S_{11}$  como se indica en la Ilustración D.6, donde se resalta de color café el mejor resultado,  $-24.50$  dB, que coincide con la frecuencia de trabajo buscada,  $2.44$  GHz, mismo que se obtuvo cuando  $L_p = 28.7$  mm.

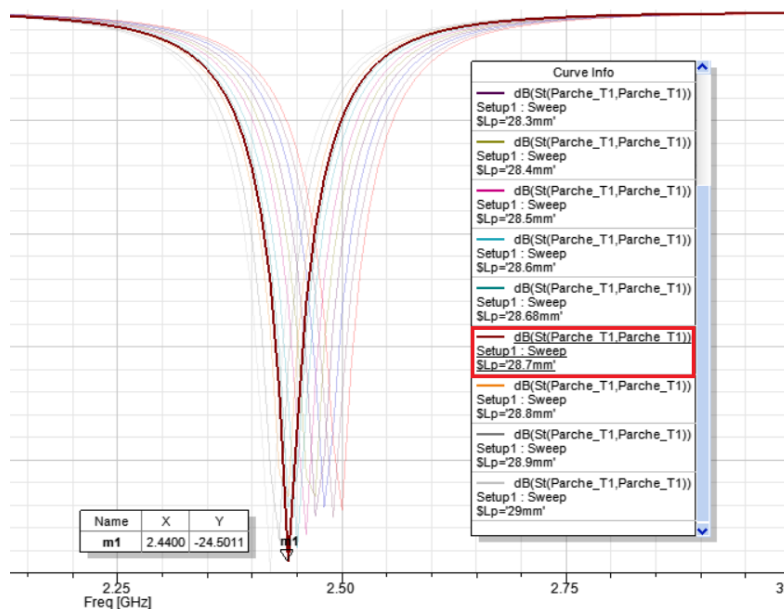


Ilustración D.6. Gráfico del parámetro  $S_{11}$  luego del barrido paramétrico.

Ahora bien, para indicar que la variable en cuestión tome dicho valor en el diseño se accede a la opción “View Analysis Result” como se muestra en la Ilustración D.7, una vez realizado click sobre esta opción emergerá una nueva ventana donde se indican todos los valores analizados en el barrido, ver Ilustración D.8, en este punto se selecciona el valor deseado, 28.7 mm para el caso y damos click sobre el botón “Apply” resaltado con rojo en la misma imagen.

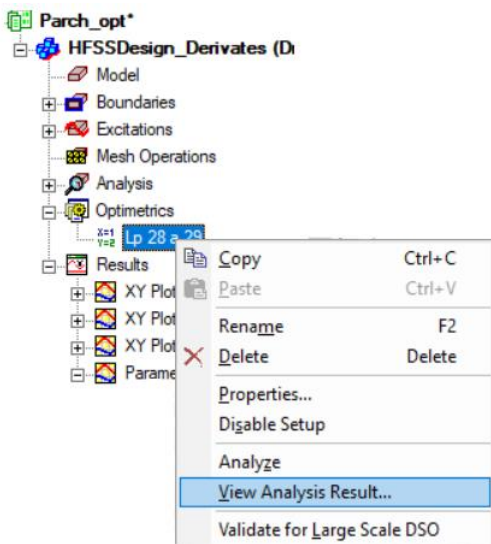


Ilustración D.7. Visualizar los resultados del barrido paramétrico.

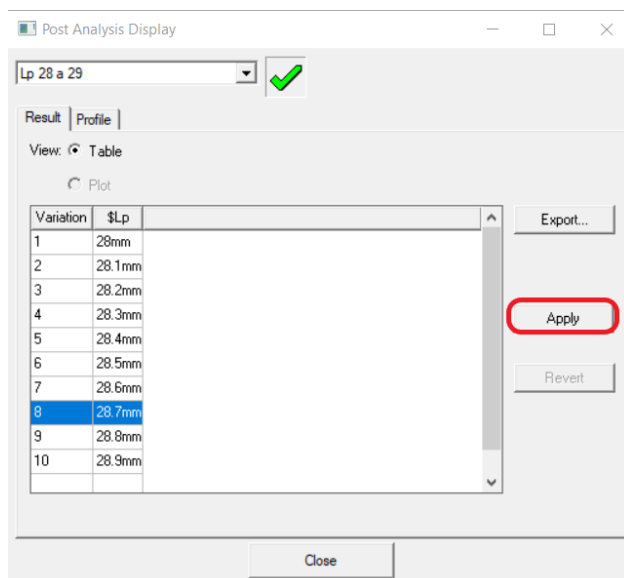


Ilustración D.8. Selección de uno de los resultados del barrido paramétrico.

Si el diseño aún no ha sido sintonizado a la frecuencia deseada podrá determinar un barrido paramétrico en otro rango o uno que utilice el salto entre valores “step” más pequeño, 0.01 mm por ejemplo, esto dependerá de los resultados obtenidos del primer barrido ya que permite conocer aproximadamente el peso de las variables que hacen resonar el prototipo a la frecuencia de trabajo buscada.

En base a los múltiples barridos paramétricos realizados se dedujo que el largo de un parche rectangular simulado a una frecuencia central de 2.44 GHz, en este caso denotado con la variable “ $L_p$ ”, influye notablemente en la frecuencia de resonancia pues un aumento de 0.1 mm en esta variable hace que el parche resuene a una frecuencia menor en 0.01 GHz; como se indica en la Ilustración D.9 el parche resuena a 2.45 GHz cuando “ $L_p$ ” tiene un valor de 28.6 mm (gráfica de color rojo), si se aumenta en 0.1 mm, es decir ahora “ $L_p$ ” vale 28.7 mm la frecuencia de resonancia disminuye en 0.01 GHz, siendo ahora 2.44 GHz (gráfica de color verde). Es aconsejable realizar barridos paramétricos con una o máximo dos variables a la vez, pues entre más variables se esté analizando, más demoroso será el proceso y mucho más difícil será entender cómo afecta una cierta variable a la resonancia de la antena, de hecho, para analizar cómo influye una cierta variable en la resonancia se realizó un barrido paramétrico independiente para cada una de ellas.

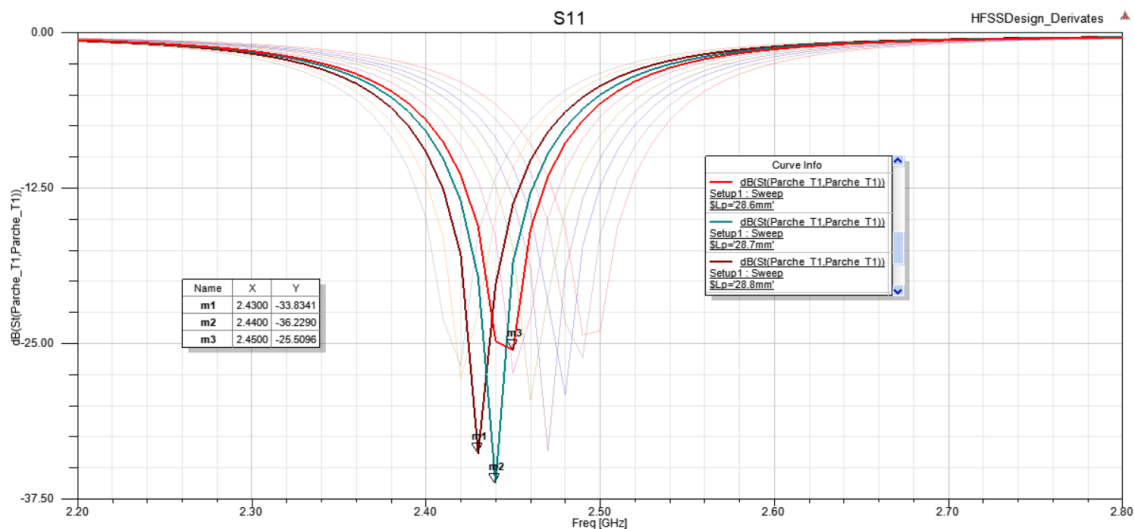


Ilustración D.9. Análisis del cambio en 0.1[mm] en la variable  $\$L_p$ .

## D.2. Herramienta “Derivates”.

Es un método de optimización eficiente y preciso que proporciona ajustes en tiempo real gracias al cálculo de derivadas de los parámetros SYZ con respecto a las variables de diseño (Hfss & Design, 2015). Esta herramienta se encuentra dentro de las configuraciones de solución “solution setup”, en la Ilustración D.10 se indica la forma de agregar una solución misma que es indispensable para ejecutar una simulación en HFSS, en caso de haberla creado para otros análisis previos se puede acceder a estas configuraciones dando doble click sobre el nombre de la solución, en este caso “Setup 1” resaltado en la parte izquierda de la Ilustración D.11 con color azul.

En la Ilustración D.11 se indica con rojo la pestaña para acceder a la herramienta de derivación donde se podrá observar las variables utilizadas en el diseño, de estas se debe escoger las que se crea conveniente, en este caso se optó por seleccionar las variables “ $\$L_p$ ,  $\$W_p$  y  $\$W_f$ ” que corresponden al largo parche, ancho del parche y ancho de la línea de alimentación respectivamente.



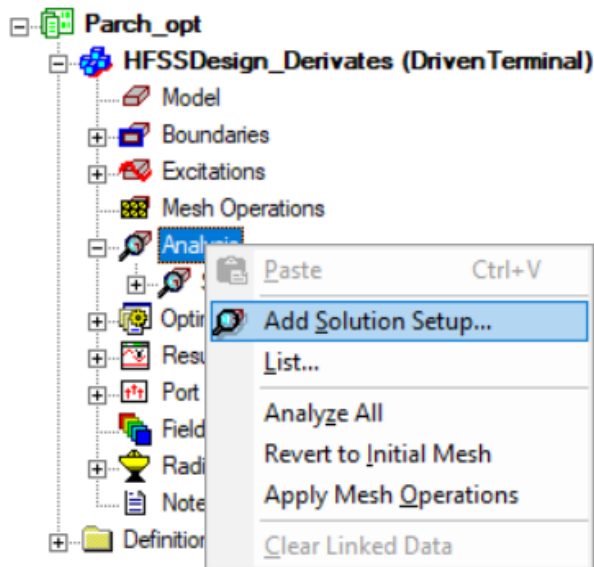


Ilustración D.10. Crear configuraciones de solución “Solution Setup” en HFSS.

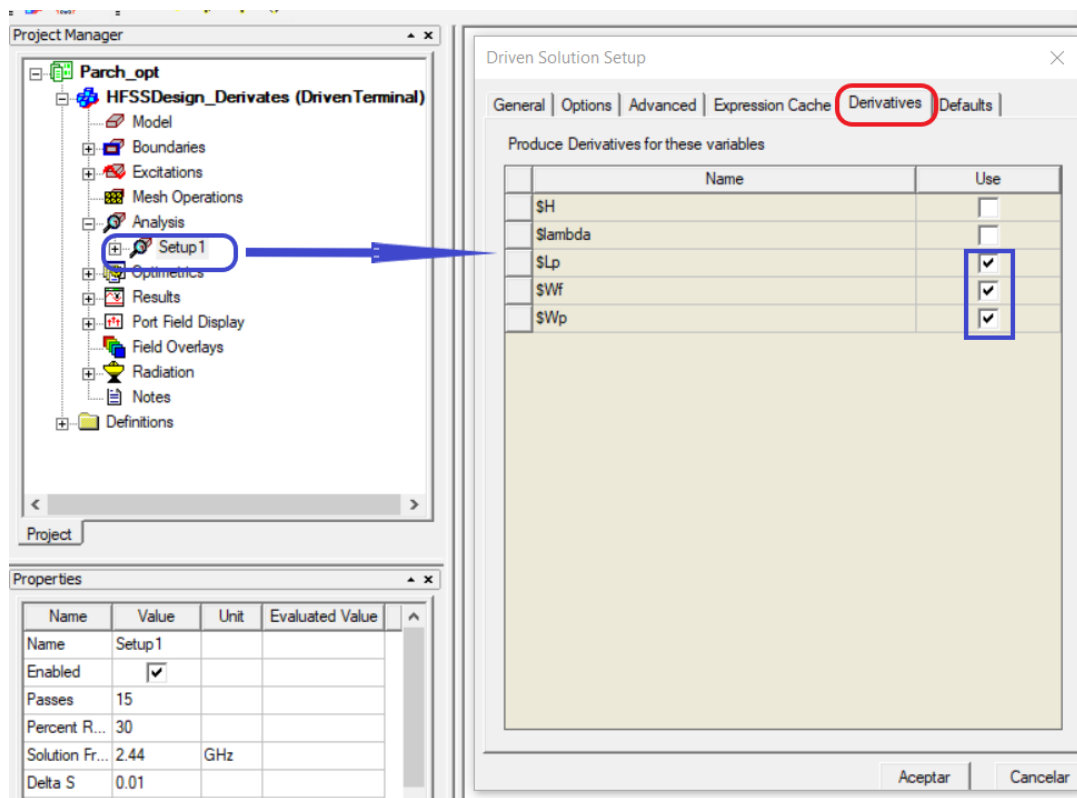


Ilustración D.11. Selección de variables para realizar el análisis con derivación.

Esta herramienta opera al momento de ejecutar la simulación del diseño, para ello iniciamos el análisis como se indicó en el Anexo B mediante el botón “Analyze all” o bien como se indica en la Ilustración D.12, el proceso de simulación puede tardar más que un análisis normal pero un tiempo menor en comparación con un barrido paramétrico; en la Ilustración D.13 se observa la creación de un nuevo reporte para el parámetro  $S_{11}$  pero en este caso se debe indicar, en la parte resaltada con rojo, en función a que variables se desea aplicar los ajustes con derivación, se indicó la opción “All” por tanto el ajuste se realizará con todas las variables asignadas a “Derivates”.

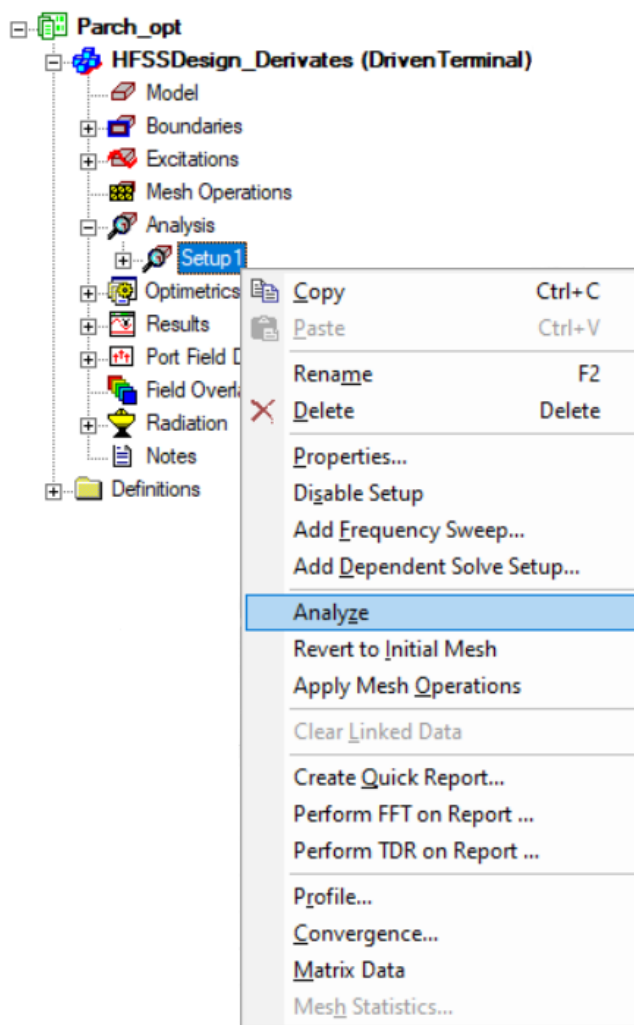


Ilustración D.12. Puesta en marcha del análisis con derivación.

Fuente: (Autor)

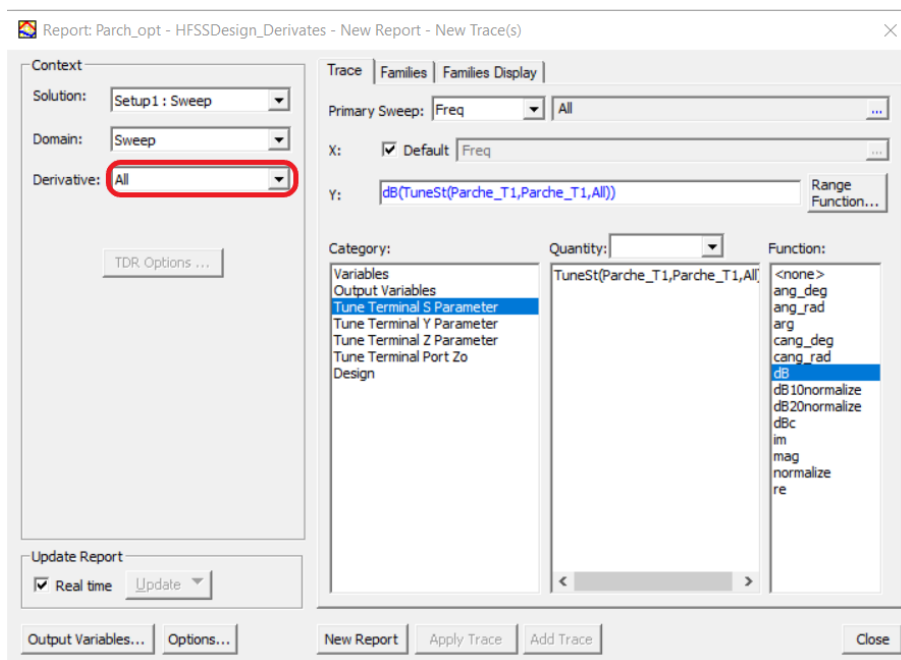


Ilustración D.13. Creación de nuevo reporte con derivación para  $S_{11}$ .

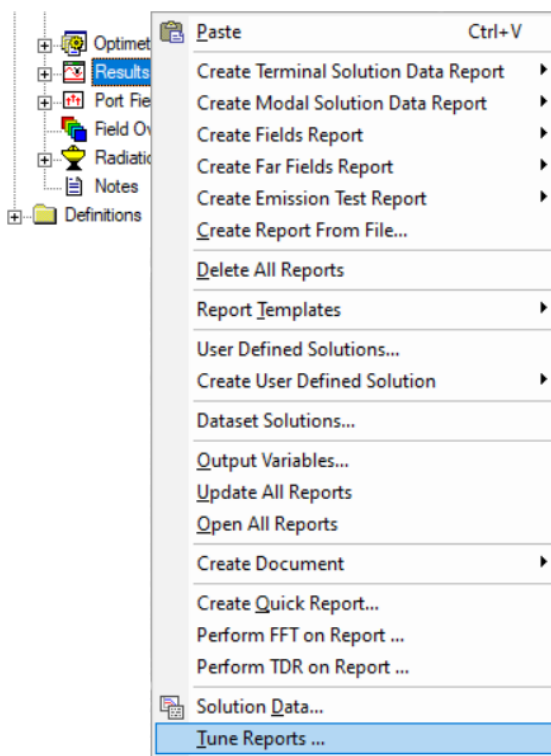


Ilustración D.14. Mostrar el panel de "Tune Reports" para optimización.

Una vez creado el nuevo reporte se procede a desplegar el panel de ajuste de la herramienta “Derivates”, para ello, se realiza click derecho sobre la librería “Results” y se accede a “Tune Reports” como se indica en la Ilustración D.14, se desplegará automáticamente un ventana con botones deslizantes, ver la Ilustración D.15, que permitirán ajustar en tiempo real la gráfica (en este caso de  $S_{11}$ ) hasta lograr el resultado requerido; mediante el botón “Apply Offsets to normal design” se asignan los cambios en las variables del prototipo, luego de realizar un ajuste con “Derivates” es muy importante correr una vez más la simulación con el fin guardar los cambios en las variables de diseño, de no hacer este proceso el ultimo ajuste no se verá reflejado en los resultados.

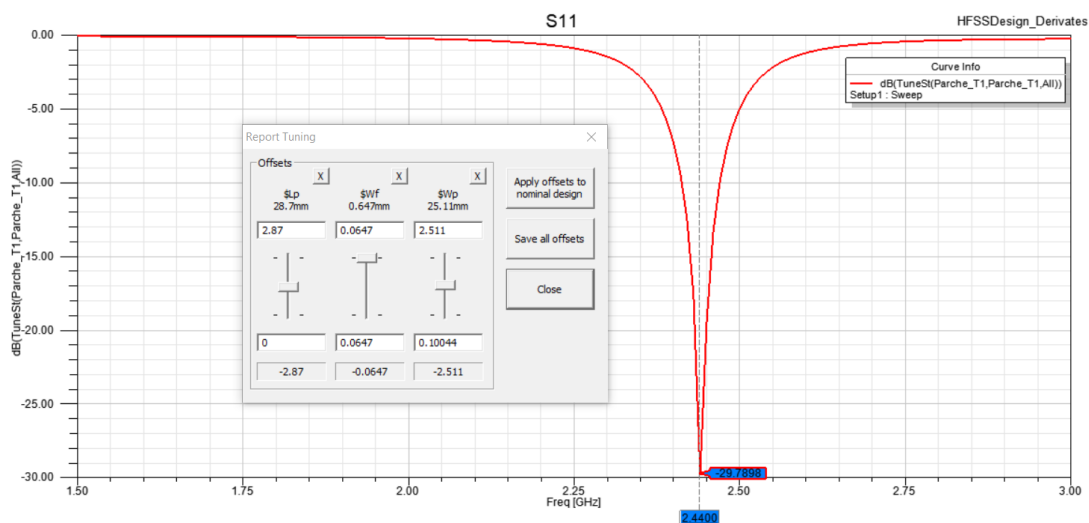


Ilustración D.15. Optimización mediante el panel de ajuste de la herramienta “Derivates” en HFSS.

Luego de realizar varias simulaciones con derivación y su respectivo ajuste, se notó que el ancho del parche “ $Wp$ ” y el ancho de la línea de alimentación “ $Wf$ ” tienen mayor influencia en el acople de impedancias en la entrada, cambiando estos valores se pudo lograr pérdidas de retorno inferiores a -36 dB como se visualiza en la Ilustración D.16; en la misma imagen se indica el punto

del cual se partió (gráfica de color rojo) que presentaba pérdidas de retorno de -25.51 dB y resuena a 2.44 GHz.

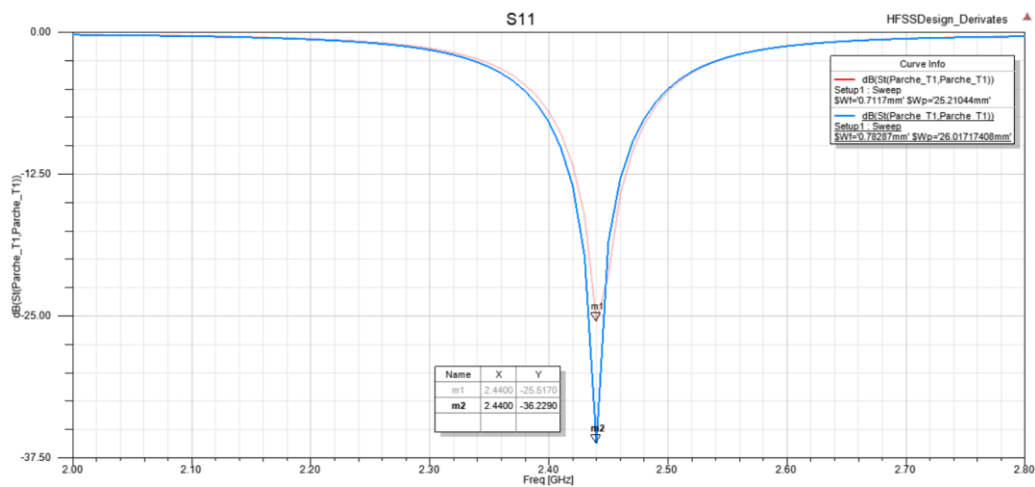


Ilustración D.16. Parámetro  $S_{11}$  luego de realizar varias simulaciones y ajustes con “Derivates”

### **E. Proceso de construcción del prototipo SAR.**

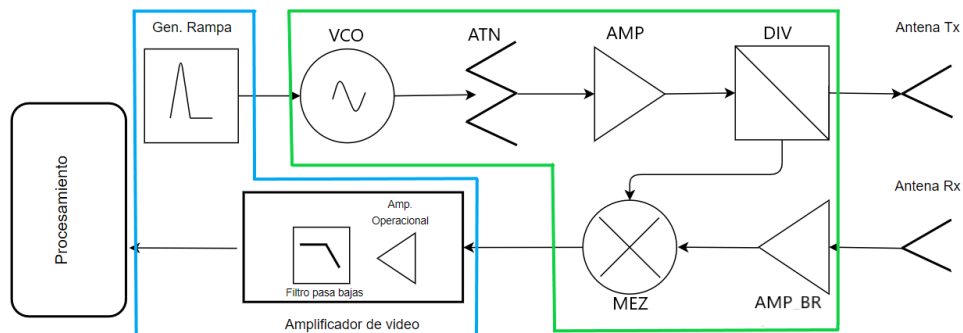
En este apartado se detalla el proceso efectuado para ensamblar el prototipo SAR, en la Tabla D.1 expuesta al final del anexo se detallan los componentes electrónicos y de radio frecuencia utilizados en su construcción, mismos que fueron tomados de los apuntes del curso del MIT que se centra en la construcción de un radar de apertura sintética de corto alcance, a dicha información se puede acceder libremente en línea en (G. Charvat et al., 2011).

El prototipo de radar de apertura sintética esta compuestos por los bloques indicados en la Ilustración E.1, resaltado de color azul se encuentra la parte de componentes electrónicos que sirven para generar la señal rampa que alimentará el circuito de radio frecuencia RF y filtrar la señal receptada por el radar mediante el bloque amplificador de video; de color verde se resalta el circuito RF compuesto de un oscilador de voltaje (VCO), un atenuador de potencia a 3 dB (ATN), un amplificador de potencia (AMP), un divisor de potencia (DIV), un amplificador de potencia de bajo ruido (AMP\_BR) y un mezclador (MEZ), a continuación se indica el proceso de ensamblaje del bloque de radio frecuencia.

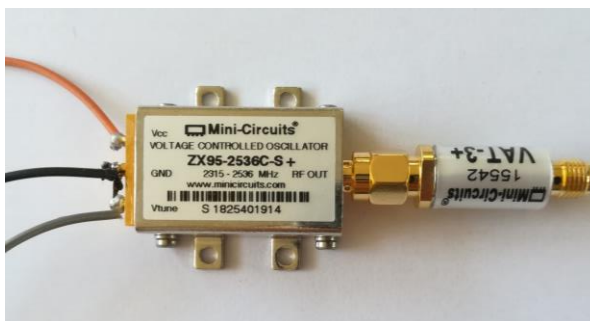
En la Ilustración E.2 se observa la forma de ensamblar el VCO y el ATN, el primero posee tres pines en su lado izquierdo, en el pin VCC se conecta la fuente de alimentación de 5 V (cable naranja), GND que se conecta a tierra (cable negro) y en Vtune se inserta la señal en función a la cual va a oscilar el dispositivo; en la parte derecha se tiene el conector “RF OUT” donde se acopla el ATN como se indica en la imagen.

El siguiente dispositivo en el diagrama de bloques es el amplificador de potencia, AMP, como se observa en la Ilustración E.3, en el puerto IN es necesario incorporar un adaptador SMA M-M (resaltado con rojo) que permite la conexión entre el ATN y el AMP; en el pin +5 VCD se

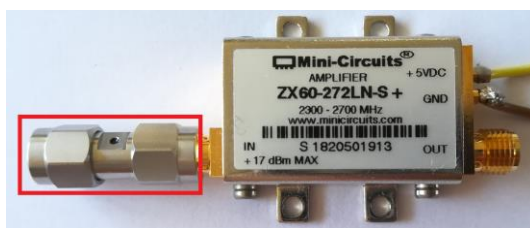
conecta la fuente de alimentación de 5 V y en GND un cable directo a tierra, el puerto OUT se conectará posteriormente con el divisor de potencia DIV.



*Ilustración E.1. Diagrama de bloques del prototipo SAR.*



*Ilustración E.2. Conexión entre el VCO y el atenuador de 3dB.*



*Ilustración E.3. Conexión para el amplificador de señal.*

En la Ilustración E.4 se observa la conexión entre el oscilador controlado por voltaje, el atenuador y el amplificador de potencia.



*Ilustración E.4.* Conexión entre VCO, ATN y AMP.

El siguiente elemento para conectar es el divisor de potencia, en la Ilustración E.5 se observa el DIV, mismo que tiene 3 puertos, S es el puerto de entrada de la señal, misma que se divide equitativamente por los puertos 1 y 2; como se observa en la imagen en S se agrega un adaptador SMA M-M que permite el acople con el amplificador de potencia, tal y como se muestra en la Ilustración E.6.



*Ilustración E.5.* Conexión del mezclador.



*Ilustración E.6.* Conexión del DIV al AMP mediante un adaptador SMA M-M.

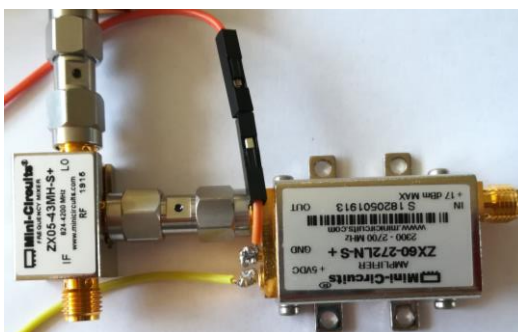
Mediante otro adaptador SMA M-M se conecta el puerto 2 del DIV y el puerto LO del mezclador MEZ, ver la Ilustración E.7, estos dispositivos son pasivos y por lo tanto no requieren conexión con la fuente de 5 V.





*Ilustración E.7.* Conexión entre el MEZ y el DIV mediante un adaptador SMA M-M.

En el puerto RF del MEZ se coloca un extremo del adaptador SMA M-M y en su otro extremo se acopla el puerto OUT del segundo amplificador de potencia denominado AMP\_BR encargado de amplificar las señales detectadas por la antena receptora, el amplificador requiere una alimentación de 5 V y una conexión directa a tierra, lo anterior mencionado se puede visualizar en la Ilustración E.8.



*Ilustración E.8.* Conexión entre MEZ y el AMP\_BR mediante un adaptador SMA M-M.

Lo siguiente a realizar es conectar el sistema radiante del radar, esto se realiza mediante cables SMA M-M, como se muestra en la Ilustración E.9 la antena transmisora se conecta al puerto 1 del DIV y la antena receptora al puerto IN del AMP\_BR.

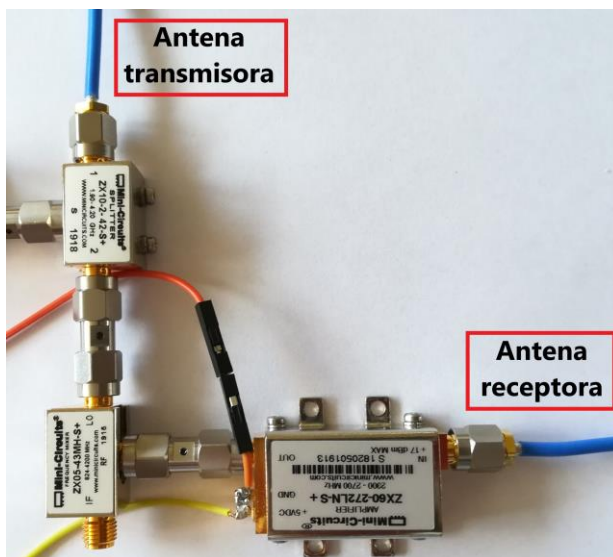


Ilustración E.9. Conexión hacia las antenas transmisora TX y receptora Rx.

Mediante otro cable SMA se envía la señal de RF entrante desde el puerto IF del MEZ hacia el circuito electrónico que se encarga de filtrar el ruido presente y aplicarle una etapa más de amplificación, esta conexión se realiza en la bornera azul como se indica en la Ilustración E.10.

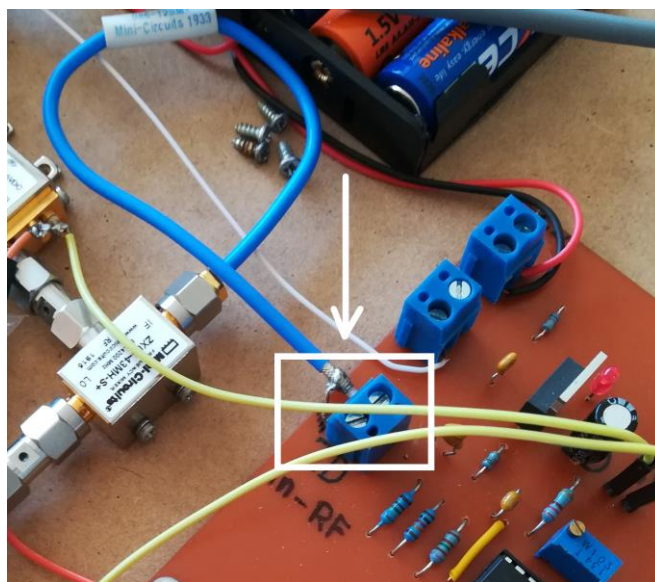


Ilustración E.10. Envío de la señal RF entrante al bloque amplificador de video.

El diagrama esquemático circuito electrónico para prototipo SAR se muestra en la Ilustración E.12, mismo que fue diseñado en el software Eagle en base al circuito electrónico

presentado en el radar SAR-MIT. La principal diferencia con el circuito original es el reemplazo del integrado de los amplificadores operacionales, ya que el dispositivo requerido no está disponible en el mercado, por tal motivo se usa dos chips MAX 412 para satisfacer la necesidad.

Con el circuito ya diseñado se procede a realizar la construcción, para ello se realiza la impresión de las pistas del circuito electrónico en láminas de papel termotransferible y mediante el método del planchado se plasma el diagrama sobre la baquelita de cobre, posterior a ello se sumerge en cloruro férrico para quitar el excedente de cobre. En la Ilustración E.11 se puede visualizar la placa electrónica manufacturada.

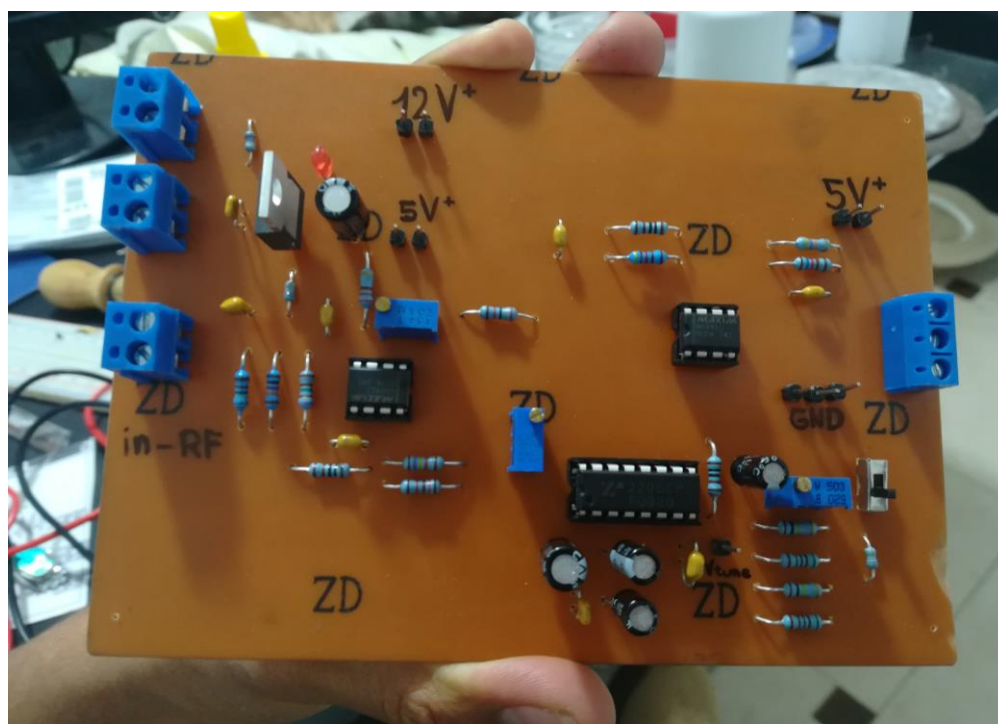
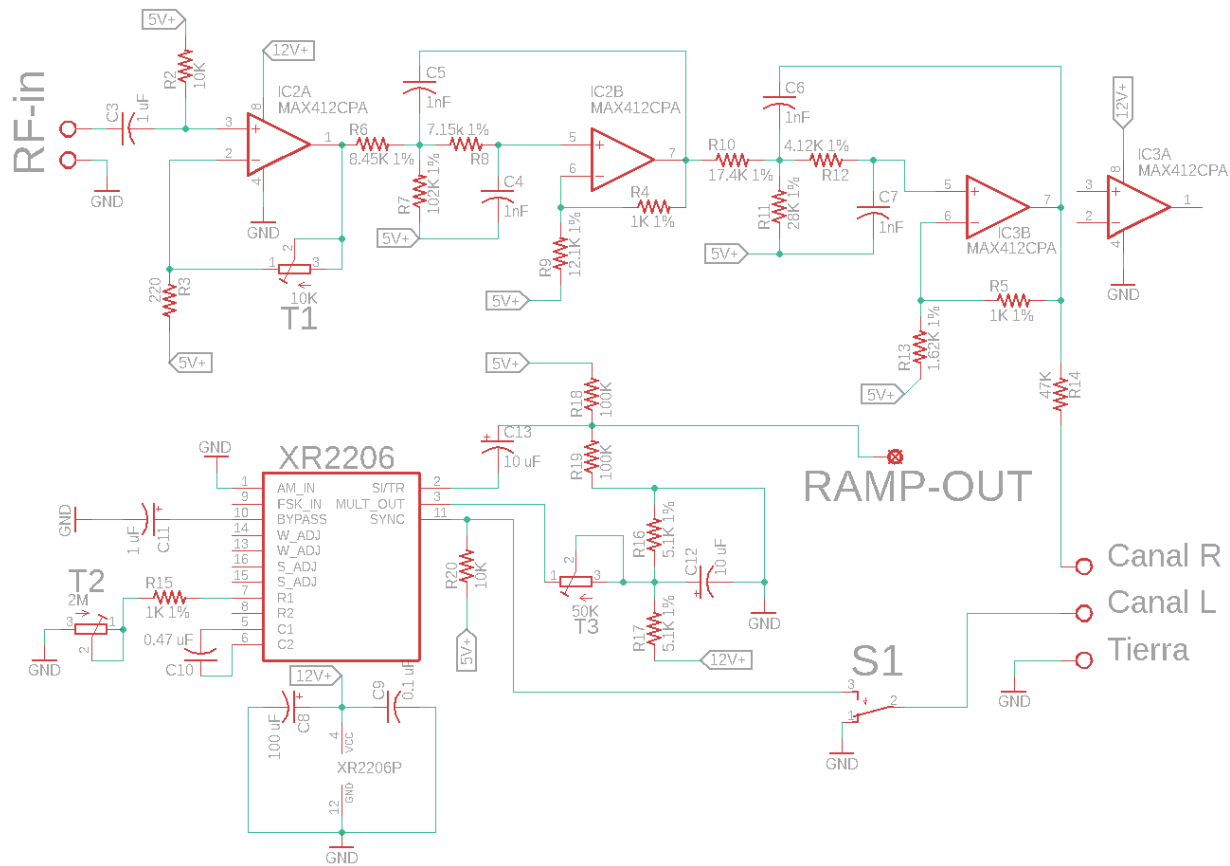


Ilustración E.11. Circuito electrónico ensamblado en baquelita de cobre.



### FUENTE DE ALIMENTACIÓN

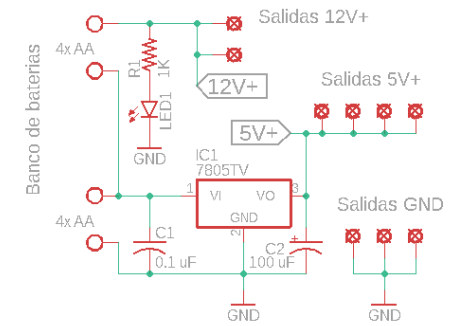


Ilustración E.12. Esquemático del circuito electrónico del prototipo SAR.

Tabla D.1. Componentes utilizados para la construcción del prototipo SAR.

DISPOSITIVOS DE RADIO FRECUENCIA			
NOMBRE	DISPOSITIVO #	CANTIDAD	DESCRIPCIÓN
Oscilador controlado por voltaje (VCO)	ZX95-2536C+	1	5V; 2315-2536 MHz VCO; +6 dBm Out
Atenuador	VAT-3+	1	50 OHM; 1W; 3dB; SMA M-F attenuator; DC to 6000MHz
Amplificador de baja pérdida	ZX60-272LN-S+	2	50 OHM; 2300 to 2700 MHz; Gain 14 dB; NF=1.2 dB; IP1= 18.5 dBm
Divisor de potencia	ZX10-2-42+	1	50 OHM; 1900 to 4200 MHz; 2 vias; 0.1 dB insertion loss
Mezclador de frecuencia	ZX05-43MH-S+	1	824 to 4200 MHz; 13 dBm LO; RF to LO loss 6.1 dB; IP1 9dBm; Level 13
Adaptador SMA M-M	SM-SM50+	4	50 OHM; SMA-M-M; DC to 18 GHz
Cable coaxial SMA M – SMA M 6”	086-12SM+	3	50 OHM; SMA M-SMA M 6”; DC to 18GHz
Conector SMA	901-9889-RFX	2	50 OHM; 12.4 GHz, SMA
DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS			
NOMBRE	DISPOSITIVO #	CANTIDAD	DESCRIPCIÓN
Generador de señal	XR-2206	1	Function Generator Chip
Amplificador operacional	MAX414CPD+	1	low-noise quad op-amp
Capacitor cerámico de 1000pF	SA105A102JAR	4	1000 pf 5% capacitor
Capacitor de 1uF	UVR1H010MDD1TD	1	1 uF electrolytic cap
Capacitor 10uF	EEU-TA1H100BJ	2	10 uF electrolytic cap
Decoupling capacitor 0,1uF	K104Z15Y5VE5TH5	2	Capacitor cerámico de capas múltiples; 0.1uF
Decoupling cap 100uF	515D107M025AA6A E3	2	100 uF
Condensador cerámico multicapa 0,47uF	A474Z20Y5VF5UAA	1	Tuning capacitor 0,47 uF
Resistencia 1	MF1/4CC8451F	1	RES 8.45K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 2	MFR-25FBF52-102K	1	RES 102K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 3	MF1/4DCT52R7151F	1	RES 7.15K OHM 1/4W 1% AXIAL

---

Resistencia 4	MF1/4DCT26A1001F	3	RES 1K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 5	MFR-25FBF52-12K1	1	RES 12.1K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 6	MF1/4DC1742F	1	RES 17.4K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 7	MF1/4DC2802F	1	RES 28K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 8	MF1/4DCT52R4121F	1	RES 4.12K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 9	MF1/4DC1621F	1	RES 1.62K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 10	MF1/4DCT52R5101F	2	RES 5.1K OHM 1/4W 1% AXIAL
Resistencia 11	CCF0710K0JKE36	2	RES 10K OHM 1/4W 5% AXIAL
Resistencia 12	CCF071K00JKE36	1	RES 1K OHM 1/4W 5% AXIAL
Resistencia 13	CCF07100KJKR36	1	RES 100K OHM 1/4W 5% AXIAL
Resistencia 14	CCF0747K0JKR36	1	RES 47K OHM 1/4W 5% AXIAL
Resistencia de ganancia	CFP1/4CT52R201J	1	200 ohm 5%
Potenciómetro 10K	PV36Y103C01B00	1	10Kohms 10mm Square 25turn
Potenciómetro 2M	PV36W205C01B00	1	Resistores eléctricos - Agujero pasante 2.0Mohms 10mm Square 25turn
Potenciómetro de 50K	PV36W503C01B00	1	Resistores eléctricos - Agujero pasante 50K 10%
LED	TLHR5400	1	Color rojo
Bornera	TB002-500-02BE	2	Bornera de 2 pines
Regulador de 5V	LM2940CT- 5.0/NOPB	1	Reguladores de tensión 5V LDO 1A LDO REG
Cable de audio	172-2236	1	3.5 mm plug to stripped wires

---

## F. Algoritmo RAM

```

%%ALGORITMO PARA LECTURA Y PROCESADO DE DATOS CRUDOS

%MIT IAP Radar Course 2011
%Resource: Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler,
%and Synthetic Aperture Radar Imaging
%Gregory L. Charvat

clear all;
close all;
%Lectura de datos crudos del archivo .wav
% audioread lee el archivo .wav y devuelve Y y Fs
%Y= Datos muestreados; FS= Frecuencia de muestreo
[Y,FS] = audioread('vehiculo_55m.wav');
%Constantes
c = 3E8; %(m/s) rapidez de la luz
%Parámetros del radar
Tp = 10E-3; %(s) Tiempo de pulso en segundos
Trp = 0.25; %(s) Tiempo mínimo de duración del RP (Range Profile)
N = Tp*FS; %# Número de muestras por pulso
fstart = 2260E6; %(Hz) Frecuencia de inicio LFM - del VCO
fstop = 2590E6; %(Hz) Frecuencia de parada LFM - del VCO
BW = fstop-fstart; %(Hz) AB de transmisión
f = linspace(fstart, fstop, N/2); %Frecuencia de transmisión instantánea

%La entrada debe ser invertida
trig = -1*Y(:,1);
s = -1*Y(:,2);
clear Y;

%Analiza datos por posición (silencio entre datos grabados)
rpstart = abs(trig)>mean(abs(trig));
count = 0;
Nrp = Trp*FS; %min # Muestras entre RP (range profiles)
for ii = Nrp+1:size(rpstart,1)-Nrp
    if rpstart(ii) == 1 & sum(rpstart(ii-Nrp:ii-1)) == 0
        count = count + 1;
        RP(count,:) = s(ii:ii+Nrp-1);
        RPtrig(count,:) = trig(ii:ii+Nrp-1);
    end
end

%Analizar datos por pulso
count = 0;
thresh = 0.08;
clear ii;
for jj = 1:size(RP,1)
    %clear SIF;
    SIF = zeros(N,1); %Crea matriz de N ceros en columna 1
    start = (RPtrig(jj,:)> thresh);
    count = 0;
    jj
    for ii = 12:(size(start,2)-2*N)
        [Y I] = max(RPtrig(jj,ii:ii+2*N));
        if mean(start(ii-10:ii-2)) == 0 & I == 1

```

```

        count = count + 1;
        SIF = RP(jj,ii:ii+N-1)' + SIF;
    end
end
%Transformada de Hilbert
q = ifft(SIF/count); %ifft = transformada inversa de Fourier
sif(jj,:) = fft(q(size(q,1)/2+1:size(q,1)));
end
sif(isnan(sif)) = 1E-30; %Pone los valores NaN (Non a Number) igual a cero

%Aqui deberían ser leído los datos SAR
clear s;
s = sif;
save routsidewarehouse2 s; % Guarda matriz de datos de imagen

%-----%
%cargue variables adicionales y configure constantes para el radar aquí
clear all;
c = 3E8; %(m/s) rapidez de la luz

%Carga datos IQ convertidos aqui
load routsidewarehouse2 s; %carga variable sif %Para datos de imagen

for ii = 1:size(s,1)
    s(ii,:) = s(ii,:) - mean(s,1);
end
%sif = s-sif_sub; %realizar sustracción de fondo coherente
%sif = sif_sub; %imagen solo el fondo
sif = s; %imagen sin sustracción de fondo
clear s;
clear sif_sub;

%*****
%radar parameters
f1 = 2260E6; %Freq inicial a -10dB
f2 = 2590E6; %Freq final a -10dB
fc = (f2-f1)/2 + f1;
B = (f2-f1);
Tp = 10E-3; %(sec) Ancho de pulso
cr = B/Tp; %(Hz/sec) taza de chirrido
Rs = 0;
Xa = 0; %(m) comienzo de la nueva longitud de apertura
delta_x = 0.10; %%(m) Desplazamientos del radar
L = delta_x*(size(sif,1)); %(m) Longitud de apertura
Xa = linspace(-L/2, L/2, (L/delta_x)); %(m) posición de rango cruzado en L
Za = 0;
Ya = Rs;
t = linspace(0, Tp, size(sif,2)); %(s) tiempo rápido, VER TASA DE MUESTRA
Kr = linspace(((4*pi/c)*(fc - B/2)), ((4*pi/c)*(fc + B/2)), (size(t,2)));

%Guardar datos de fondo sustraídos y calibrados
save sif sif delta_x Rs Kr Xa;

%Corre el algoritmo RMA_IFP
SBAND_RMA_IFP;

```



```

%*****
%% IMPORTANTE: CREAR LA FUNCIÓN 'dbv.m'
%% Útil para generar la imagen truncada
%% en el algoritmo RMA_IFP

function out = dbv(in)
out = 20 * log10(abs(in));
%*****

%ALGORITMO RMA_IFP PARA GENERACIÓN DE IMAGENES SAR

%This algorithm was written by Gregory L. Charvat in his dissertation:
%G. L. Charvat, ``A Low-Power Radar Imaging System," Ph.D. dissertation,

%This algorithm was based on:
%Range Migration Algorithm from ch 10 of Spotlight Synthetic Aperture Radar
%Signal Processing Algorithms, Carrara, Goodman, and Majewski

%*****
clear all;
load sif;

%aplica la ventana hanning a los datos
N = size(sif,2);
for ii = 1:N
    H(ii) = 0.5 + 0.5*cos(2*pi*(ii-N/2)/N);
end

for ii = 1:size(sif,1)
    sif_h(ii,:) = sif(ii,:).*H;
end
sif = sif_h;

figcount = 1;
close_as_you_go = 0;
do_all_plots = 0;  %%Coloque 1 para graficar todas las etapas del RMA

set(0,'defaultaxesfontsize',13); %establecer el tamaño de fuente
% NOTE: la función 'dbv.m' es para salida de datos = 20*log10(abs (datos))
%*****
if do_all_plots == 1,
    figure(figcount);
    S_image = angle(sif);
    imagesc(Kr, Xa, S_image);
    colormap(gray);
    title('Phase Before Along Track FFT');
    xlabel('K_r (rad/m)');
    ylabel('Synthetic Aperture Position, Xa (m)');
    cbar = colorbar;
    set(get(cbar, 'Title'), 'String', 'radians','fontsize',13);
    print(gcf, '-djpeg100', 'phase_before_along_track_fft.jpg');
    if close_as_you_go == 1,
        close(figcount);
    end
    figcount = figcount + 1;
end
end

```

```

%a lo largo de la pista FFT (en el dominio del tiempo lento)
%Cruce simétricamente la almohadilla cero de rango para enforzar el radar
zpad = 2048; %almohadilla cero simétrica de rango cruzado
szeros = zeros(zpad, size(sif,2));
for ii = 1:size(sif,2)
    index = round((zpad - size(sif,1))/2);
    szeros(index+1:(index + size(sif,1)),ii) = sif(:,ii);%almohadilla ceros
end
sif = szeros;
clear ii index szeros;

S = fftshift(fft(sif, [], 1), 1);
clear sif;
Kx = linspace((-pi/delta_x), (pi/delta_x), (size(S,1)));

if do_all_plots == 1,
    figure(figcount);
    S_image = dbv(S);
    imagesc(Kr, Kx, S_image, [max(max(S_image))-40, max(max(S_image))]);
    colormap(gray);
    title('Magnitude After Along Track FFT');
    xlabel('K_r (rad/m)');
    ylabel('K_x (rad/m)');
    cbar = colorbar;
    set(get(cbar, 'Title'), 'String', 'dB','fontsize',13);
    print(gcf, '-djpeg100', 'mag_after_along_track_fft.jpg');
    if close_as_you_go == 1,
        close(figcount);
    end
    figcount = figcount + 1;
end

if do_all_plots == 1,
    figure(figcount);
    S_image = angle(S);
    imagesc(Kr, Kx, S_image);
    colormap(gray);
    title('Phase After Along Track FFT');
    xlabel('K_r (rad/m)');
    ylabel('K_x (rad/m)');
    cbar = colorbar;
    set(get(cbar, 'Title'), 'String', 'radians','fontsize',13);
    print(gcf, '-djpeg100', 'phase_after_along_track_fft.jpg');
    if close_as_you_go == 1,
        close(figcount);
    end
    figcount = figcount + 1;
end

if do_all_plots == 1,
    figure(figcount);
    S_image = dbv(fftshift(fft(S, [], 2), 2));
    imagesc(linspace(-0.5, 0.5, size(S, 2)), Kx, S_image, [max(max(S_image))-
40, max(max(S_image))]);
    colormap(gray);
    title('Magnitude of 2-D FFT of Input Data');

```

```

xlabel('R_{relative} (dimensionless)');
ylabel('K_x (rad/m)');
cbar = colorbar;
set(get(cbar, 'Title'), 'String', 'dB','fontsize',13);
print(gcf, '-djpeg100', 'mag_after_2D_fft.jpg');
if close_as_you_go == 1,
    close(figcount);
end
figcount = figcount + 1;
end

%*****
%filtro emparejado
for ii = 1:size(S,2) %paso a través de cada fila para encontrar phi_if
    for jj = 1:size(S,1)%recorrer cada rango cruzado en la fila siguiente
        phi_mf(jj,ii) = Rs*sqrt((Kr(ii))^2 - (Kx(jj))^2);
        Krr(jj,ii) = Kr(ii); %generar 2d Kr para fines de trazado
        Kxx(jj,ii) = Kx(jj); %generar 2d Kx para fines de trazado
    end
end
smf = exp(j*phi_mf); %%%%%%%%%%

%Dominio actual Kx y Kr, por lo que nuestra convención es S_mf(Kx,Kr)
%aplica filtro coincidente a S
S_mf = S.*smf;
clear smf phi_mf;

if do_all_plots == 1,
    figure(figcount);
    S_image = angle(S);
    imagesc(Kr, Kx, S_image);
    colormap(gray);
    title('Phase After Matched Filter');
    xlabel('K_r (rad/m)');
    ylabel('K_x (rad/m)');
    cbar = colorbar;
    set(get(cbar, 'Title'), 'String', 'radians','fontsize',13);
    print(gcf, '-djpeg100', 'phase_after_matched_filter.jpg');
    if close_as_you_go == 1,
        close(figcount);
    end
    figcount = figcount + 1;
end

clear S;

if do_all_plots == 1,
    figure(figcount);
    S_image = dbv(fftshift(fft(S_mf, [], 2), 2));
    imagesc(linspace(-0.5, 0.5, size(S_mf, 2)), Kx, S_image,
[max(max(S_image))-40, max(max(S_image))]);
    colormap(gray);
    title('Magnitude of 2-D FFT of Matched Filtered Data');
    xlabel('R_{relative} (dimensionless)');
    ylabel('K_x (rad/m)');
    cbar = colorbar;
    set(get(cbar, 'Title'), 'String', 'dB','fontsize',13);

```

```

    print(gcf, '-djpeg100',
'mag_after_downrange_fft_of_matched_filtered_data.jpg');
    if close_as_you_go == 1,
        close(figcount);
    end
    figcount = figcount + 1;
end

%*****
%realizar la interpolación de Stolt
%RANGO PARA EL ANÁLISIS DE DATOS
kstart = 88;
kstop = 110;

%crear Ky espaciados uniformemente para interpretación de datos reales
Ky_even = linspace(kstart, kstop, 1024);
clear Ky S_st;
count = 0;
for ii = 1:zpad;
    count = count + 1;
    Ky(count,:) = sqrt(Kr.^2 - Kx(ii)^2);
    S_st(count,:) = interp1(Ky(count,:), S_mf(ii,:), Ky_even);
end
S_st(find(isnan(S_st))) = 1E-30; %Poner todos los valores NaN igual a 0
clear S_mf ii Ky;

if do_all_plots == 1,
    figure(figcount);
    S_image = angle(S_st);
    imagesc(Ky_even, Kx, S_image);
    %Imagen(S_image);
    colormap(gray);
    title('Phase After Stolt Interpolation');
    xlabel('K_y (rad/m)');
    ylabel('K_x (rad/m)');
    cbar = colorbar;
    set(get(cbar, 'Title'), 'String', 'radians', 'fontsize', 13);
    print(gcf, '-djpeg100', 'phase_after_stolt_interpolation.jpg');
    if close_as_you_go == 1,
        close(figcount);
    end
    figcount = figcount + 1;
end

%aplicar la ventana Hanning a los datos, limpia datos ALOT
N = size(Ky_even, 2);
for ii = 1:N
    H(ii) = 0.5 + 0.5*cos(2*pi*(ii-N/2)/N);
end

for ii = 1:size(S_st, 1)
    S_sth(ii,:) = S_st(ii,:).*H;
end
%S_st = S_sth;

%*****
%Realiza la transformada inversa de FFT's
%Nueva notacion: v(x,y), donde x es el rango cruzado
%primero en la dimensión del rango

```

```

clear v Kr Krr Kxx Ky_even;
v = ifft2(S_st, (size(S_st,1)*4), (size(S_st,2)*4));

bw = 3E8*(kstop-kstart)/(4*pi);
max_range = 3E8*size(S_st,2)/(2*bw); %%(m) Rango máximo del radar
figure(figcount);
S_image = v; %Editado el rango de escala a d^3/2
S_image = fliplr(rot90(S_image));
cr1 = -50; %(m)Cr1 y 2 limites en azimuth
cr2 = 50; %(m)
dr1 = 1; % (m) dr1 y 2 limites en rango
dr2 = 100; %(m)

%truncamiento de datos
dr_index1 = round((dr1/max_range)*size(S_image,1));
dr_index2 = round((dr2/max_range)*size(S_image,1));
cr_index1 = round((cr1+zpad*delta_x/2)/(zpad*delta_x)*size(S_image,2));
cr_index2 = round(((cr2+zpad*delta_x/2)/(zpad*delta_x))*size(S_image,2));
trunc_image = S_image(dr_index1:dr_index2,cr_index1:cr_index2);
downrange = linspace(dr1,dr2, size(trunc_image,1)); %%datos Rango
crossrange = linspace(cr1, cr2, size(trunc_image, 2));%%datos Azimuth

clear ii;
for ii = 1:size(trunc_image,2)
    trunc_image(:,ii) = (trunc_image(:,ii)).*(abs(downrange)).^(3/2);
end
trunc_image = dbv(trunc_image); %Agregar la escala a d^3/2
imagesc(crossrange, downrange, trunc_image, [max(max(trunc_image))-40,
max(max(trunc_image))-0]);
colormap('jet');
title('Escenario 3');
ylabel('Rango (m)');
xlabel('Azimuth (m)');
axis('xy');
cbar = colorbar;
set(get(cbar, 'Title'), 'String', 'dB','fontsize',13);
print(gcf, '-djpeg100', 'final_image.jpg');
if close_as_you_go == 1,
    close(figcount);
end
figcount = figcount + 1;

```