



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO Y FABRICACIÓN DE ANTENAS PLANARES BASADAS EN ESTRUCTURAS
DE METAMATERIALES

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

SEBASTIÁN ANDRÉS SEPÚLVEDA VÁSQUEZ

PROFESOR GUÍA:
NICOLÁS REYES GUZMÁN

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
RICARDO FINGER CAMUS
DAVID MONASTERIO LAGOS

SANTIAGO DE CHILE
2018

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO
POR: SEBASTIÁN ANDRÉS SEPÚLVEDA VÁSQUEZ
FECHA: 2018
PROF. GUÍA: NICOLÁS REYES GUZMÁN

DISEÑO Y FABRICACIÓN DE ANTENAS PLANARES BASADAS EN ESTRUCTURAS DE METAMATERIALES

Los metamateriales han revolucionado la forma de diseñar antenas, principalmente por lograr propiedades difíciles de obtener por técnicas tradicionales. El presente trabajo muestra el diseño, fabricación y caracterización de tres antenas de microcinta operando en la banda de 2.4 GHz para explorar el efecto de estructuras de metamateriales, en busca de un mejor desempeño en términos de ancho de banda, eficiencia de radiación y ganancia.

La metodología utilizada comprende el diseño por *software* de análisis electromagnético, manufactura con técnicas de impresión de circuitos utilizando FR4, un insumo de propósito general, y el despliegue de un montaje experimental para la medición de pérdidas por retorno (S_{11}) y patrones de radiación. Se han realizado experimentos de caracterización del parámetro S_{11} entre 1 GHz y 10 GHz, y seis cortes del patrón de radiación por antena, para 3 puntos de frecuencia, en co-polarización y polarización cruzada en cada uno.

Las tres antenas construidas han mostrado anchos de banda excepcionales, del 49 %, 107 % y 29 %, eficiencias superiores al 75 % y ganancias totales sobre 3 dB. Se ha comparado el desempeño de cada una, utilizando figuras de mérito tales como: tamaño del haz de media potencia, eficiencia, ancho de banda, nivel de polarización cruzada, tamaño eléctrico y ganancia máxima.

Asimismo, los dispositivos presentados pueden ser utilizados en variadas aplicaciones de la banda de 2.4 GHz. En particular, enlaces de gran alcance, comunicación multibanda e integración en sistemas compactos.

A Lucas y Donatello.

Agradecimientos

Este trabajo ni todos los años de universidad anteriores podrían haber salido mejor sin el incondicional apoyo de mi madre, la rusia, la vieja chica, Valeria Vásquez, a quien además de deberle la vida, le estaré eternamente agradecido por todo lo que ha hecho por mí.

Agradezco también a mi familia: a mi más-que-hermano Titin, las chiquillas Paolita y Carola, a Mateo, a David y Justin. Son un pilar fundamental para mí.

A Makito, mi hermano por elección, con quien mantengo una relación inmune al tiempo y a los rumbos de la vida. A los amigos de siempre, quienes me han dado mucho más de lo que ellos se imaginan: Pablito, Pato, Ale, Rulo y Juan. A aquellos que conocí en la U, que además de ser personas maravillosas, son referentes en muchos aspectos para mí: Miguel -El crack- Alexis, Francisco K7, Saldi y Nico Burgos.

Agradecer especialmente a la expresidenta Michelle Bachelet y su equipo en la implementación y gestión de la gratuidad para la educación superior, fue sin duda un apoyo tremendo que recibí durante la carrera.

A los laboratorios de astro-fotónica, SPEL, y Ondas Milimétricas por facilitar el equipamiento necesario en la realización de esta memoria, a los pollos del 5to, y a aquellos con quien tuve la suerte de compartir su invaluable calidad humana: al Capi, Orteguita, Montofré, Claudiva, Alfred, Taky, Danae, Sapo Rojas, Viki y Pelao.

A mi comisión, por la disposición y el buen nivel de comunicación. En particular, a mi profesor guía, Nicolás Reyes, por su enorme compromiso y voluntad de ayudar en todo momento.

Tabla de Contenido

Introducción	1
1. Marco Teórico	4
1.1. Fundamentos de Antenas	4
1.1.1. Regiones del Campo Electromagnético	4
1.1.2. Patrón de Radiación:	6
1.1.3. Tamaño del Haz	7
1.1.4. Relación Delante/Atrás	7
1.1.5. Directividad	8
1.1.6. Eficiencia de Antena	8
1.1.7. Ganancia	9
1.1.8. Ancho de Banda	9
1.1.9. Polarización de Antenas	10
1.1.10. Espectro Electromagnético	10
1.2. Conceptos de microondas	12
1.2.1. Matriz de dispersión	12
1.2.2. Impedancia	13
1.2.3. Criterio Bode-Fano	13
1.2.4. Principio de Babinet	15
1.2.5. Resonadores	16
1.3. Antenas de microcinta	18
1.3.1. Métodos de alimentación	18
1.4. Mediciones de Antenas	20
1.4.1. Ecuación de transmisión de Friis	20
1.4.2. Mediciones de polarización	20
1.5. Metamateriales	22
1.5.1. Clasificación de materiales	23
1.6. Antenas basadas en metamateriales	23
1.7. Estado del arte	25
2. Metodología	27
2.1. Diseño de Antenas	27
2.1.1. Entorno de Trabajo	29
2.1.2. Configuración de HFSS	30
2.2. Fabricación	33
2.3. Caracterización	37

2.3.1. Mediciones de pérdidas por retorno	37
2.3.2. Antenas parche de evaluación	38
2.3.3. Medición de patrones de radiación	40
2.3.4. Errores y fuentes de ruido	43
3. Antena 1: Parches romboidales	45
3.1. Diseño de la Antena 1	45
3.2. Fabricación de la antena 1	47
3.3. Resultados de la antena 1	48
3.4. Análisis de la antena 1	51
4. Antena 2: Plano de tierra grillado	52
4.1. Diseño de la antena 2	52
4.2. Fabricación de la antena 2	54
4.3. Resultados de la antena 2	56
4.4. Analisis de la antena 2	59
5. Antena 3: Arreglo de setas	60
5.1. Diseño de la antena 3	60
5.2. Fabricación de la antena 3	62
5.3. Resultados de la antena 3	63
5.4. Análisis de la antena 3	66
6. Discusión	68
6.1. Sobre la metodología de trabajo	68
6.2. Sobre las antenas 1, 2 y 3	70
Conclusión	72
Bibliografía	73
Anexos	76
A. Exportación de archivos HFSS	76
B. Prototipado con máquinas LPKF	81
C. Calibración de VNA Agilent E5062A	88

Índice de Tablas

1.1. Conversión de parámetros VSWR, Γ y Potencia Reflejada	10
1.2. Designaciones de las Bandas de Microondas.	11
2.1. Componentes del computador utilizado.	30
2.2. Configuración del barrido en frecuencia	33
2.3. Laminados utilizados en la fabricación de antenas	34
2.4. Dimensiones de antenas parche fabricadas.	39
2.5. Resumen de experimentos realizados.	42
3.1. Antena 1. Dimensiones de diseño.	46
3.2. Antena 1. Parámetros de radiación.	49
4.1. Antena 2. Dimensiones de diseño.	53
4.2. Antena 2. Parámetros de radiación.	57
5.1. Antena 3. Dimensiones de diseño.	61
5.2. Antena 3. Parámetros de radiación.	64
6.1. Parámetros de la Antena 1 calculados en barrido discreto y <i>Last Adaptive</i>	68
6.2. Estimación de la ganancia por medio de la ecuación de Friis.	70
6.3. Comparación de antenas fabricadas a 2.4 GHz.	71

Índice de Ilustraciones

1.	Evolución de la investigación en antenas de microcintas.	1
1.1.	Antenas tipo parche rectangular.	5
1.2.	Regiones del campo electromagnético.	6
1.3.	Patrón de radiación de una antena parche.	7
1.4.	Eficiencia en antena <i>microstrip</i> , caso general.	8
1.5.	División del Espectro Electromagnético.	11
1.6.	Red de N-puertos, caso general	12
1.7.	Malla de adaptación en topología típica	13
1.8.	Reflexiones de una malla de adaptación	14
1.9.	Estructuras complementarias de Babinet	16
1.10.	Circuitos equivalentes de un resonador de microondas	17
1.11.	Antena Parche Rectangular.	18
1.12.	Métodos de alimentación de antenas de microcinta.	19
1.13.	Definiciones de polarización cruzada de Ludwig.	21
1.14.	Medición de patrones para antenas de polarización lineal.	22
1.15.	Clasificación de Materiales.	23
1.16.	Ejemplos de estructuras de metamaterial en antenas.	25
1.17.	Antenas de metamaterial, diseños guía de este trabajo.	26
2.1.	Proceso de diseño utilizado.	29
2.2.	Malla adaptativa final para la antena 1	31
2.3.	Excitación de puerto concentrado en microcinta.	32
2.4.	Estación de prototipado de circuitos electrónicos LPKF	34
2.5.	Paso de fabricación intermedio.	35
2.6.	Espaciadores de nylon utilizados.	36
2.7.	Antenas de metamaterial fabricadas.	36
2.8.	Analizadores vectoriales de redes disponibles.	37
2.9.	Montaje para medición de reflexiones S_{11}	38
2.11.	Diseño de antenas de evaluación tipo parche.	39
2.12.	Montaje para medición de patrones de radiación, vista lateral	40
2.13.	Montaje para medición de patrones de radiación, vista superior	40
2.14.	Soportes mecánicos para montaje experimental.	41
2.15.	Posición de antenas para medición de patrones de radiación.	42
2.16.	PLF teórico.	43
2.17.	Medición del piso de ruido.	44

3.1. Diseño de antena 1	46
3.2. Fabricación de antena 1.	47
3.3. Parámetro S_{11} para la antena 1.	48
3.4. Simulaciones de ganancia para la antena 1.	49
3.5. Patrones de radiación para la antena 1.	50
4.1. Diseño de antena 2	54
4.2. Fabricación de antena 2.	55
4.3. Parámetro S_{11} para la antena 2.	56
4.4. Simulaciones de ganancia para la antena 2.	57
4.5. Patrones de radiación para la antena 2.	58
5.1. Diseño de antena 3.	61
5.2. Fabricación de antena 3.	62
5.3. Parámetro S_{11} para la antena 3.	63
5.4. Simulaciones de ganancia para la antena 3.	64
5.5. Patrones de radiación para la antena 3.	65
5.6. Ganancia total para una variante de la antena 3 a 2.4 GHz.	67
6.1. Medición de S_{11} en instrumentos de Cerro Calán y Beauchef.	70

Introducción

Las comunicaciones inalámbricas han sido un tema de interés para la ciencia e ingeniería desde que Heinrich Hertz emitió y detectó por primera vez ondas de radio en 1887. Desde ese entonces los sistemas que nos comunican sin cables no han dejado de evolucionar. Actualmente, las antenas cumplen paralelamente con una serie de requisitos, entre los cuales se encuentran: funcionalidad, costo, dimensiones e incluso estéticos.

Las antenas planares o de microcinta (en inglés *microstrip*), son un tipo de antenas versátiles y mecánicamente robustas, cuya popularidad ha aumentado en los últimos años, debido principalmente a su asequibilidad y rápida manufactura, pues comparten los ya masificados métodos de fabricación de los circuitos impresos (en inglés *Printed Circuit Board*, PCB). Así, presentan atributos inherentes a su estructura como la baja directividad y tendencia a tener bajo ancho de banda, que en aplicaciones típicas pueden ser consideradas como desventajas. Para subsanar estas limitaciones, se han desarrollado técnicas que involucran arreglos de antenas, alteraciones en la geometría, acople de estructuras, combinación de materiales, entre otras [1].

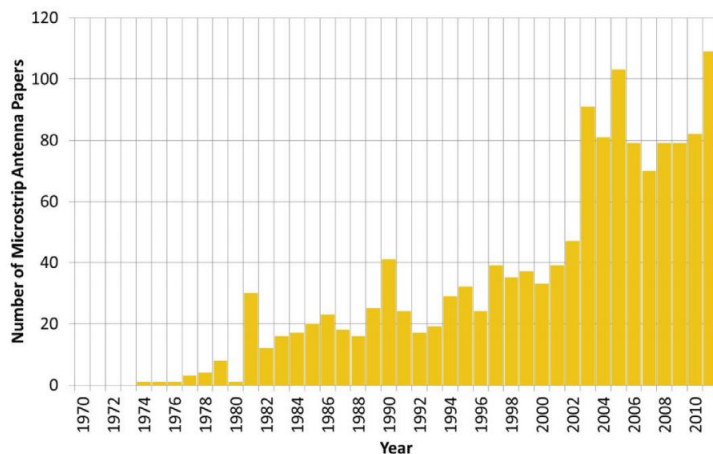


Figura 1: Evolución de la investigación en antenas de microcintas [2]. Publicaciones por año.

Por otro lado, desde la década de los 90's se ha mostrado un renovado interés por explorar las propiedades electromagnéticas que se pueden obtener sintetizando materiales, particularmente en la creación de dieléctricos con atribuciones que no se encuentran naturalmente en sus constituyentes; emulando estructuras resonantes, permeabilidad magnética y permitividad eléctrica negativas, selectividad en frecuencia e invisibilidad electromagnética [3]. Esta rama de la ingeniería acuñó el término de metamateriales (MTM) para abarcar todas

las aplicaciones de esta metodología en las diversas áreas, y dentro de estas se encuentra el diseño de antenas [4]. Con el uso de metamateriales en antenas planares, investigadores de todo el mundo han probado un mejor desempeño en términos de directividad, ancho de banda, miniaturización y eficiencia de antena, demostrando que es una técnica con efectos novedosos [5], y por lo tanto, útil para corregir las limitaciones de las antenas *microstrip*.

Aún cuando la teoría de antenas de metamateriales está emergiendo, se cuenta con literatura desde los años 2000's que es útil para explicar la fenomenología de estas estructuras, es más, la comunidad ha mostrado múltiples formas de diseñar y analizar estos dispositivos. Sin embargo, diseñar desde tal nivel de abstracción se vuelve complejo cuando hay requerimientos específicos por cumplir, debido a la enorme cantidad de variaciones que un diseño de este tipo puede tener. Por consiguiente, estas antenas suelen poseer numerosas estructuras distribuidas de una forma en particular, con materiales costosos como los sustratos de aplicación específica, y condiciones de simulación exclusivas de cada diseño; esta información no suele estar disponible de forma íntegra en las publicaciones, hecho que conlleva a la difícil replicabilidad de resultados.

En este contexto, el área de Instrumentación Astronómica, del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, junto con el Laboratorio de Ondas Milimétricas (MWL) del Observatorio Astronómico Nacional, cuentan con las herramientas e instrumentos necesarios para el diseño, fabricación y caracterización de antenas en tecnología PCB, como también con el capital humano adecuado para brindar una solución a este problema.

El objetivo general de esta memoria es usar estructuras de metamateriales para diseñar, fabricar y caracterizar 3 antenas de microcinta que operen en 2.4 GHz con un ancho de banda superior a 20%, usando materiales de bajo costo y de alta disponibilidad en el mercado. Por completitud, se han definido los siguientes objetivos específicos o hitos clave:

- Diseñar en base a 3 publicaciones de antenas en MTM, modelos respectivos para la banda de 2.4 GHz usando un *software* de simulación electromagnética (EM).
- Fabricar las antenas usando materiales de alta disponibilidad y de bajo costo, en particular, sustratos FR4 de 1.5 mm y 0.8 mm, espaciadores de nylon y conectores SMA.
- Con los estándares de la IEEE como referente, construir un montaje experimental apropiado para medición de parámetros de dispersión y patrones de radiación.
- Caracterizar las antenas fabricadas; midiendo pérdidas por retorno y dos cortes del patrón de radiación en tres frecuencias de la banda de resonancia, para ambas polarizaciones, dando un total de 6 cortes por antena fabricada.
- Analizar los resultados y justificar el comportamiento de las antenas, considerando eventuales incongruencias con las simulaciones.
- Proporcionar una visión sistémica de las antenas de metamateriales y generar procedimientos para el futuro desarrollo del área en el MWL.

Estructura de la memoria

Esta memoria se ha organizado partiendo desde la concepción teórica hasta lo experimental, siguiendo una estructura clásica de la documentación científica, la distribución de capítulos es la siguiente:

- **Marco Teórico:** Se revisa la teoría fundamental de antenas, microondas, aspectos generales de las antenas planares, mediciones de antena, generalidades metamateriales y estado del arte.
- **Metodología:** Se abordan las técnicas de diseño computacionales y prácticas usadas en este escrito, se describe el montaje experimental y el protocolo de medición que permitieron obtener los resultados presentados en los capítulos 3, 4 y 5.
- **Antena 1 - Parches romboidales:** Se muestra el diseño, fabricación, resultados y análisis de la antena 1, un dispositivo de ranura (en inglés *Slot Antenna*) mejorado con una superficie de metamaterial (en inglés *Metasurface*, MTS).
- **Antena 2 - Plano de tierra grillado:** De forma análoga, en este capítulo se aborda el trabajo en una antena donde la señal alimenta un grupo de resonadores que interactúan con un plano tierra cargado con una grilla de metamaterial.
- **Antena 3 - Arreglo de setas:** En este capítulo, el dispositivo estudiado se compone de una antena de ranura tipo corbatín (en inglés, *Bowtie slot antenna*), cuyo plano de tierra está conectado a un arreglo de parches mediante vías (en inglés, *Mushroom-like metasurface*).
- **Discusión:** Se discuten aspectos de la metodología, se recopila la información de los experimentos en común de cada antena y se compara su desempeño.
- **Conclusiones:** Finalmente, se incluye el capítulo de cierre que corrobora los objetivos planteados, comenta aspectos finales y proyecciones del trabajo.

Capítulo 1

Marco Teórico

El primer paso en la realización del proyecto es proveer el sustento conceptual, en este capítulo se examinan temas de entendimiento común en ingeniería de antenas y en metamateriales, con enfoque en las antenas de microcinta.

1.1. Fundamentos de Antenas

Se define una antena como un dispositivo encargado de realizar la transición de onda guiada a onda de espacio libre y viceversa, que en términos técnicos sería equivalente a hablar de un transductor de ondas electromagnéticas. Existen cinco tipos principales de antenas: alambre, apertura, arreglos, bocina y microcinta. Este último ha ganado popularidad en las últimas décadas gracias al descubrimiento de técnicas que expanden sus limitaciones primigenias como la baja ganancia y bajo ancho de banda. Las antenas cuentan con figuras de mérito que son fundamentales a la hora de decidir por un diseño sobre otro en una determinada aplicación. En los incisos siguientes se describen los más utilizados en la literatura, en la industria y en investigación [1, 6].

1.1.1. Regiones del Campo Electromagnético

El espacio que rodea una antena operando tiene ondas electromagnéticas propagándose, estas ondas se describen matemáticamente por el vector complejo de Poynting, que es el producto cruz de los campos eléctrico \vec{E} e intensidad de campo magnético \vec{H} . Cercano a la antena el vector de Poynting es mayormente imaginario, y mientras más lejos de ella se evalúe, su parte real comienza a dominar.

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \tag{1.1}$$

La interpretación física recae en la evolución espacial de \vec{S} , que se subdivide en tres regiones: región de campo cercano reactivo, región de radiación de campo cercano o región de Fresnel y

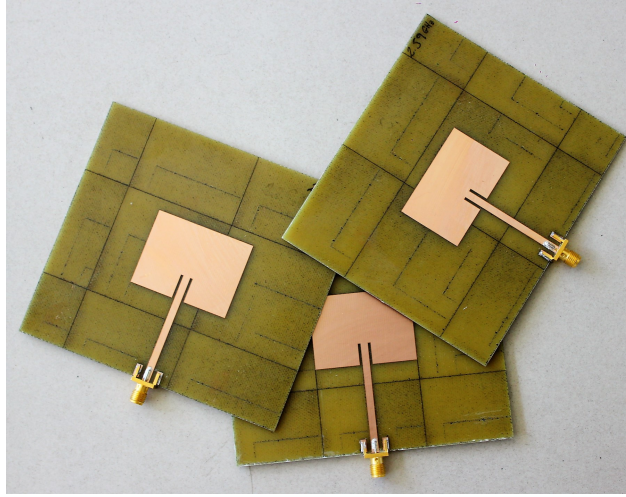


Figura 1.1: Antenas tipo parche rectangular.

la región de campo lejano o Fraunhofer. Si bien no hay cambios abruptos en la configuración de los campos cuando cruzan la frontera de una región a otra, sí existen diferencias importantes entre ellas. El campo lejano intuitivamente es la región más apartada de la antena, esta zona está dominada por los campos irradiados al medio, con un vector \vec{S} real, logrando un frente de onda plano. Una consecuencia directa de esto es que el patrón de radiación no cambia de forma según la distancia en esta zona. Sin embargo, estos decaen en densidad de potencia según el inverso de la distancia al cuadrado. Sea D la dimensión máxima de la antena, R la radial de evaluación del campo y λ la longitud de onda, se deben cumplir por separado las relaciones 1.2.

$$R > 2\frac{D^2}{\lambda} \quad (1.2a)$$

$$R \gg D \quad (1.2b)$$

$$R \gg \lambda \quad (1.2c)$$

Comúnmente en la literatura se asume $D > \lambda$, por lo que escogiendo R que cumpla 1.2a se cumple 1.2b y 1.2c. En el caso de antenas eléctricamente pequeñas, donde $D \approx \lambda$ ó $D < \lambda$ el set de ecuaciones 1.2 queda dominado por 1.2c dando lugar a la relación empírica de $R > 10\lambda$ como condición de campo lejano para el caso mencionado.

En el campo cercano, ubicado en la vecindad inmediata de la antena, el vector de Poynting es mayormente imaginario, lo que le otorga la cualidad de reactivo. En la región de radiación de campo cercano o de Fresnel, se forma una zona intermedia entre el campo cercano y el campo lejano, donde surge un comportamiento mixto, emergen campos irradiados y los campos reactivos pierden predominancia.

$$0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < 2D^2/\lambda \quad (1.3)$$

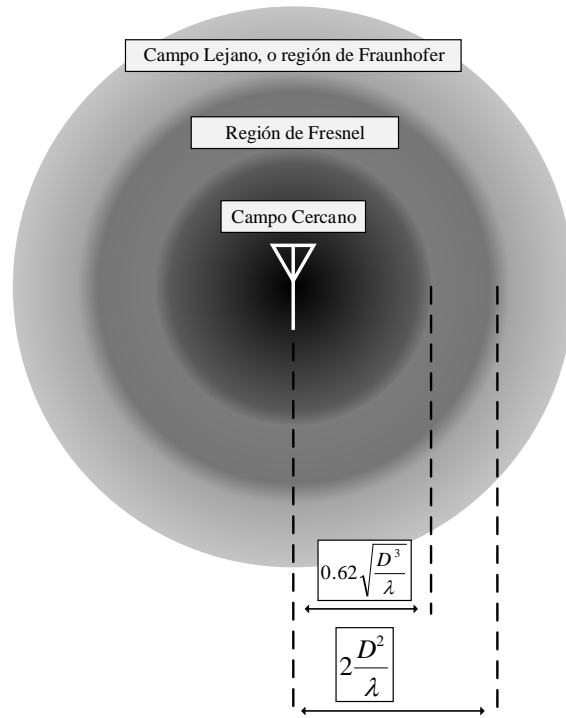
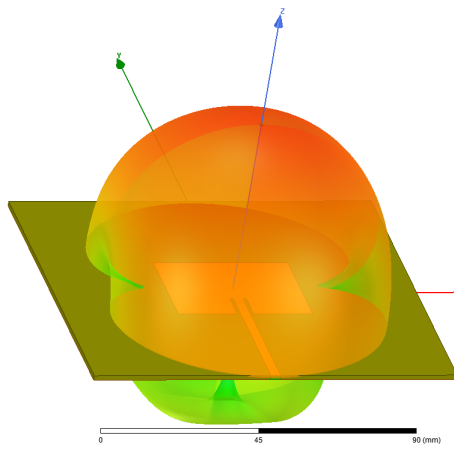


Figura 1.2: Regiones del campo electromagnético.

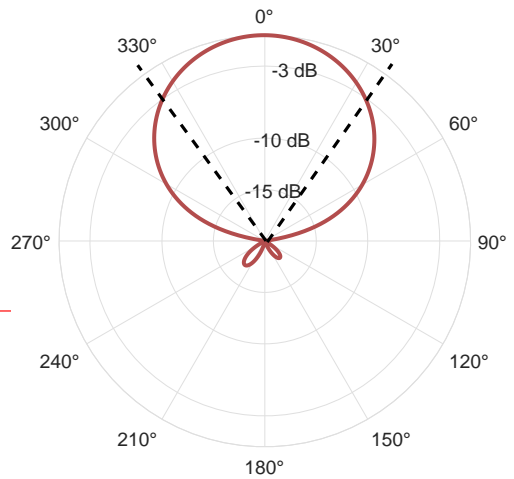
La relación 1.3 muestra en su límite inferior la cota para el campo cercano y en el superior el campo lejano respectivamente, dejando la zona de Fresnel como el rango de valores posibles que puede tomar R entre estos dos límites. Se debe notar que dependiendo de D y λ esta región podría no existir [7].

1.1.2. Patrón de Radiación:

Definida por la IEEE como una fórmula matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función del sistema de coordenadas espaciales [8]. En coordenadas esféricas, la función es de la forma $F(\theta, \phi, r)$ y una forma típica de desplegar la información es con r y un ángulo fijo, obteniendo un corte del patrón. Este gráfico entrega información sobre dirección preferencial de la antena y tamaño del haz. Se entiende por patrón de tipo *Broadside* a aquel cuya dirección preferencial de radiación está en un plano perpendicular al plano de la antena. Mientras que si está concentrado en el plano paralelo a la antena, es de tipo *End-Fire*. En este documento se ha trabajado con antenas cuyo patrón de radiación son de tipo *Broadside*, como se ilustra en la figura 1.3a.



(a) Patrón de radiación 3D para una antena tipo parche rectangular



(b) Patrón de radiación 2D en corte XZ indicando el haz de media potencia (HPBW) en -3 dB

Figura 1.3: Patrón de radiación de una antena parche. En (a) el patrón 3D, en (b) el corte XZ de (a)

1.1.3. Tamaño del Haz

El tamaño de haz describe la separación angular entre dos puntos opuestos en el patrón de radiación con respecto al máximo; los más comunes son el *First-Null Beamwidth*, en el mínimo de la medición de patrón y el *Half-Power Beamwidth (HPBW)*, a 3 dB del máximo. El primero se utiliza principalmente en antenas de gran directividad, donde el primer nulo aparece en la vecindad de la máxima densidad de potencia; mientras que el segundo al describir el decremento de la mitad de la densidad de potencia, puede ser utilizado en cualquier tipo de patrón de radiación. En la figura 1.3b, se puede observar que el tamaño de haz a media potencia es aproximadamente 70° , mientras que el nulo del primer haz es 180° .

1.1.4. Relación Delante/Atrás

También conocida como *Front to back ratio (FTB)*, es una figura de mérito obtenida de un corte del patrón de radiación, dividiendo la máxima potencia radiada en una dirección entre aquella de la dirección opuesta. Cuando la escala del corte está en decibelios (dB), la razón se obtiene mediante una resta.

Este indicador entrega información del lóbulo trasero respecto a la ganancia máxima, por lo que es útil para determinar si una antena es cubre todo el espacio o sólo una porción. A modo de ejemplo, el FTB del corte de la figura 1.3b es superior a 15 dB, respondiendo al comportamiento de una antena de medio espacio.

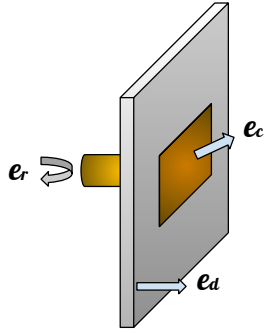


Figura 1.4: Eficiencia en antena *microstrip*, caso general.

1.1.5. Directividad

Es un parámetro para cuantificar cuán preferente es la radiación en una dirección, matemáticamente es la relación de la intensidad en la dirección en estudio y la intensidad promediada en todas las direcciones. De esta forma una antena isotrópica tendría directividad unitaria o 0 dB. La directividad máxima D_0 se calcula en base al patrón de radiación y a la integral en todo el espacio, descrita en detalle por la relación 1.4.

$$D_0 = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)|_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta d\phi} \quad (1.4)$$

1.1.6. Eficiencia de Antena

Corresponde a un factor adimensional que modela las pérdidas en los terminales de entrada y en la estructura de la misma. Estas pérdidas pueden deberse, de manera general, a desacople de impedancia en el terminal de entrada, a pérdidas de potencia por conducción y en dieléctricos [1], en una antena *microstrip* los factores involucrados se asocian directamente al elemento que describen en su nombre, tal como se ilustra en 1.4. La eficiencia total de una antena e_0 suele ser cercana a la unidad, y está dada por la expresión 1.5. Este valor también puede ser representado como valor porcentual.

$$e_0 = (1 - |\Gamma|^2)e_c e_d \quad (1.5)$$

Donde:

- $(1 - |\Gamma|^2)$: eficiencia ante pérdidas por reflexión e_r .
- e_c : eficiencia ante pérdidas por conducción.
- e_d : eficiencia ante pérdidas en dieléctricos.

1.1.7. Ganancia

Similar a la directividad, con la diferencia de que la ganancia incluye factores relacionados a la potencia. Se define como la potencia que se recibiría de una antena directiva respecto de una antena isotrópica. De esta forma, recibir potencia de una antena de 3 dB de ganancia es equivalente a decir que en una dirección específica, se recibe el doble (o 3dB) de potencia que de una antena isotrópica. Una forma recurrente de caracterizar una antena es por su ganancia máxima [1, 6, 7], definida por 1.6.

$$G_0 = K D_0 \quad (1.6)$$

Donde K es un factor de eficiencia que permite concebir un concepto general de ganancia y toma dos valores generalmente:

1. cuando $\mathbf{K} = e_{cd} = \frac{P_{rad}}{P_{in}}$ la eficiencia de radiación, se habla de Ganancia.
2. cuando $\mathbf{K} = e_0$ con $e_0 = e_r e_{cd}$ la eficiencia absoluta, considerando pérdidas por desacople de impedancias, se habla de Ganancia absoluta.

1.1.8. Ancho de Banda

El ancho de banda (BW) corresponde al rango de frecuencias en donde una antena puede operar de forma correcta. Existen figuras de mérito para definir el concepto de operación correcta de una antena en cada parámetro mencionado. Para los parámetros relacionados a ondas de voltaje, como el coeficiente de reflexiones Γ y la razón de onda estacionaria $VSWR$. Comúnmente un $VSWR < 2$ en la frecuencia central es un comportamiento aceptable. Asimismo, una antena se puede modelar como una red de 1 puerto obteniendo únicamente el parámetro S_{11} , que se interpreta como la razón de potencia que refleja la antena en función de la frecuencia, esto permite caracterizar la banda de resonancia del elemento, y la figura de mérito más recurrente se determina por el rango de frecuencias comprendidas bajo -10 dB en el parámetro S_{11} [1, 5, 7]. En otras palabras, la banda en que la potencia reflejada es menor al 10 %. En la tabla 1.1 se ordenan los valores de los parámetros descritos y sus equivalencias.

Una forma de representar el ancho de banda de una antena es mediante el ancho de banda fraccional, una métrica calculada con los límites superior e inferior f_h , f_l respectivamente y la frecuencia central de la banda de resonancia $f_c = (f_h + f_l)/2$, según se describe en la ecuación 1.7. Este valor varía entre 0% - 200% y mientras mayor es, mayor ancho de banda tiene la antena. Una antena tipo *wideband* es aquella con un factor porcentual mayor al 20%, mientras que si es superior al 50% es del tipo *ultra-wideband* [7]. Se han revisado las distintas formas de caracterizar una antena en base a su ancho de banda, sin embargo, este parámetro por sí solo es insuficiente para caracterizarla, ya que no entrega información completa de la energía transmitida por la antena; si bien una gran porción es radiada al medio externo, en antenas de microcinta parte de ella queda confinada en el dieléctrico y es disipada.

$$BW = 100 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_c} \% \quad (1.7)$$

Tabla 1.1: Conversión de parámetros VSWR, Γ y Potencia Reflejada

VSWR	Γ	Potencia Reflejada (dB)
1	0.000	$-\infty$
1.5	0.200	-14.0
2	0.333	-9.55
2.5	0.429	-7.36
3	0.500	-6.0

1.1.9. Polarización de Antenas

Es la polarización de los campos electromagnéticos que radían las antenas, este concepto se define en el campo lejano, ya que en esta zona se cumple el supuesto de frente de onda plano y con esto se puede despreciar la dependencia espacial. Gracias al teorema de reciprocidad una antena emite y recibe radiación en la misma polarización. Cuando dos o más elementos radiantes tienen polarizaciones lineales ortogonales o circulares en sentido contrario no pueden comunicarse. Para cuantificar este fenómeno en un radioenlace, en el caso particular de antenas polarizadas linealmente, se usa el factor de pérdidas por polarización (en inglés *polarization loss factor, PLF*), y se define según la relación 1.8 [7].

$$PLF = \cos^2 \phi \quad (1.8)$$

Donde ϕ representa el ángulo del vector de polarización de una antena respecto a la otra, en el caso de que las antenas involucradas tengan polarización lineal, los casos límite donde $\phi = 0$ se tiene un acople de campos perfecto y PLF tiene valor unitario, mientras que cuando $\phi = \pi/2$ PLF es nulo y por consiguiente no hay enlace.

1.1.10. Espectro Electromagnético

Debido al comportamiento ondulatorio de la radiación electromagnética, se ha clasificado el espectro según la frecuencia de la misma, en la figura 1.5 se muestran las designaciones hechas hasta la luz visible [9].

Las frecuencias de interés para esta memoria son las contenidas en el rango de UHF y las microondas, comprendiendo valores entre 300 MHz- 300 GHz, ya que en este intervalo es donde se desarrolla la comunicación digital no-óptica. A su vez, el espectro de microondas se ha subdividido en bandas designadas por letras, sus entradas se muestran en la tabla 1.2. Usando la designación anterior, las bandas de interés para este trabajo son L, S y C.

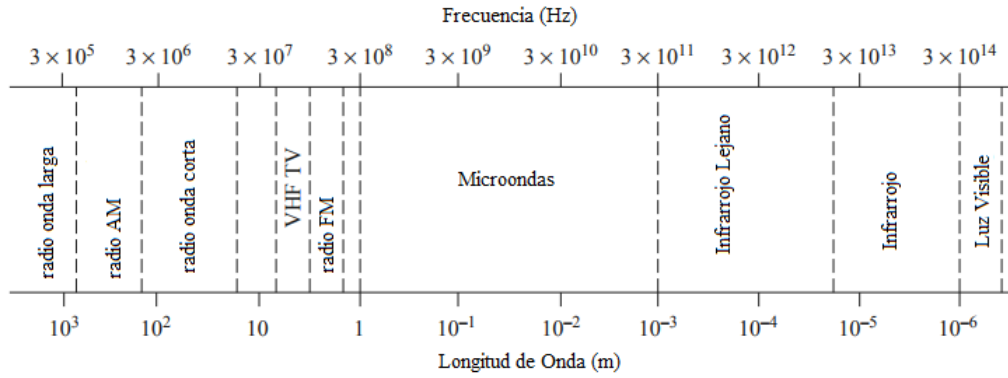


Figura 1.5: División del Espectro Electromagnético. Traducido de [9].

Tabla 1.2: Designaciones de las Bandas de Microondas.

Letra Designada	Rango de Frecuencias (GHz)
Banda L	1-2
Banda S	2-4
Banda C	4-8
Banda X	8-12
Banda Ku	12-18
Banda K	18-26
Banda Ka	26-40
Banda U	40-60
Banda V	50-75
Banda E	60-90
Banda W	75-110
Banda F	90-140

1.2. Conceptos de microondas

En esta sección se abordan conceptos de la teoría de microondas útiles y necesarios para estudiar las antenas y en particular, las antenas de microcinta. Se revisan conceptos de impedancia, matriz de dispersión, criterio de Bode-Fano, Principio de Babinet y Resonadores.

1.2.1. Matriz de dispersión

El análisis de redes de microondas, a diferencia de la teoría de circuitos concentrados, considera el comportamiento ondulatorio de los voltajes y corrientes que se propagan. Para ello es necesario introducir el concepto de matriz de dispersión, una figura matemática que proporciona una descripción completa de los voltajes asociados a las ondas que ingresan y salen desde la red bajo análisis. Esto se logra modelando el circuito de microondas como una red de N-Puertos, como se ilustra a continuación [9].

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & \ddots & & \\ \vdots & & & \\ S_{N1} & & & S_{NN} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

De la ecuación 1.9, un parámetro S_{ij} describe el flujo de potencia del puerto j al puerto i considerando todas las combinaciones de puertos, siendo N^2 en este caso. El súper índice positivo V_j^+ describe ondas entrantes, mientras que el negativo V_i^- representa ondas salientes, según se ilustra en la figura 1.6.

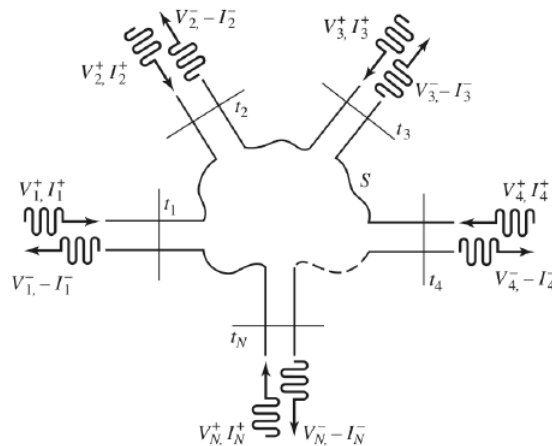


Figura 1.6: Red de N-puertos, caso general [9].

1.2.2. Impedancia

El concepto de impedancia está fuertemente relacionado a la matriz de dispersión (ver sección 1.2.1) ya que de igual forma busca relacionar los voltajes asociados a las ondas de la red usando la teoría de líneas de transmisión; si una antena o una carga cualquiera tiene impedancia Z_A , y la línea que la conecta con el punto de medición, de largo físico L , tiene una impedancia Z_0 , se define la impedancia de entrada según la relación 1.10.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_A + jZ_0 \cdot \tan(2\pi Lf/c)}{Z_0 + jZ_A \cdot \tan(2\pi Lf/c)} \quad (1.10)$$

Donde c corresponde a la velocidad de la luz en el medio y f la frecuencia en estudio. Este modelo permite conocer y ajustar la impedancia de entrada al estándar de 50Ω [10] usando elementos discretos o líneas de transmisión [7, 9].

1.2.3. Criterio Bode-Fano

Las ondas que se propagan en un sistema de microondas reaccionan ante cambios en la impedancia de la red; particularmente, al hacer una transición a una carga Z_L , la potencia de la onda se refleja parcial o totalmente, según la diferencia de impedancias. Esto introduce el concepto de malla de adaptación, un bloque intermedio entre la línea de transmisión y la carga, cuya función es incrementar la potencia entregada a la carga minimizando las reflexiones. En el caso de antenas, se busca maximizar energía radiada al espacio libre, por lo que es necesario incluir una malla de adaptación entre esta y la fuente de alimentación.

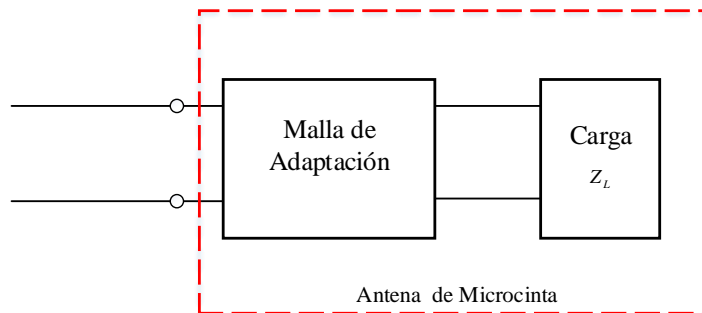


Figura 1.7: Malla de adaptación en topología típica, la red de alimentación de una antena se considera como una malla de adaptación, y el elemento radiante como la carga Z_L .

El criterio de Bode-Fano plantea un límite teórico para esta adaptación, una cota para el coeficiente de reflexiones Γ mínimo al cual sólo es posible aproximarse en la práctica. Debido a su forma integral, Bode-Fano plantea además que la adaptación sólo puede lograrse en un número finito de frecuencias. A modo de ejemplo, la ecuación 1.11 muestra el límite teórico para una carga con circuito equivalente de tipo RC .

$$\int_0^\infty \log \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} d\omega < \frac{\pi}{RC} \quad (1.11)$$

De donde es importante destacar que la cantidad de puntos de frecuencia con $|\Gamma| \neq 1$ son los únicos que aportan magnitud a la integral, esto evidencia que no es posible lograr una adaptación perfecta ($\Gamma = 0$), ni que de existir un valor aceptable de reflexiones $\Gamma_m \neq 1$, este pueda extenderse por todo el espectro. Con esto en consideración, el límite teórico al sintetizar una malla de adaptación de ancho de banda $\Delta\omega$ con reflexiones tolerables Γ_m deben cumplir con la relación 1.12.

$$\Delta\omega \log \frac{1}{\Gamma_m} d\omega \leq \frac{\pi}{RC} \quad (1.12)$$

El comportamiento de esta función se asemeja a lo ilustrado en 1.8 (a). Sin embargo, esto sólo es posible si la malla de adaptación contiene infinitos elementos, constituyendo nuevamente un resultado ideal. En la práctica, la curva típica de una malla de adaptación es de la forma ilustrada en 1.8 (b) [9].

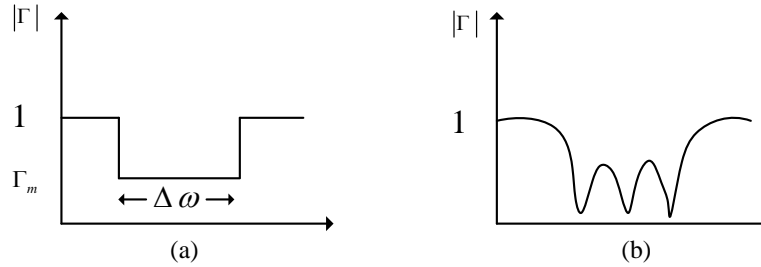


Figura 1.8: Reflexiones de una malla de adaptación. En (a), un requerimiento de diseño para una malla de adaptación. En (b), una respuesta realizable.

La aplicación de este concepto a la teoría de antenas explicaría el por qué es imposible construir dispositivos con ancho de banda infinito o con resonancias bien adaptadas $S_{11} < -30$ dB en grandes intervalos de frecuencias. Así también, este criterio explica el comportamiento ante un análisis de sensibilidad sobre las dimensiones de una antena de microcinta; modificándolas en la malla de adaptación ocurre el efecto de intercambio de ancho de banda por mínimas reflexiones posibles, mientras que variándolas en el elemento radiante cambia la impedancia y por lo tanto la cota del criterio, dando la posibilidad de mejorar las reflexiones mínimas en toda la banda de resonancia.

1.2.4. Principio de Babinet

El principio de Babinet tiene sus orígenes en la óptica, a rasgos generales postula que los campos detrás de una determinada pantalla, junto a los campos generados por el complemento de esta, replican el comportamiento de una estructura homogénea y plana, cumpliendo superposición. Los campos que son percibidos por un observador en una posición arbitraria, (\vec{E}_0, \vec{H}_0) , se pueden obtener combinando:

- \vec{E}_e y \vec{H}_e , producidos por una fuente eléctrica \vec{J} radiando a través de una pantalla de conductor eléctrico perfecto (en inglés *perfect electric conductor, PEC*) con una ranura s .
- \vec{E}_d y \vec{H}_d , Producidos por una fuente magnética \vec{M} radiando a través de un PEC de dimensiones equivalentes a la ranura s .

Se formula el problema.

$$\vec{E}_0 = \vec{E}_e + \vec{H}_d \quad (1.13a)$$

$$\vec{H}_0 = \vec{H}_e - \vec{E}_d \quad (1.13b)$$

Para aplicar este concepto en la teoría de antenas, se hace necesario usar la versión extendida del principio de Babinet [1, 7], que considera la polarización y las impedancias de estructuras complementarias. Sea Z_s y Z_c las impedancias de estas estructuras, inmersas en un medio de impedancia intrínseca η .

$$Z_c Z_s = \frac{\eta^2}{4} \quad (1.14)$$

Cabe destacar que esta relación se cumple cuando la lámina conductora en 1.9 (a) es de muy bajo espesor respecto a la longitud de onda, e infinito en las dimensiones del plano. Si bien un plano infinito no es realizable la práctica, el principio expuesto permite conocer propiedades importantes de antenas de microcinta grabadas en buenos conductores y su complemento, entre las que destacan:

- Puede predecir de forma aceptable el comportamiento de las estructuras cuando el PEC sea muy grande respecto a λ y a las dimensiones de la ranura.
- Las antenas descritas en la figura 1.9 radían en espacio completo, si esto fuese restrictivo en el diseño, existen variaciones que permiten concentrar el haz en una dirección, entre las que destacan: cavidades resonantes, reflectores o una estructura de metamaterial.
- La geometría genera resonancias en la misma banda de frecuencias tanto en la versión ranurada como en su estructura complementaria. Los patrones son idénticos salvo que los campos \vec{E} y \vec{H} están intercambiados.

- Las polarizaciones también están intercambiadas; cuando la ranura es vertical en la pantalla, la polarización del campo eléctrico es horizontal, mientras que el dipolo plano o estructura complementaria -también vertical- su polarización es vertical. Por consiguiente, al variar el ángulo de la ranura la pantalla cambiará también su eje de polarización.

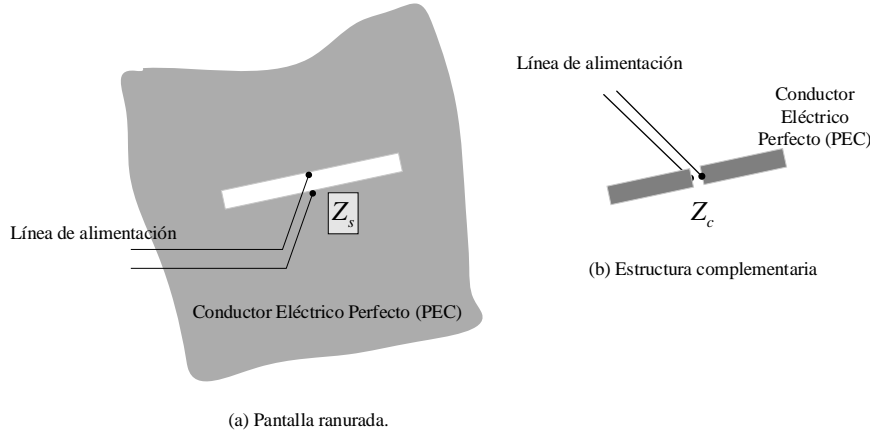


Figura 1.9: Estructuras complementarias regidas por el principio de Babinet en: (a) un conductor plano y delgado con una ranura. En (b) la estructura complementaria con la red de alimentación

Este principio es vital para entender el comportamiento de las antenas descritas en este documento, permite conocer el comportamiento general de las antenas ranuradas, así como también las consecuencias de incluir estructuras MTM en ellas. Una de las ventajas de usar la pantalla ranurada es la posibilidad de usar métodos de alimentación indirectos como lo es el acople por proximidad, presente en dos de antenas de este documento (ver sección 1.3.1), esto simplifica la fabricación y brinda versatilidad al diseño.

1.2.5. Resonadores

Los resonadores de microondas son acumuladores de energía, con aplicaciones tanto en componentes pasivos como activos. En esta sección se revisarán aspectos generales y la relación que guardan con antenas. En frecuencias cercanas a la resonancia, un resonador puede modelarse como un circuito RLC serie o paralelo, esto facilita su entendimiento gracias a su fuerte relación con la teoría de circuitos concentrados, desde donde mediante un simple análisis se puede derivar la frecuencia fundamental ω_0 descrita según 1.15.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.15)$$

La figura de mérito más popular de un resonador es el factor de calidad Q , una forma de evaluar el desempeño de un resonador en una frecuencia específica. El factor Q considera el

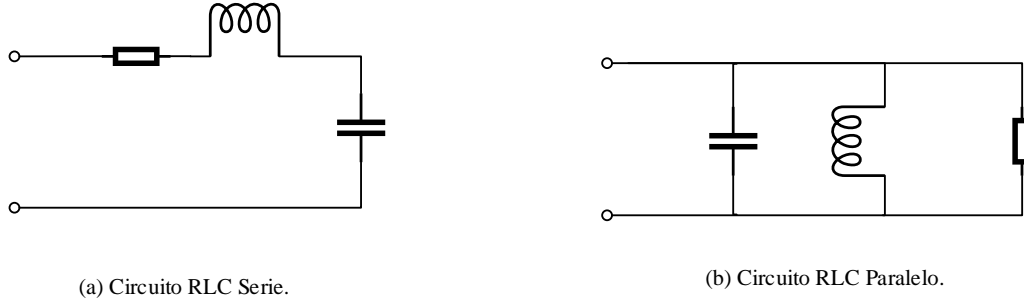


Figura 1.10: Circuitos equivalentes típicos de un resonador de microondas. En (a) el equivalente en serie, en (b) el equivalente en paralelo

promedio de la energía magnética y eléctrica almacenada $W_m + W_e$ dividida por la energía perdida por unidad de tiempo P_L , esta última incluye todos los tipos de pérdida (radiación, dieléctrico, conductor). Interpretando la ecuación 1.16, un buen resonador tendrá un Q alto mientras que uno con altas pérdidas tendrá un Q bajo.

$$Q = \omega \frac{W_m + W_e}{P_L} \quad (1.16)$$

Las antenas de microcinta basan su comportamiento en un tipo particular de resonadores: los resonadores dieléctricos, donde aprovechan su permitividad dieléctrica ε alta ($\varepsilon > \varepsilon_0$) para concentrar los campos en la zona entre el conductor superior y el plano de tierra. Contrario a la intuición, una antena con Q alto indicaría que es mejor almacenando energía que irradiándola, mientras que si Q es bajo, el factor de pérdidas podría no ser únicamente potencia irradiada, sino que también pérdidas de dieléctrico y/o en el conductor, mostrando ser un parámetro impreciso para evaluar el desempeño de una antena. La definición de factor de calidad en antenas se calcula con las frecuencias de corte de una resonancia f_h , f_l y la frecuencia central f_c

$$Q_A = \frac{f_c}{f_h - f_l} \quad (1.17)$$

Cabe destacar que esta ecuación usa los mismos términos que el ancho de banda (ver sección 1.1.8) y puede obtenerse mediante una transformación lineal, haciendo de esta una métrica redundante y obsoleta. Un buen ejercicio sería combinar la información de pérdidas por retorno S_{11} con la eficiencia, pues revisando a ambos parámetros para una misma frecuencia se puede determinar si las resonancias corresponden a un comportamiento de antena (eficiencia alta) o al de un resonador (eficiencia baja).

1.3. Antenas de microcinta

Constituyen el tipo de antenas planares más popular. Son dispositivos altamente usados en la industria moderna, debido que sus procesos de fabricación se asemejan a los de los circuitos impresos. Dentro de sus beneficios se encuentra: gran libertad de diseño, un amplio rango de materiales en los que se pueden fabricar, resistencia mecánica, tamaños reducidos, integración con electrónica, entre otros [1]. Usualmente una antena de microcinta consiste en una tira delgada (espesor $t \ll \lambda_0$, la frecuencia de diseño) montada sobre un plano tierra con un sustrato o material dieléctrico entremedio. Una antena *microstrip* tiene típicamente una ganancia de 3 dB a 5 dB y un ancho de banda aproximado del 5% [7].

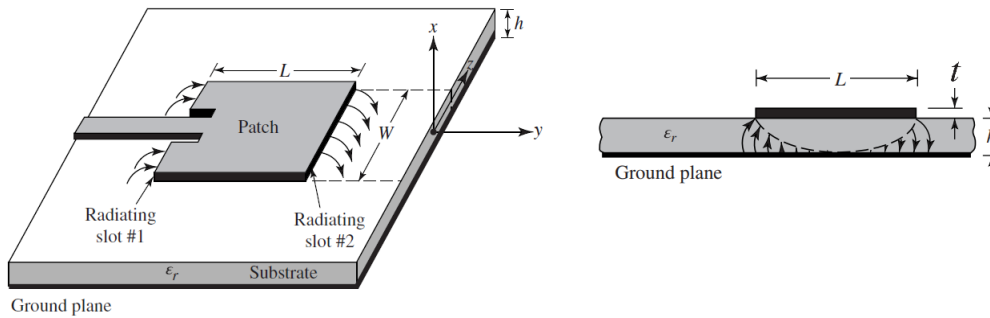


Figura 1.11: Antena Parche Rectangular [1].

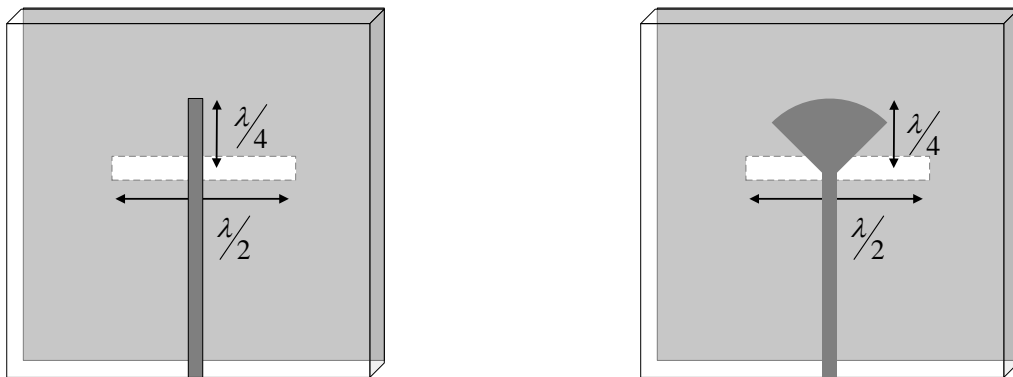
El mecanismo de radiación se sostiene en la distribución de campo en los dispositivos de microcinta; en circuitos de alta frecuencia se utilizan constantes dieléctricas altas y sustratos delgados para reducir radiación, confinando los campos en el interior. Las antenas de microcinta, por otra parte, buscan maximizar eficiencia de radiación, por lo tanto, se fabrican en sustratos más gruesos y con menor constante dieléctrica ϵ_r ; esto provoca una distribución de cargas en la superficie externa del parche, así como también una distribución de campo eléctrico, que se traduce finalmente en radiación electromagnética, como se ilustra en la figura 1.11. Este principio de funcionamiento puede extenderse a cualquier diseño en microcinta para comprender la fenomenología, sin embargo, la derivación analítica de sus parámetros se dificulta a medida que la estructura aumenta su complejidad. Ante este escenario, la resolución por métodos numéricos -simuladores- es una opción preferible por ser tiempo-eficiente. Es importante agregar que una antena parche puede ser fabricada en un sustrato con ϵ_r alta, no obstante, su desempeño queda condicionado en mayor medida, respecto al caso anterior, de las pérdidas del material utilizado.

1.3.1. Métodos de alimentación

La alimentación se realiza comúnmente con puertos de 50Ω , debido a un consenso general y a las bajas pérdidas por efecto pelicular que existe en esa impedancia [10]. La antena de microcinta debe contar con un subsistema que adapte su propia impedancia al estándar 50Ω en su tránsito al generador o puerto.

Existen múltiples formas para excitar antenas de microcinta, entre las que destacan cuatro como las más utilizadas: línea de microcinta, acople por apertura, acople por proximidad y coaxial inserto. El alcance de esta memoria aborda sólo los dos primeros.

1. **Alimentación por línea de microcinta:** Ilustrada en la figura 1.11, es una forma de alimentar elemental, simple de implementar y útil cuando el conector va al borde de la placa, en cuanto a sus desventajas, la adaptación de esta forma de alimentación quita simetría a la antena, afectando su patrón de radiación. Otra desventaja es su tendencia a radiar, debido a que se suele diseñar para obtener la máxima eficiencia posible en el parche, haciendo de la microcinta una alimentación compleja de optimizar por métodos tradicionales [1].
2. **Alimentación por apertura o acople por proximidad:** Es una estructura montada sobre un dieléctrico plano que usa una línea de microcinta en un lado, y una ranura sobre un plano de tierra en el otro; de esta manera la señal pasa a través del dieléctrico y excita la ranura. Para garantizar una buena adaptación, los elementos (microcinta y ranura) deben estar ortogonales en la estructura, y las terminaciones deben ser adecuadas para que en el punto de intersección se garantice un corto en la microcinta, y un abierto en la ranura. El corto en la microcinta se puede realizar con *stubs* a $\lambda/4$ o con un componente discreto, mientras que el abierto en la ranura se puede realizar simplemente escogiendo una longitud $L = \lambda/2$ y ubicando la intersección con la microcinta en su centroide, garantizando el abierto con una distancia de $L/2$ desde cualquier extremo. El *stub* radial presenta un mejor ancho de banda respecto al *stub* recto, sin embargo, el segundo tiene mayor versatilidad con los distintos tipos de ranuras por su simple geometría. En este documento se trabajó con dos métodos de terminación de microcinta, que se ilustran en la figura 1.12. El resto de las técnicas de alimentación por proximidad se pueden revisar en [11].



(a) Terminación en *stub* recto a $\lambda/4$.

(b) Terminación en *stub* radial a $\lambda/4$.

Figura 1.12: Métodos de alimentación de antenas de microcinta. Las superficies grises representan material conductor, la ranura es de largo $\lambda/2$ y la intersección está al centro.

1.4. Mediciones de Antenas

Las mediciones de antenas están sustentadas en los principios teóricos anteriores y en el estándar de la IEEE 149 [12], en esta sección se revisarán los principales conceptos que permitieron desarrollar la metodología de trabajo.

1.4.1. Ecuación de transmisión de Friis

Es una expresión que relaciona la potencia recibida y la potencia transmitida por un par de antenas, separadas por una distancia R en el campo lejano. En su versión completa considera eficiencia de antenas, reflexiones, polarizaciones, ganancias y pérdidas por espacio libre. Sin embargo, si la antena se está midiendo en su resonancia, con polarizaciones (lineales) alineadas, la expresión se puede reducir.

$$\frac{P_r}{P_t} = e_r e_t \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_r G_t \quad (1.18)$$

Donde los términos involucrados representan:

- P_r : potencia recibida por una antena.
- P_t : potencia transmitida por la otra antena.
- λ : longitud de onda.
- R la distancia entre antenas.
- G_r : ganancia de la antena receptora.
- G_t : ganancia de la antena transmisora.
- e_r : eficiencia de la antena receptora.
- e_t : eficiencia de la antena transmisora.

En decibeles, y considerando una medición de matriz de dispersión, se puede definir el coeficiente de transmisión entre antenas como $S_{21}^{\text{dB}} = 10 \log_{10}(P_r/P_t)$, la ecuación 1.18 queda de la forma.

$$S_{21}^{\text{dB}} = e_r^{\text{dB}} + e_t^{\text{dB}} + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + G_r^{\text{dB}} + G_t^{\text{dB}} \quad (1.19)$$

De la expresión 1.19 se extraen dos corolarios útiles: 1) si la distancia entre las antenas es ponderada por un factor k , y se sigue cumpliendo kR en campo lejano, entonces la medición S_{21} varía $-20 \log_{10}(k)$ dB. Por ejemplo, si $k = 2$, es decir, se duplica la distancia, entonces la lectura de S_{21} cambia en -6 dB. 2) Si las antenas en el enlace son idénticas, entonces $G_r = G_t$ y $e_r = e_t$, es posible calcular la ganancia total [1, 8].

1.4.2. Mediciones de polarización

Para medir el patrón de co-polarización y polarización cruzada, el estándar IEEE define condiciones mínimas que deben cumplirse, que para el caso de antenas linealmente polarizadas estas son:

- El rango de las antenas en evaluación deben cumplir con la condición de campo lejano o región de Fraunhofer.
- El patrón de co-polarización debe medirse cuando las antenas tienen sus ejes de polarización paralelos.
- El patrón de polarización cruzada debe medirse cuando las antenas están rotadas entre sí 90° .

Para el caso descrito con antenas de microcinta, un barrido azimutal corresponde al plano **E**, mientras que uno cenital con el azimut recto ($AZ_{\phi=90^\circ}$) corresponde al plano **H**. Una medición de patrón puede representarse de numerosas formas mientras se cuente con una transformación del sistema de coordenadas, para esto se debe contar con una convención de qué polarización se mide y cuál es la trayectoria de los elementos en el muestreo. Arthur Ludwig propuso 3 definiciones de polarización, cada una de estas describe matemáticamente la interacción entre los vectores de polarización de una sonda con los campos radiados por una fuente RF, en sistema coordenado esférico. La primera definición de Ludwig utiliza un sistema cartesiano para la sonda, la segunda definición utiliza un sistema mixto polar-esférico y la tercera describe matemáticamente el movimiento de la sonda por el azimut (*Roll over azimuth*), el giro de una antena respecto a uno de sus ejes describe el mismo movimiento de la sonda por el azimut. Las mediciones bajo esta definición tienen polarización igualada en todo el espacio, de esta forma no es necesario aplicar transformaciones.

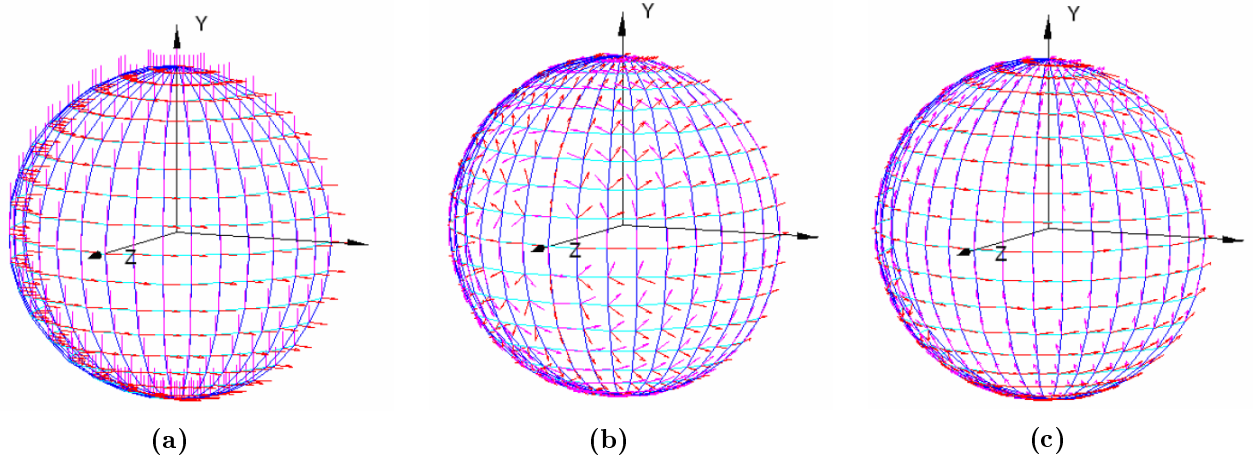


Figura 1.13: Definiciones de polarización cruzada de Ludwig. En (a) Definición de polarización Ludwig 1. En (b), Definición de polarización Ludwig 2 en barrido polar-esférico. En (c) Definición de polarización Ludwig 3. En magenta la co-polarización, en rojo la polarización cruzada [13]

En este trabajo se realizaron mediciones en un corte azimutal sin elevación, siendo este un escenario en que cumple con L3. Aplicando este concepto a la medición de patrones de radiación en planos **E**, con antenas linealmente polarizadas según el eje $\hat{\rho}$, el análisis se reduce a realizar un barrido azimutal con elevación nula sin necesidad de transformar el sistema de coordenadas, pues los vectores se proyectan directamente en la esfera de polarización. Este fue el modelo utilizado para la caracterización (ver sección 2.3). El plano **H** se ubica en el lugar geométrico de todos los valores de θ cuando $\varphi = 90^\circ$. El barrido descrito se ilustra en la figura 1.14.

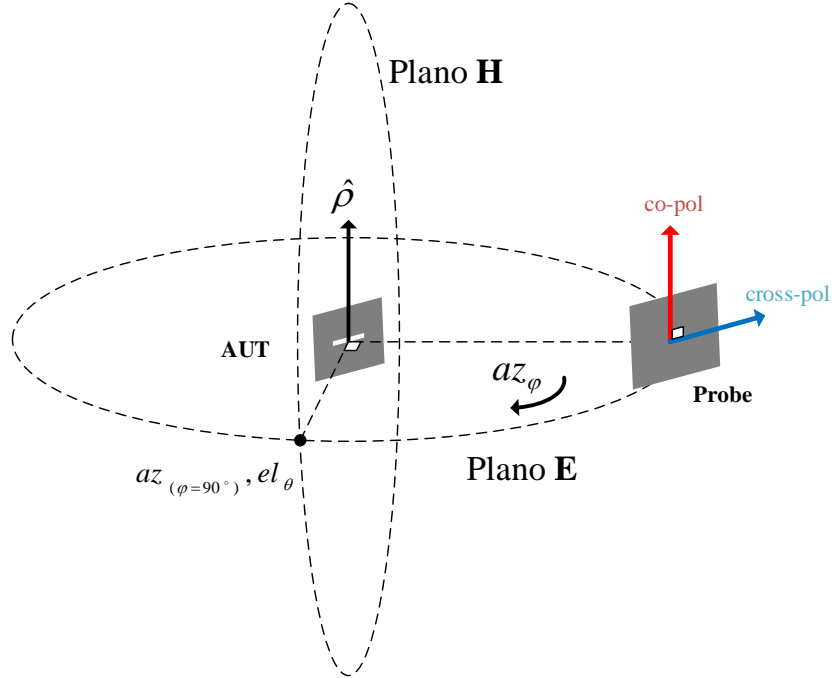


Figura 1.14: Medición de patrones para antenas de polarización lineal. La antena en estudio (AUT, *antenna under test* en inglés), con polarización $\hat{\rho}$, está en posición coplanar con la antena de evaluación (*probe*); el patrón del campo eléctrico (plano **E**) se obtiene haciendo un barrido azimutal (φ). Si la polarización del *probe* está alineada con $\hat{\rho}$, la medición es de co-polarización (*co-pol* rojo), mientras que si están perpendiculares, es de polarización cruzada (*cross-pol* en azul)

1.5. Metamateriales

Un metamaterial podría definirse a modo general como aquel material fabricado artificialmente que presenta propiedades no encontradas en sus constituyentes. Dependiendo de la aplicación la denominación podría cambiar; otras formas de denominar este proceso son: *engineered textured surfaces*, *artificial impedance surfaces*, *artificial magnetic conductors* (AMC), *double negative materials* (DNG), *frequency selective surfaces* (FSS), *Photonic Band-Gap (PBG) surfaces*, *Electromagnetic Band-Gap (EBG) surfaces/structures*, *Metasurfaces*. El primer atisbo de metamaterial se dio a fines del siglo XIX, cuando se presentó una técnica para crear permitividades dieléctricas artificiales. Luego no fue hasta la década de los 60's cuando Victor Veselago [14] introdujo el concepto de materiales doble negativos, que son materiales cuyas permitividades eléctrica y magnética son menores a cero ($\epsilon, \mu < 0$). Veselago resolvió analíticamente la propagación de ondas en estos medios y comentó sobre las posibles aplicaciones que tendría en caso de fabricar tal tipo de materiales. Pero no fue hasta la década de los 90's, treinta años después, es que se logró integrar esta área a la ingeniería y desarrollar técnicas de manufactura de metamateriales. Dentro de sus aplicaciones destaca el mejoramiento del diseño de antenas, dispositivos de invisibilidad electromagnética/óptica, super lentes y transferencia de potencia inalámbrica de alta eficiencia. Típicamente la fabricación de metamateriales en microondas consiste en introducir estructuras periódicas, incrustaciones o heterogeneidades cerca de los elementos conductores [4].

1.5.1. Clasificación de materiales

Un material se puede clasificar según sus propiedades electromagnéticas, en particular, según el signo de su permitividad dieléctrica ϵ_r y permeabilidad magnética μ . Si se habla de:

- ϵ_r Positivo y μ Positivo; se habla de un material **DPS** (double positive).
- ϵ_r Negativo y μ Positivo; se habla de un material **ENG** (epsilon negative).
- ϵ_r Positivo y μ Negativo; se habla de un material **MNG** (mu negative), hasta aquí, este tipo de materiales se pueden encontrar en la naturaleza y tienen diversas aplicaciones.
- ϵ_r Negativo y μ Negativo; se habla de un material **DNG** (double negative), se generan artificialmente.

En la figura 1.15 se ordena la clasificación anterior en un cuadrante, y se comentan sus características principales.

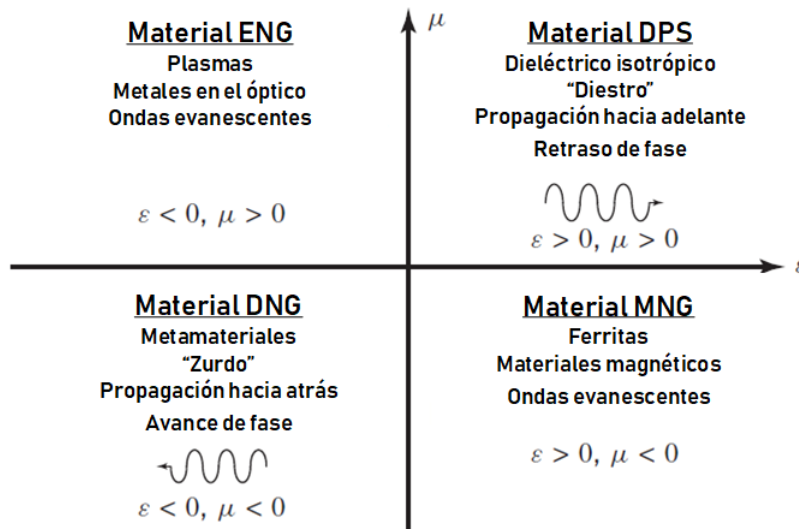


Figura 1.15: Clasificación de Materiales [4].

1.6. Antenas basadas en metamateriales

La aplicación de metamateriales en antenas de microcinta surge de los primeros experimentos que se hicieron en esta área; en principio se buscó sintetizar permeabilidades magnéticas negativas y, mediante un escalamiento del montaje, se experimentó por primera vez en microondas [3, 15]. Actualmente existen numerosas formas de mejorar el desempeño de antenas *microstrip*, en su diseño se distinguen dos enfoques principales: Técnica estructural y Diseño analítico. La primera consiste en aplicar la modificación de sustratos, geometrías y optimización de parámetros mediante simulación electromagnética. La segunda se centra en el desarrollo analítico, mediante el circuito equivalente en línea de transmisión o el análisis de ondas superficiales en la estructura. Estos enfoques no son excluyentes y si bien ambos logran

su objetivo, el primero es aquel que más ha innovado al incluir estructuras de metamateriales en diversas configuraciones de antenas, mientras que el segundo ha permitido comprender la fenomenología de estos sistemas [5, 16].

Las antenas de microcinta basadas en estructuras de metamaterial se dan comúnmente en forma de parches grabados, super sustratos¹, planos de tierra grillados y *mushroom-like structures*. Se reconocen dos categorías: 1) *Leaky Wave Antennas (LWA)* y 2) Antenas tipo resonador. En la primera categoría, se desarrollan mecanismos de transmisión de potencia con fugas en forma de radiación, comúnmente tienen patrones de radiación paralelos al plano de la antena (*End-Fire Radiation*). En la segunda, el mecanismo de radiación se basa en múltiples estructuras con dimensiones $d \ll \lambda$, ubicadas en la vecindad de la excitación, reaccionan con el campo cercano para alterar las propiedades originales de la antena y exhibir un comportamiento sistémico novedoso. Las antenas tratadas en este escrito son de la segunda categoría, y en la literatura se pueden identificar estructuras recurrentes, las más usadas se listan a continuación [16, 17]

1. **Resonador de anillo (*Split-ring resonator, SRR*)** Constituye uno de los primeros tipos de metamateriales fabricados y fueron utilizados por Pendry [18] para estudiar permeabilidades magnéticas negativas en frecuencias específicas.
2. **Pantalla de alta impedancia (*High impedance surface, HIS*)** Son superficies planas que en ciertas frecuencias muestran μ relativo alto y ε relativo bajo, dando origen a una alta impedancia. El acople de una HIS a una antena produce el efecto de concentrar el haz de campo lejano, aumentando su ganancia máxima.
3. **Conductor magnético artificial (*Artificial Magnetic Conductor, AMC*)** Se habla de AMC cuando al plano de tierra se le graba una grilla, dando origen a un arreglo de parches. Modificar la tierra de una antena para convertirla en un AMC incrementa la eficiencia de radiación en la frecuencia de diseño, suele usarse en antenas parche con resonadores grabados, para hacer que estos radien.
4. **Tierra de alta impedancia (*High impedance ground, Mushroom-like structure*)** Las tierras de alta impedancia consisten en múltiples parches en la capa superior de la antena, conectados a tierra mediante vías. Con metamateriales tipo *mushroom* es posible miniaturizar antenas, generar múltiples resonancias y mejorar la ganancia máxima [19]. Sus ventajas subyacen en la supresión de ondas superficiales, fenómeno que reduce la eficiencia, da origen a la radiación lateral (*End-Fire Radiation*) y aumenta los niveles de polarización cruzada.

¹Super sustrato es una traducción de *Superstrate*, es un laminado que se monta en la parte superior de la antena.

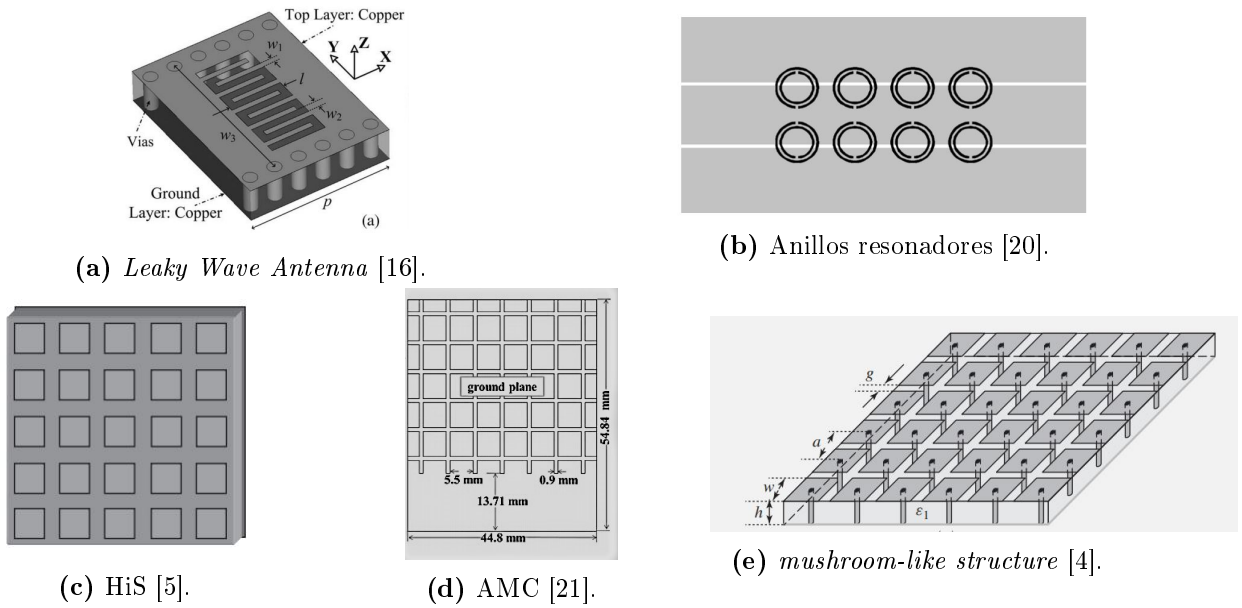
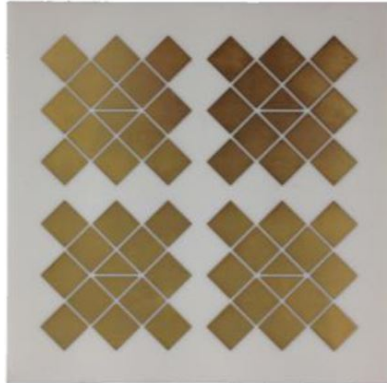


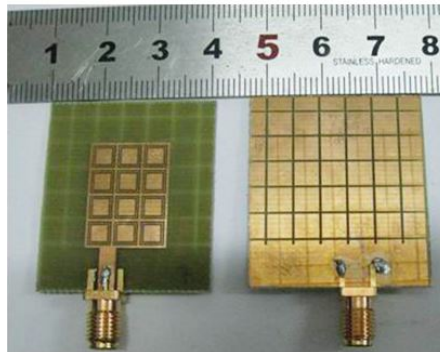
Figura 1.16: Ejemplos de estructuras de metamaterial en antenas.

1.7. Estado del arte

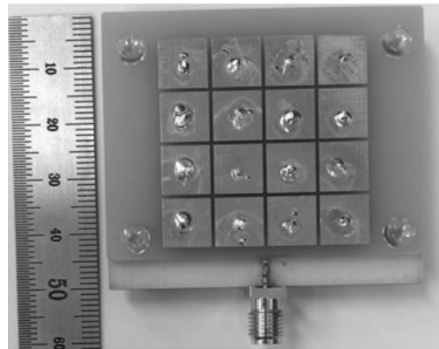
En la actualidad, las antenas de microcinta han explorado múltiples geometrías, materiales y propiedades; los metamateriales por su parte, han innovado aprovechando este avance. En [22, 23, 24], se desarrollaron antenas usando múltiples dieléctricos, con brechas de aire entre cada uno como parámetro de sintonización, esta combinación de dieléctricos exhibe propiedades novedosas que no se encuentran presentes en ninguno de sus constituyentes. Estas publicaciones fueron la inspiración de la técnica de diseño desarrollada en este trabajo (ver sección 2.1). Un uso más purista de los metamateriales se puede ver en [25], publicado en 2017, donde se mejora el desempeño de una antena de ranura ($\lambda/4$ a 5.8 GHz) usando una pantalla de metamaterial (*metasurface*) operando como HIS. Se logró radiación de media área con ganancia máxima de 14.5 dB y un ancho de banda porcentual del 31 %, para su fabricación se integró en un arreglo 2x2. Esta es la publicación guía para la antena 1, y se ilustra en la figura 1.17a En 2013, se publica un artículo de una antena parche con resonadores grabados, cuya eficiencia es mejorada mediante un plano de tierra AMC [26]. Se obtiene un ancho de banda del 124 % entorno a 9 GHz con ganancia máxima de 9 dB. Esta es la publicación guía para la antena 2. Su construcción se muestra en la figura 1.17b Una combinación de múltiples elementos puede verse en [27], publicada en 2016, esta antena opera entre 4.6 GHz y 5.6 GHz con una ganancia máxima de 7 dB y en su estructura utiliza 3 elementos principales: 1) una red de alimentación por proximidad, 2) una cavidad resonante integrada en el sustrato (en inglés *substrate integrated waveguide, SIW*) y 3) una tierra de alta impedancia mediante *mushroom structures*. Esta es la publicación de guía para la antena 3 y se muestra en la figura 1.17c



(a) Antena con meta-pantalla [25].



(b) Antena de resonador con estructura AMC en la tierra [26].



(c) Antena de cavidad, con tierra de alta impedancia [27].

Figura 1.17: Antenas de metamaterial, diseños guía de este trabajo.

Capítulo 2

Metodología

Hasta ahora se han revisado fundamentos de antenas, metamateriales, y directrices en la intersección de estas áreas. Se han explorado estructuras fundamentales y se ha brindado una noción del estado del arte. En base a lo anterior se han concebido protocolos tanto de modelamiento como experimentales, que son presentados en este capítulo como la metodología de trabajo. En particular, se aborda el proceso de diseño, fabricación y caracterización realizado para las 3 antenas de metamaterial desplegadas en este proyecto, denotadas a lo largo de todo el escrito como antenas 1, 2 y 3 respectivamente; también se detalla el *software* utilizado, los implementos utilizados y el montaje experimental.

Se divide en tres partes: Diseño de Antenas, Fabricación y Caracterización. Como convención, el lector debe asumir que las configuraciones descritas se han aplicado en todas las antenas, a menos que se indique lo contrario.

2.1. Diseño de Antenas

Para el proceso se ha utilizado **ANSYS HFSS 15**, un potente programa de simulación electromagnética de aplicación comercial; ha permitido modelar, modificar y optimizar antenas de metamaterial como un sistema completo, ahorrando tiempo considerable en lo que hubiese sido un diseño analítico de cada constituyente del dispositivo.

El primer paso fue verificar si los resultados de las publicaciones -principalmente S_{11} - en la sección 1.7 se podían replicar con una versión simplificada en el simulador, con el fin de utilizarla posteriormente para la adaptación a 2.4 GHz. Estos resultados se replicaron satisfactoriamente en 3 publicaciones [25, 26, 27], siendo estos los candidatos escogidos para el diseño, fabricación y posterior caracterización.

El segundo paso fue adaptar los modelos a 2.4 GHz considerando dos limitaciones de fabricación: la primera, el uso de FR4 como único sustrato disponible, en 1.5 mm y 0.8 mm de espesor. La segunda, soldado y ensamblado a mano. El algoritmo usado fue: escalar la estructura en tres dimensiones desde la frecuencia central hasta la frecuencia objetivo, con

longitudes de onda λ_c y λ_o respectivamente, usando el factor de escala dado por la ecuación 2.1

$$Scal = \frac{\lambda_o}{\lambda_c} \pm \Delta \quad (2.1)$$

Donde Δ corresponde a un parámetro variable entre 0,5 y 1, para indicar que *Scal* es sometido a un análisis de sensibilidad para sintonizar la banda, esto se ha hecho porque la versión simplificada del modelo pierde linealidad al ser escalada, y porque la frecuencia central podría no ser aquella de menores reflexiones, siendo esta última una mejor candidata para ajustar a la frecuencia objetivo. Luego, una vez sintonizado el modelo escalado, se realiza el cambio de sustrato en el simulador, junto con agregar una separación de aire como parámetro libre entre laminados. El uso de múltiples dieléctricos combinados, en este caso aire y FR4, generan una constante dieléctrica efectiva ε_{eff} que puede emular el comportamiento de otro sustrato [24]. Con este concepto como respaldo, se efectuó un análisis paramétrico sobre esta separación, hasta cumplir con los requisitos de diseño. Cabe destacar que al sustituir el sustrato escalado por uno de FR4 de espesor fijo, y al combinarlo con una separación de aire, se pierde el comportamiento original de la antena, y junto con eso, se da lugar a nuevas características y propiedades que exigen revisión.

En el tercer y último paso del diseño, se realizaron modificaciones que permitan simplificar la fabricación; como reemplazar vías por aquellas de valores disponibles y separar sustratos originalmente pegados. Además, se estudiaron las nuevas propiedades obtenidas en la antena adaptada, realizando análisis de sensibilidad sobre dimensiones de cada subsistema por separado, *Ceteris Paribus*, para aislar los efectos de cada elemento en el comportamiento general de las antenas, y de esta forma, distinguir entre las estructuras con mayor impacto en el desempeño en términos de radiación y reflexiones. Luego, habiendo terminado el diseño, los modelos se procesaron en un programa de diseño de circuitos impresos, mediante exportación de archivos en formato CAD, para incluir conectores, vías y comandos exclusivos de confección (para exportación de archivos CAD desde HFSS, revisar anexo A). Finalmente, para su fabricación y posterior caracterización, los modelos procesados se importaron como archivos *Gerber* a la estación de prototipado LPKF. El proceso descrito se resume gráficamente en la figura 2.1.

El tiempo que tomó cada antena en ser diseñada, fabricada y caracterizada fue de 4 a 6 semanas; siendo cinco para la antena 1, seis para la antena 2 y cuatro para la antena 3. El tiempo de fabricación y caracterización fue similar entre cada dispositivo, de una semana y dos o tres días, es decir, el mayor impacto en la agenda es debido al diseño por simulación.

El diseño mediante adaptación y sintonización podría considerarse como un problema de optimización con función objetivo y restricciones fijas, para ser resuelto por técnicas afines. Sin embargo, esta opción fue descartada por tres razones principales: 1) En un proceso enfocado sólo en el producto final, se perdería información del aporte de cada subsistema al desempeño de la antena, así como también comportamientos de interés que aparecen en soluciones intermedias. 2) El número de iteraciones requerido en un algoritmo de optimización excede el millar, significando un tiempo de cómputo de 15 a 20 días para los modelos tratados y por lo tanto, difícil de compatibilizar con la agenda propuesta. 3) La estabilidad de una simulación que toma días no está garantizada, ya que durante el desarrollo de este trabajo ocurrieron cortes de luz, fallos de *software* y caídas del servidor de licencia, resultando en pérdidas de resultados parciales o corrupción de archivos. El diseño de cada antena se aborda en detalle en los capítulos 3, 4 y 5 respectivamente.

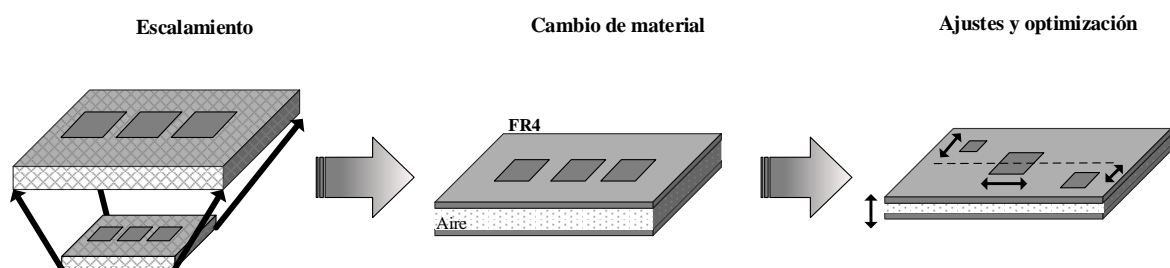


Figura 2.1: Proceso de diseño utilizado. En primer lugar se realiza un escalamiento a la frecuencia de diseño, luego se intercambian los materiales por los disponibles, dejando una brecha de aire en la componente Z escalada, y finalmente se ajusta para cumplir los requerimientos de diseño.

2.1.1. Entorno de Trabajo

Para estimar el comportamiento electromagnético de un dispositivo, el *software* ANSYS HFSS realiza cálculos iterativos almacenando resultados parciales en memoria RAM, el tiempo de cómputo que toma una estructura en ser resuelta tiene dos principales contribuyentes: 1) el costo computacional del modelo y 2) la capacidad de cómputo del *hardware*. El costo computacional de un modelo es el número de operaciones que debe resolver el algoritmo para converger, dependiendo principalmente de: la cantidad de elementos en su malla de discretización, volumen de la caja de radiación, tamaño eléctrico del elemento o tamaño físico respecto a λ , condiciones de borde, simetría axial del objeto, puntos de frecuencia a resolver, tipo de barrido a utilizar (*Fast*, *Interpolating*, *Discrete*) y número de experimentos a correr en *Optimetrics*. La elección de estos parámetros debe ser tal que minimice el tiempo de cómputo, en la sección 2.1.2 se detalla la configuración utilizada en la realización de esta memoria. La capacidad de cómputo del equipo, por su parte, debe ser suficiente para no saturar sus recursos durante una simulación. Por ejemplo, la memoria RAM utilizada por cada modelo de antena alcanzó *peaks* de 50 Gb a 55 Gb (78 %-86 % del total) a una carga sostenida del procesador (CPU) del 50 %; si bien la primera muestra saturación porcentual alta, el equipo puede funcionar sin problemas con 9 Gb de memoria, correspondiente al 14 % del total. Las prestaciones de la estación de trabajo se ordenan en la tabla 2.1.

Cabe destacar que ante un agotamiento de la memoria RAM, los resultados parciales comienzan a compaginarse en el disco duro, el cual tiene una tasa de transferencia menor al de una memoria DDR4, de 120 Mb/s contra 3.2 Gb/s [28, 29].

Tabla 2.1: Componentes del computador utilizado.

Componente	Descripción
Procesador	Intel Core I7-5930K @ 3.5GHz, 6 núcleos físicos 12 lógicos.
Memoria	Corsair DDR4 Vengeance 8 x 8 Gb, memoria total: 64 Gb
Placa Madre	MSI X99A Gaming 7, cuenta con socket LGA 2011-3 soporta hasta 8 tarjetas RAM en dos grupos de cuatro canales.
Disco Duro	HDD interno Seagate 4TB SATA III, interfaz de 6 Gb/s con 64 Mb de caché
Acelerador Gráfico	Nvidia GeForce GT 730
Fuente de Poder	Corsair V1000, capacidad de 1000W con certificación 80 PLUS gold

2.1.2. Configuración de HFSS

High Frequency Structure Simulator (HFSS) es un programa de simulación electromagnética, permite calcular la respuesta en frecuencia de dispositivos con geometría arbitraria, se tienen grados de libertad en el modelo que quedan a criterio del diseñador. Este entorno cuenta diversos métodos para resolver estructuras, cada uno con una aplicación específica.

- **Método de elementos Finitos (sigla en inglés *FEM*)** : Capaz de manejar estructuras de gran complejidad, de geometrías arbitrarias y materiales de densidad variable, *FEM* tesela el modelo con tetraedros, creando una malla volumétrica con capacidad de computar los campos en 3D. En las zonas donde el campo es más intenso, se centra la mayor cantidad de elementos.
- **Ecuación integral (en inglés *IE-Solver*)** : Este método es útil para resolver estructuras en ambientes abiertos o sobre cuerpos metálicos eléctricamente largos. Algunas aplicaciones son: estudio de antenas sobre vehículos, acople de elementos en la misma locación (*Cosite Analysis* en inglés) y sección radar equivalente (*Radar Cross Section* en inglés).
- **HFSS SBR y SBR+**: Método que mediante proyección de rayos, permite predecir el comportamiento de una antena en un entorno complejo, con dimensiones de largo eléctrico gigante ($> 100\lambda$). Tiene aplicaciones en *Smart Cities*, Internet de las Cosas, Redes vehiculares y superficies curvas, como aviones y pilares.

Para simular las antenas de microcinta, se configuró el programa para resolver la estructura con el método de elementos finitos; este traza una malla en la estructura que se refina iterativamente hasta cumplir con al menos uno de los siguientes criterios: 1) Se alcanza la convergencia $\max\{|\Delta S|\}$, el máximo error tolerable en los parámetros-S, ó 2) Se alcanza el máximo número de pasos adaptativos definido por el usuario. Es importante que el primer criterio se cumpla para lograr simulaciones precisas, en ocasiones suele fijarse el número de pasos muy alto (99) para que el refinamiento siempre converja. En la figura 2.2 se muestra la malla adaptativa final para una de las antenas diseñadas en este trabajo.

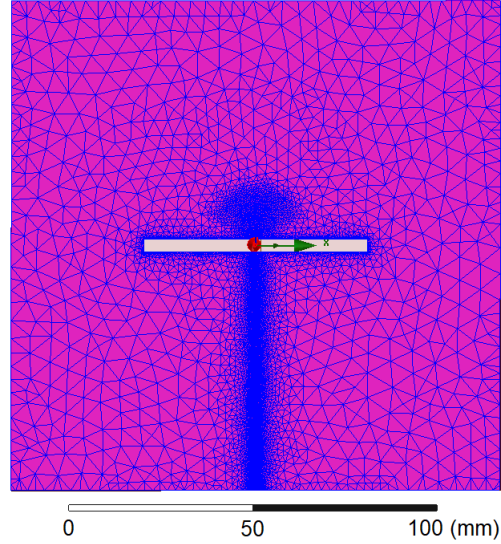


Figura 2.2: Malla adaptativa final para el plano tierra de la antena 1. Los elementos, en azul, se concentran en la red de alimentación y en la ranura.

La rutina de trabajo en HFSS fue: *Crear modelo* > *Asignar condiciones de borde* > *Asignar excitaciones* > *Asignar barrido de frecuencia* > *Analizar estructura* > *Incluir análisis paramétrico*. En este proceso se buscó una solución precisa y de corta duración (menor a 30 minutos por iteración), para esto se utilizaron simplificaciones que reducen considerablemente el tiempo de simulación sin afectar mayormente la solución, estas simplificaciones se pueden clasificar según la etapa de la simulación en la que fueron aplicadas, específicamente:

1. **Creación del cuerpo 3D:** Se dibujó el cobre como láminas espesor t nulo; en la práctica t es eléctricamente muy pequeño ($t \approx 2,8 \cdot 10^{-4} \lambda$), y por lo tanto su contribución al sistema es despreciable, mientras que en el simulador se ahorra el trazado de malla en los cantos del cobre y el cómputo de campos al interior de este. Otra simplificación fue no incluir espaciadores, conectores y adaptaciones mecánicas, pues de esta forma se reduce considerablemente el número de elementos en la malla de discretización, con objetos que pueden modificarse o reubicarse fácilmente en la práctica. Las dimensiones de la caja de aire; largo, alto y ancho (l, h, a) se calculan a partir de su triplete homólogo en la antena (l_A, h_A, a_A) y la longitud de onda λ en la ecuación 2.2. Su posición se ubicó concéntrica con la estructura.

$$(l, h, a) = (l_A + \lambda, h_A + \lambda, a_A + \lambda) \quad (2.2)$$

Estas dimensiones se escogieron para asegurar una distancia mínima de $\lambda/2$ desde cualquier punto de las antenas hasta una cara de la caja de aire.

2. **Condiciones de borde (CDB):** Las CDB usadas fueron de tres tipos; de radiación, de plano-tierra infinito y PEC's, esta última depende de la geometría de la antena, por lo que puede haber más de una. Cuando las superficies de cobre se modelan como láminas sin espesor, es necesario utilizar la condición de PEC para emular la respuesta.
3. **Excitaciones:** Se asignó excitación de puerto concentrado (en inglés *Lumped port*) en el canto de la placa, cubriendo la región entre la microcinta de alimentación y el plano de tierra. La ventaja del puerto concentrado es que puede prescindir de la excitación por coaxial y situar dentro de la caja de aire sin necesidad de estar contiguo a esta, a diferencia del puerto de onda (en inglés *Waveport*).

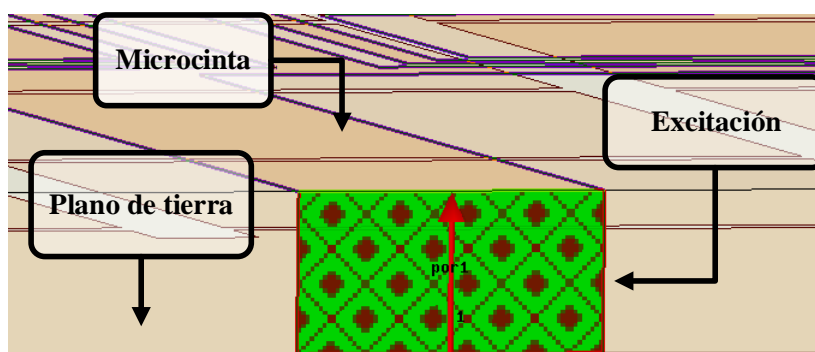


Figura 2.3: Excitación de puerto concentrado en microcinta. La línea de integración de campo eléctrico va desde el plano de tierra hasta la microcinta.

4. **Barrido de frecuencia (*Frequency sweep*):** En HFSS una instrucción de análisis le indica al *solver* la frecuencia objetivo de la malla de discretización y los criterios de convergencia de esta, comúnmente la frecuencia objetivo se fija en el valor más alto del barrido. Una vez definida la instrucción, se agregan los barridos de frecuencia bajo ella, siguiendo una estructura jerárquica. El barrido contiene la información del tipo de barrido (*fast*, *discrete*, *interpolating*), los puntos a evaluar y si el software guardará los campos radiados una vez resuelto el modelo. Un proyecto de HFSS optimizado debe dedicar barridos específicos según el experimento a realizar. En este trabajo, la configuración dependió de la etapa del diseño, y del resultado a visualizar (pérdidas por retorno o patrones de radiación). La configuración del análisis se detalla en la tabla 2.2, mientras que los barridos utilizados se listan a continuación.
 - De S_{11} para diseño. Antenas 1, 2 y 3: 1 GHz a 3 GHz, 201 puntos, *fast sweep*, sin guardar campos.
 - De reflexiones final, antenas 1, 2 y 3: 1 GHz a 10 GHz, 1601 puntos, *discrete sweep*, sin guardar campos.
 - De patrones, antena 1: 2.2 GHz, 2.4 GHz y 2.6 GHz, *discrete sweep*, *Save radiated fields only*.
 - De patrones, antena 2: 1.8 GHz, 2.4 GHz y 3 GHz, *discrete sweep*, *Save radiated fields only*.

- De patrones, antena 3: 1.95 GHz, 2.4 GHz y 2.5 GHz, *discrete sweep, Save radiated fields only*.
- De eficiencia, antenas 1, 2 y 3: cada 0.1 GHz en la banda de resonancia, *discrete sweep, Save radiated fields only*.

Tabla 2.2: Configuración del barrido en frecuencia

Parámetro	Descripción
Máx delta S	0.01
Pasos adaptativos	20
Frecuencia resuelta	3 GHz y 10 GHz

5. **Análisis paramétrico:** Mediante la aplicación *Optimetrics* se ejecutaron análisis para sintonización *gruesa* y sintonización *fin*; en la primera se variaron parámetros en pasos de 10 % a 30 % respecto al valor nominal, mientras que en la segunda se variaron de 1 % a 10 % respecto al valor nominal. Esta manera de ejecutar el análisis paramétrico permitió ahorrar tiempo de simulación.

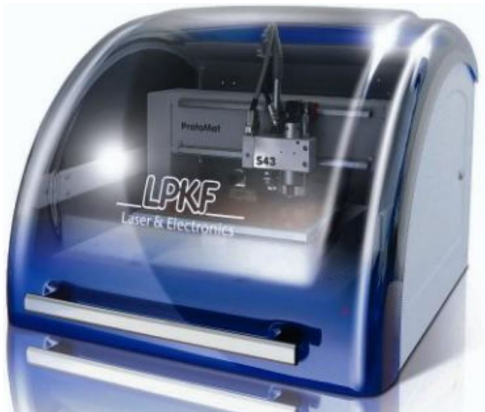
Un modelo resuelto entrega información completa del puerto y campos radiados, a través de los cuales es posible obtener parámetros S, Z, Y, patrones de radiación, distribuciones de corriente, entre otros. Para este trabajo bastaron las curvas del parámetro S_{11} y patrones de radiación, a partir de estos últimos fue posible obtener la eficiencia y la respuesta en polarización.

2.2. Fabricación

Las antenas se han fabricado usando máquinas de prototipado de PCB's. Específicamente, se utilizó el equipo **Protomat S43** para perforaciones y enrutamiento de contornos, mientras que para grabar geometrías en el cobre se utilizó el aparato **Protolaser S**, capaz de realizar trazos con precisión micrométrica mediante grabado láser. La lista de las planchas de FR4 utilizadas se listan en la tabla 2.3. Cada dispositivo cuenta con un computador de control, al cual se le deben cargar las rutinas de trabajo por separado. El instructivo de prototipado de circuitos se puede consultar en el anexo B.

Tabla 2.3: Laminados utilizados en la fabricación de antenas

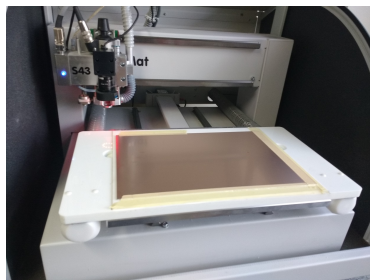
Laminado	Descripción
FR4 doble faz, 1.5 mm	Disponible en $20\text{ cm} \times 30\text{ cm}$, cuenta con recubierto de cobre de $35\text{ }\mu\text{m}$ por ambos lados, usado en antenas 1 y 2.
FR4 doble faz, 0.8 mm	Disponible en $15\text{ cm} \times 20\text{ cm}$, cobre de $35\text{ }\mu\text{m}$, sólo se usó en la antena 3.
FR4 una cara, 1.5 mm	Disponible en $20\text{ cm} \times 30\text{ cm}$, usado para reflectores y superficies de metamaterial.



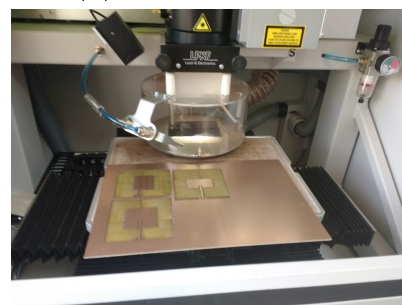
(a) LPKF Protomat S43



(b) LPKF Protolaser S



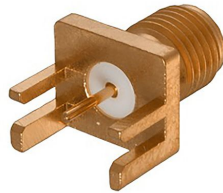
(c) Protomat S43, vista interior con laminado montado.



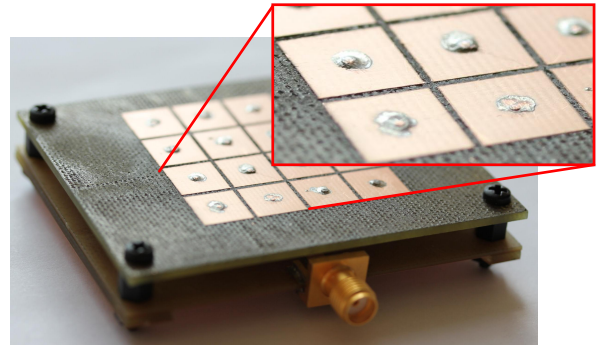
(d) Protolaser S, laminado con grabado láser.

Figura 2.4: Estación de prototipado de circuitos electrónicos LPKF. En las figuras (a) y (c) se ilustra el torno CNC utilizado, mientras que en (b) y (d) la grabadora láser.

Una vez terminado el proceso anterior, se inspecciona la placa para remover restos de cobre, limpiar polvo residual y limar los bordes. Luego, se suelda el conector SMA a la línea de alimentación de la antena cuidando que el *pin* quede en contacto con la microcinta y que la soldadura, además de no tener grumos, cubra toda la zona de contacto. Esto se hace para evitar desacoples de impedancia que empeoren el desempeño general del dispositivo. Para el caso particular de la antena 3, se incluyeron vías rebajadas con esmeril para un fin similar, disminuir los efectos en la radiación por parte de las irregularidades en la superficie de los parches. En cuanto al ensamblado final, cada antena debía cumplir con una separación de aire específica entre las placas; para las antenas 1 y 3 esta brecha se logró con espaciadores M3 de *Nylon*, los cuales presentan un error respecto a la altura rotulada de hasta 0.2 mm; para reducir la inclinación de los laminados por este efecto, se limó un extremo de cada espaciador para igualar el nivel. En la figura 2.6, se muestra cómo el limado logró igualar el nivel de los espaciadores a 5 mm con 0.01 mm de error para la antena 3.



(a) Conector SMA utilizado. Código rs-componentes: 886-1070



(b) Rebañado de vías en la antena 3.

Figura 2.5: Paso de fabricación intermedio. En (a) el conector utilizado en las antenas, en (b) el rebajado de vías realizado en la antena 3.

Para la antena 2, se debía cumplir con un requisito de 30 mm de separación entre la antena y el plano reflector, pero debido a que existía una disponibilidad limitada de unidades no se pudo concretar con espaciadores de *nylon*. Para subsanar esta situación se utilizaron tubos plásticos como sustituto¹, sin realizar adaptaciones mecánicas a las placas, ya que calzaron en las perforaciones para pernos M3; la desventaja de usar estos pivotes fue la pérdida de precisión en la separación final que se debía lograr, la cual es del orden de medio milímetro.

El uso de espaciadores, pernos y tuercas plásticas reducen las reacciones de campo cercano respecto a su par metálico, debido a su naturaleza no conductora, esto ayuda a que el diseño fabricado guarde coherencia con el escenario simulado. Finalmente, la fabricación final de cada antena se ilustra en 2.7. Aspectos como las dimensiones, distribución de elementos y funcionalidad se abordan individualmente en el capítulo correspondiente a cada dispositivo.

¹Estos tubos se obtuvieron de bolígrafos sin tinta, tienen un diámetro de 3 mm



(a) Espaciadores de nylon para antenas 1 y 3

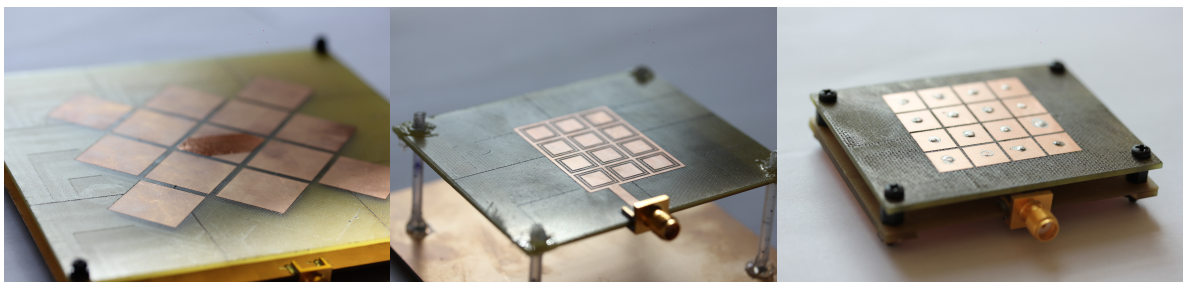


(b) Medición de la altura antes del limado.



(c) Medición de la altura después del limado.

Figura 2.6: Espaciadores de nylon utilizados. En (a) los espaciadores utilizados, en (b) y (c) el antes y después del trabajo de corrección.



(a) Antena 1 fabricada

(b) Antena 2 fabricada.

(c) Antena 3 fabricada.

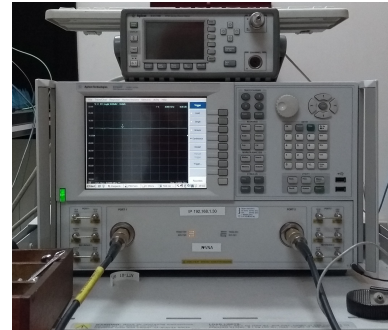
Figura 2.7: Antenas de metamaterial fabricadas.

2.3. Caracterización

La caracterización de los dispositivos se realizó en el 6to piso del edificio de Ingeniería Eléctrica del campus Beauchef, en un espacio de interior de aproximadamente $3\text{ m} \times 3\text{ m} \times 3\text{ m}$ con piso, techo y paredes de hormigón. Cada antena fue sometida a 8 experimentos distintos: 2 mediciones de pérdidas por retorno y 6 de patrones de radiación, dos para cada uno de los tres puntos de frecuencia evaluado, sumando un total de 24 experimentos; cada uno de estos se contrasta con un escenario simulado. Las mediciones de patrones de radiación y retornos entre 1 GHz y 3 GHz fueron realizadas con el analizador vectorial de redes (VNA) **Agilent E5062A**, disponible en el Departamento de Ingeniería Eléctrica del campus Beauchef (su instructivo de calibración se puede revisar en el anexo C). Por otra parte, el segundo instrumento utilizado fue el **Agilent E8364** del Laboratorio de Ondas Milimétricas del Observatorio Astronómico Nacional Cerro Calán, para medir retornos en un rango de 1 GHz a 10 GHz. Estos equipos se muestran en la figura 2.8.



(a) Analizador de redes Agilent E5062A



(b) Analizador de redes Agilent E8364C

Figura 2.8: Analizadores vectoriales de redes disponibles. En (a) el disponible en campus Beauchef para docencia e investigación. En (b), el disponible en Cerro Calán.

Un parámetro importante a configurar en estos instrumentos fue el ancho de banda de la frecuencia intermedia (*IF Bandwidth*), cuyo valor -usualmente en KHz- es proporcional inverso al rango dinámico del sistema, y su decremento ralentiza el refresco de la característica en tiempo real. El valor de la *IF Bandwidth* configurada fue de 10 KHz para el equipo Agilent E5062A, y de 1 KHz para Agilent E8364C.

2.3.1. Mediciones de pérdidas por retorno

Las mediciones del parámetro S_{11} se han realizado conectando la antena bajo prueba (*AUT*, *antenna under test* en inglés) a un puerto del VNA y, para reducir cambios en la impedancia producto de la interacción con el medio, se ubicó dentro de una caja cubierta en su interior con material absorbedor de señales RF, según se muestra en la figura 2.9, que por fines ilustrativos se fotografió abierta. Esta caja es de dimensiones $30\text{ cm} \times 60\text{ cm}$ en la base, y 20 cm de altura.

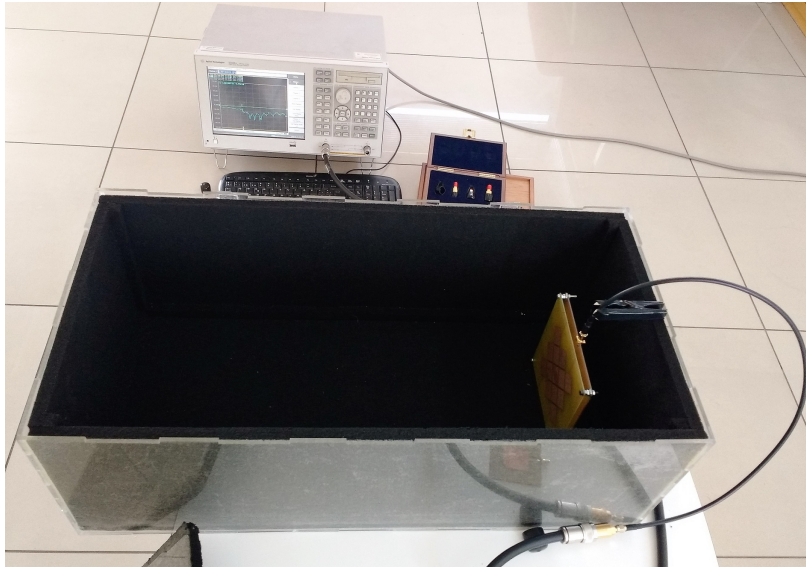


Figura 2.9: Montaje para medición de reflexiones S_{11} . La caja está cubierta en su interior con material amortiguador de RF, y es de dimensiones $30\text{ cm} \times 60\text{ cm} \times 20\text{ cm}$.

2.3.2. Antenas parche de evaluación

Las mediciones del patrón de radiación se realizaron tomando el parámetro S_{21} en frecuencias específicas, para esto se han fabricado 5 antenas parche para utilizar como dispositivos de evaluación (*Probe antenna*): en 1.8 GHz, 2.2 GHz, 2.4 GHz, 2.6 GHz y 3 GHz. Las ventajas de utilizar este diseño se listan a continuación:

- **Polarización:** Las antenas parche rectangulares son linealmente polarizadas, con una diferencia de ganancia entre polarizaciones sobre 30 dB (en el cenit). Esto reduce las aberraciones en el patrón medido producto de la polarización cruzada.
- **Patrón de radiación:** Poseen una radiación de media área, con una ganancia de aproximadamente 3dB en todos los puntos de la semiesfera. Esto hace que el montaje experimental sea más robusto al error de alineamiento, ya que la ganancia no varía significativamente en rangos de hasta 60° . Además, al tener un plano de tierra, reduce acoples y/o cambios de impedancia por la presencia de elementos cercanos.
- **Ancho de banda:** Tienen ancho de banda porcentuales aproximados del 5%, con reflexiones mínimas de -15 dB. Esto es útil para medir en una frecuencia específica.
- **Diseño:** Es simple y existen ecuaciones de diseño para crearlas, su dimensión resonante es el largo del parche (L_p en la figura 2.10a); por lo tanto, es posible sintonizar el diseño variando directamente este parámetro tanto en el simulador como en la práctica. Para la medición de patrones de radiación a 1.95 GHz y 2.5 GHz de la antena 3 se usó esta técnica, adhiriendo láminas de cobre con tal de extender L_p en las antenas de 2.2 GHz y 2.6 GHz respectivamente.

Las dimensiones del parche de estas antenas se obtuvieron en primera instancia mediante una calculadora *online*². Luego, se optimizaron en HFSS para sintonizarlas a la frecuencia deseada. El diseño, fabricación y mediciones del parámetro S_{11} se ilustra en la figura 2.11.

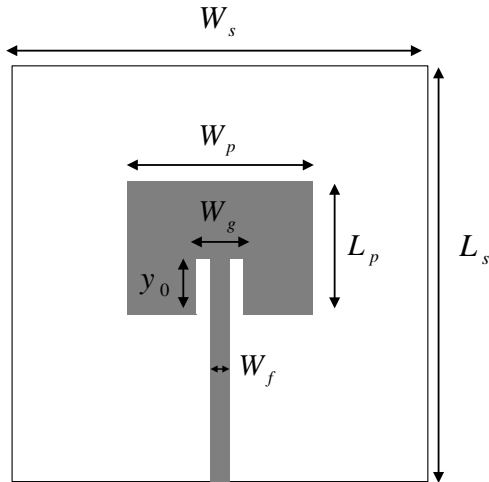
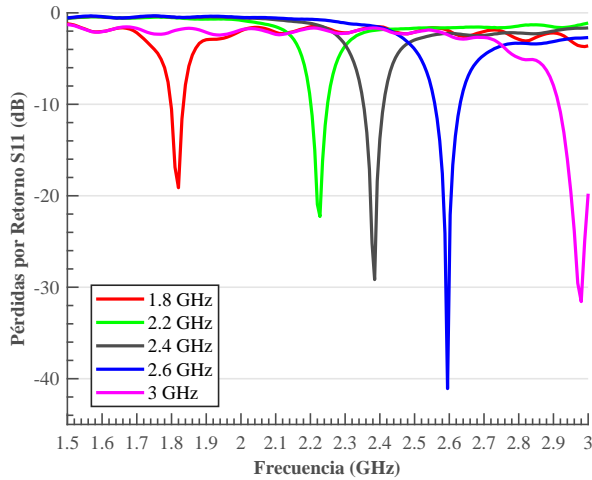


Tabla 2.4: Dimensiones de antenas parche fabricadas.

	1.8 GHz (mm)	2.2 GHz (mm)	2.4 GHz (mm)	2.6 GHz (mm)	3 GHz (mm)
W_s	82	110.7	110.7	110.7	82
L_s	82	100.8	98.6	96.1	82
W_p	41	41	41	40.9	41
L_p	39	31.3	29.1	26.6	23
W_g	5	5	5	5	5
y_0	13	10	8.6	7.7	6
W_f	3	3	3	3	3

(a) Diagrama de antenas parche de evaluación.



(b) Parámetros S_{11} de antenas parches.



(c) Antenas parches fabricadas.

Figura 2.11: Diseño de antenas de evaluación tipo parche. En (a) el diagrama de dimensiones, en la tabla 2.4 los valores para cada antena, en (b) los parámetros medidos y en (c) las antenas fabricadas.

Es importante mencionar que las antenas tipo parche tienen alta disponibilidad y con gran variedad en frecuencias de resonancia. Sin embargo, la opción de fabricar por sobre comprar se debe a tres razones principales: 1) Las antenas parche de 1.8 GHz, 2.2 GHz, 2.6 GHz y 3 GHz constituyen una aplicación específica, y por lo tanto, exigen fabricación a pedido. 2) La determinación de la resonancia de los parches se han hecho junto a la elaboración de las antenas de metamaterial, generar órdenes de compra en forma secuencial introduce un riesgo para el cumplimiento de la agenda.

²<https://www.pasternack.com/t-calculator-microstrip-ant.aspx>

3) Un dispositivo comercial suele carecer de información para replicar el modelo en el simulador, esto es problemático cuando se necesitan figuras de mérito no disponibles en la hoja de datos.

2.3.3. Medición de patrones de radiación

Para lograr mediciones de campo lejano, las antenas se ubicaron a 1 metro de distancia entre ellas, a 1 metro del piso (considerando la altura de la mesa) y a una distancia mayor a 1 metro para cualquier otra superficie. Además, se dispuso de paneles de amortiguador RF [30] entre la AUT y elementos de la habitación que puedan interferir, como paredes cercanas, el VNA y el operador. La distribución del equipamiento se muestra en la figura 2.12 en una vista lateral, mientras que en la figura 2.13, se muestra una vista aérea con la separación entre las antenas y la distancia entre cada una de estas y el borde de la mesa, usado como referencia para alineamiento.

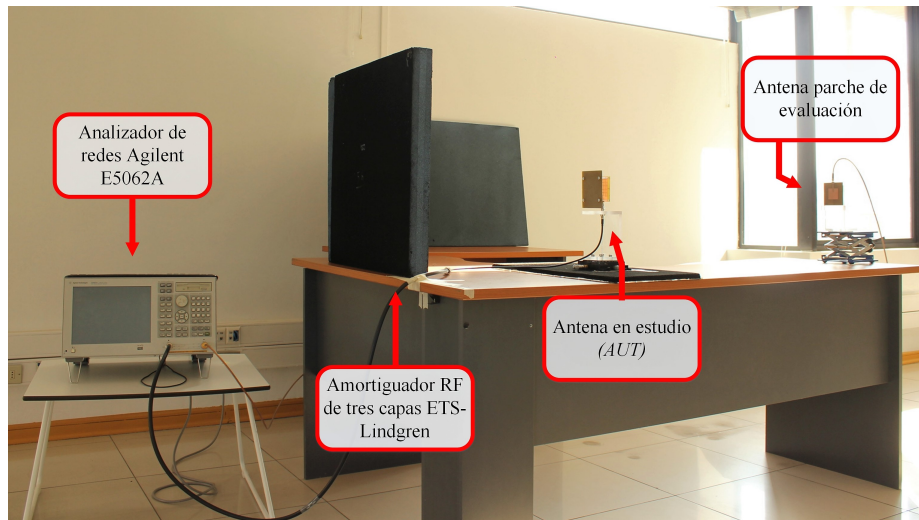


Figura 2.12: Montaje para medición de patrones de radiación, vista lateral. La habitación tiene una altura de 3 metros, la distancia a la pared más cercana es superior a 2 metros

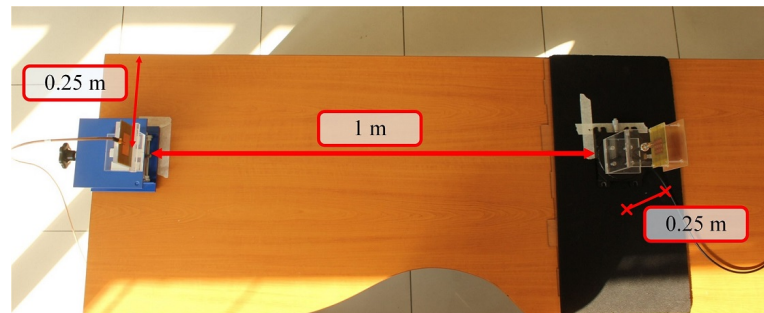
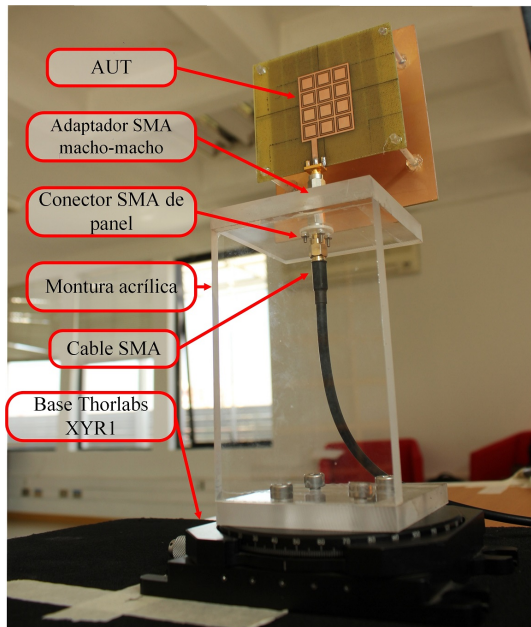


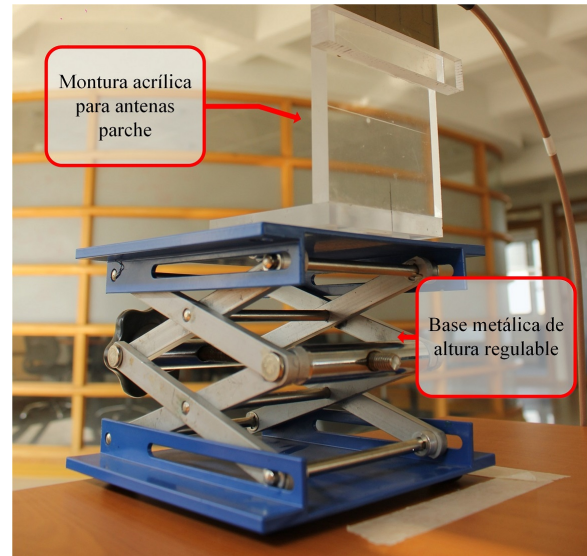
Figura 2.13: Montaje para medición de patrones de radiación, vista superior. Alineamiento horizontal se hace respecto al borde de la mesa, la altura del montaje de 25 cm junto con la de la mesa, suman 1 metro.

Si bien el criterio de $R = 1 \text{ m}$ como separación de antenas no cumple con la heurística de $R > 10\lambda$ en todos puntos de frecuencia, expuesta en la sección 1.1.1, se verificó la operación en zona de Fraunhofer mediante un simple experimento con la ecuación de transmisión de Friis: ubicar las antenas involucradas a una distancia R (1 metro en este caso), medir S_{21} en barrido azimutal y luego separarlas a una distancia $2R$, si la diferencia de este nuevo valor de S_{21} con el anterior es 6 dB, implica que ambos puntos están en campo lejano. Los 6 dB de diferencia se deben al término de pérdidas de espacio libre en la ecuación de Friis, que aparecen al duplicar la distancia entre las antenas del enlace, pero además, indica que la componente radial de la ganancia de los dispositivos es despreciable, cualidad fundamental de esta región del campo.

El proceso de muestreo se realizó montando la antena de metamaterial sobre una base rotatoria manual **Thorlabs XYR1** con un soporte acrílico y conectores SMA. Luego se rescató la transmisión S_{21} cada 5 grados, generando un total de 72 puntos de medición por cada patrón de radiación. La base giratoria utilizada, y su implementación para el trabajo se muestran en la figura 2.14.



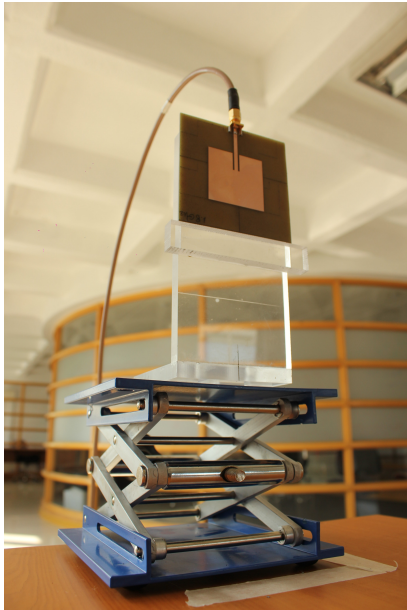
(a) Base giratoria Thorlabs XYR1 para las antenas caracterizadas



(b) Base de altura regulable para antenas parche rectangulares

Figura 2.14: Soportes mecánicos para montaje experimental. En (a), la base para las antenas de metamateriales, con posibilidad de giro continuo en 360° . En (b), la montura de altura regulable para las antenas parche.

El patrón de co-polarización se midió alineando los ejes de polarización de las antenas con tal de formar una rotación de 0° , para lograr esto, se dispuso de la *probe antenna* con su microcinta perpendicular a la mesa. Por otra parte, el patrón de polarización cruzada, se mide rotando una antena respecto a otra en 90° , esta vez con la microcinta paralela a la mesa, como se ilustra en 2.15. El resumen de los experimentos realizados se ordena en la tabla 2.5, los resultados de esos experimentos se revisan en los capítulos siguientes.



(a) Antena parche para medición de co-polarización



(b) Antena parche para medición de polarización cruzada

Figura 2.15: Posición de antenas para medición de patrones de radiación. Las antenas se fijan con cinta de doble contacto a la base acrílica, para ser fácilmente intercambiables entre puntos de frecuencia.

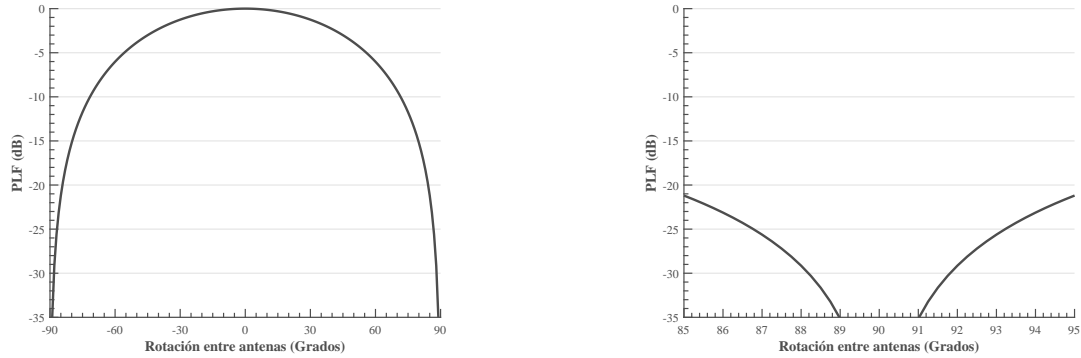
Tabla 2.5: Resumen de experimentos realizados.

Experimento	Instrumento	Frecuencia objetivo	Antena(s) evaluada(s)
S11	E5062A (Beauchef) E8364C (Calán)	1GHz-3GHz 1GHz-10GHz	1,2 y 3 1,2 y 3
Patrón de radiación en co-polarización y polarización cruzada. (S21)	E5062A (Beauchef)	2.4GHz 2.2GHz; 2.6GHz 1.8GHz; 3GHz 1.95GHz; 2.5GHz	1,2 y 3 1 2 3

2.3.4. Errores y fuentes de ruido

Durante el proceso de caracterización se identificaron fuentes de error, que van desde la operación manual hasta efectos del ambiente, la mayoría de estos relacionadas con las mediciones de patrón de radiación. Las fuentes de error identificadas se listan a continuación:

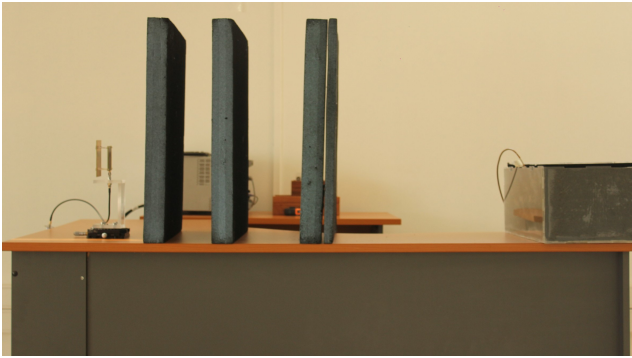
1. **Resolución de instrumento :** Se presentó en la toma de muestras, en el alineamiento de las antenas, y al rotar antenas para medición de polarización cruzada. Tanto la base rotatoria *Thorlabs* como las cintas de medir utilizadas son de operación manual y movimiento continuo, por lo que su exactitud está limitada. Por otro lado, las mediciones de polarización cruzada son más propensas al error de alineamiento que su contra parte, la co-polarización. Esto se debe a un fundamento teórico tratado en 1.1.9, que indica que las pérdidas por polarización ante variaciones marginales en la rotación entre antenas, con polarización lineal, es mayor cuando está entorno a 90° que cuando está entorno 0° , esto se representa gráficamente en la figura 2.16.



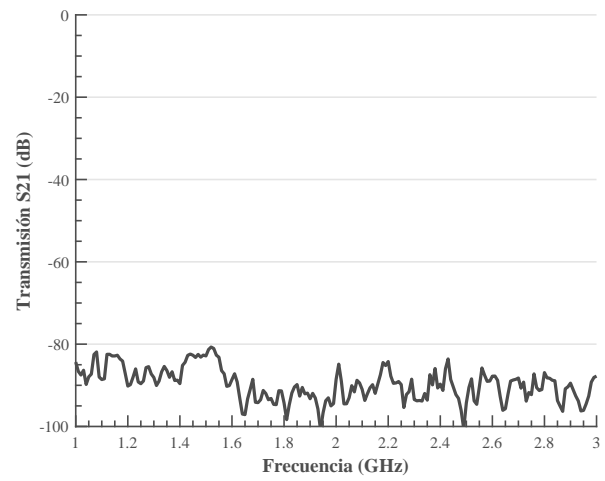
(a) Factor de pérdidas por polarización en periodo completo ($[-\pi/2 \ \pi/2]$) (b) Factor de pérdidas por polarización en torno al mínimo ($[\pi/2 \pm \Delta]$)

Figura 2.16: PLF teórico. En (a) su comportamiento en periodo completo, En (b) entorno a 90° . Cambios marginales ($\approx 1^\circ$) en la rotación son más significativos cuando las antenas están perpendiculares.

2. **Del montaje:** El lugar de medición corresponde a un espacio de uso común, por lo que montaje debió ser lo suficientemente simple para poder trasladarse, armarse y desarmarse en cada sesión de mediciones, con tal de no perder consistencia entre cada sesión. Esta movilidad del aparataje también genera desgaste en cables que pueden significar mayores pérdidas de las especificadas o producir ondas estacionarias. Un cable SMA fue reemplazado durante el trabajo por este motivo.
3. **Del Entorno:** El VNA utilizado para patrón de radiación posee 95 dB de rango dinámico cuando la IF está configurada en 3 KHz [31], y se midieron 100 dB cuando está en 1 KHz. En este último caso se hizo una prueba de aislación, ubicando los paneles amortiguadores entre la AUT y la *probe antenna*, como se ilustra en 2.17a. El piso de ruido efectivo para este escenario se vio afectado por reflexiones en la habitación e interferencias del ambiente, logrando un rango dinámico de 80 dB hasta con 10 KHz de IF, como se muestra en 2.17b.



(a) Base giratoria para las antenas caracterizadas



(b) Transmisiones (S_{21}) para el caso presentado

Figura 2.17: Medición del piso de ruido. Amortiguadores RF se ubican en el enlace directo para estudiar el acople de los ecos en la habitación, así como posibles interferencias.

Capítulo 3

Antena 1: Parches romboidales

Hasta aquí se ha mostrado la metodología general del trabajo y sus bases teóricas. En este capítulo se ahonda en aspectos específicos de la antena 1 y en los resultados obtenidos en la caracterización. Las secciones son: Diseño, Fabricación, Resultados y Análisis.

3.1. Diseño de la Antena 1

La antena se conforma de dos sustratos de $13,6\text{ cm} \times 13,6\text{ cm}$ apilados: La capa superior corresponde al sustrato **S1**, un laminado FR4 de 1.5 mm de una cara, al cual se le ha grabado un conjunto de 16 parches romboidales, conformando una metasuperficie (MTS). La capa inferior corresponde al sustrato **S2**, un laminado 1.5 mm doble faz, en cuya cara visible se le ha grabado una línea de microcinta con terminación *stub* radial, mientras que en la cara interna se le ha grabado una ranura rectangular a $\lambda/2$. Entre los laminados, hay una brecha de aire **A** cuyo valor optimizado es de 6 mm. La distribución de los elementos, y las dimensiones se muestran en la figura 3.1 y la tabla 3.1 respectivamente. En este diseño se explora el uso de una MTS para concentrar el haz en media área.

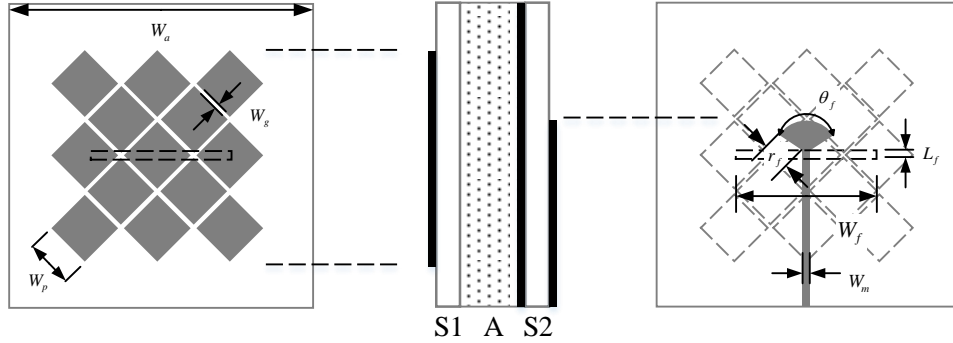


Figura 3.1: Diseño de antena 1. de izquierda a derecha: vista superior, vista lateral, vista inferior. Consta de 3 capas de conductor, 2 sustratos y una brecha de aire, distribuidas en el siguiente orden: laminado FR4 cargado con superficie de metamaterial (S1), aire (A), plano de tierra ranurado con microcinta de alimentación (S1). Las geometrías grises representan conductor, las blancas FR4, y el patrón punteado aire.

Tabla 3.1: Antena 1. Dimensiones de diseño.

Símbolo	Descripción	(mm)	λ
W_a	Ancho de los sustratos cuadrados S1 y S2.	136	1.088
W_g	Brecha entre los parches.	1.736	0.01388
W_p	Ancho de los parches de la MTS.	21.08	0.16864
S1	Altura del sustrato S1.	1.5	0.012
A	Altura de la brecha de aire.	5.96	0.04768
S2	Altura del sustrato S2.	1.5	0.012
θ_f	Ángulo del <i>stub</i> radial de la alimentación.	120°	-
r_f	Radio del <i>stub</i> radial de la alimentación.	12.52206	0.10017
W_f	Ancho de la ranura rectangular en el plano de tierra.	62.35	0.4988
L_f	Largo de la ranura rectangular en el plano de tierra.	3.7	0.0296
W_m	Ancho de la microcinta.	2.8	0.0224

3.2. Fabricación de la antena 1

La manufactura se realizó en dos iteraciones: en la primera se graba la MTS en un laminado de FR4 con cobre por una cara, mientras que en la otra se utiliza un sustrato de doble faz de cobre para grabar la ranura en el anverso, y la línea de alimentación en el reverso. Se le han agregado perforaciones de 3.2 mm de diámetro en las esquinas, a 1.5 mm de cada borde de las placas; esto con el fin de incluir los espaciadores y brindar robustez. Habiendo ensamblado el dispositivo, se han realizado mediciones de altura con un pie de metro a lo largo del elemento, obteniendo valores entre 5.8 mm y 5.95 mm. Esta variación respecto al diseño se debe principalmente a la deformación del espaciador plástico al atornillarlo y a la curvatura de fábrica de los laminados. La dimensión máxima D de esta antena es de 19.4 cm, medida en la diagonal del sustrato **S1**. La fabricación de la antena se muestra en la figura 3.2.

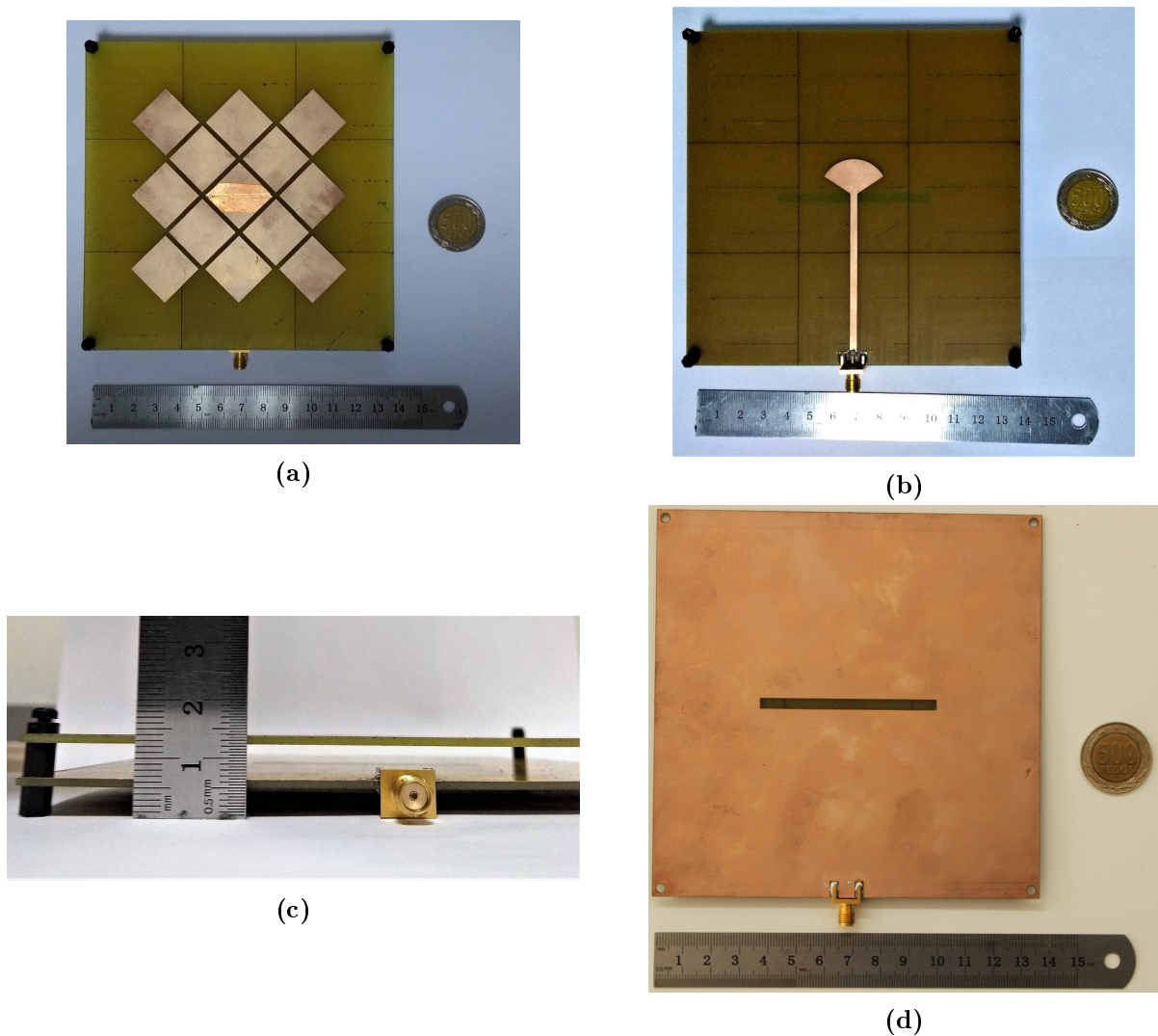


Figura 3.2: Fabricación de antena 1. En (a) vista superior mostrando la MTS, en (b) vista inferior mostrando la línea de alimentación, en (c) vista lateral mostrando la brecha de aire y (d), la cara interna mostrando el plano de tierra ranurado. Las imágenes cuentan con una regla métrica de 15 cm y una moneda de \$500 pesos chilenos como referencia.

3.3. Resultados de la antena 1

Las mediciones de parámetros S, en conjunto con las simulaciones, han permitido contrastar y validar el diseño. Para las pérdidas por retorno, caracterizadas por el parámetro S_{11} , se obtuvo un ancho de banda de 1.36 GHz (49.28 %) desde 2.08 GHz hasta 3.44 GHz¹, con dos reflexiones mínimas en 2.25 GHz y 3.35 GHz respectivamente. Contrastando con las simulaciones de eficiencia, se obtiene un valor superior al 60 % en toda la banda de resonancia, con incrementos al 80 % en los puntos de frecuencia de mínimas reflexiones. La simulación de S_{11} muestra un corrimiento a la izquierda de 50 MHz respecto a la medición y reflexiones mínimas en torno a -27 dB, mientras que la medición tiene su primera reflexión mínima en -37 dB y la segunda en -18 dB aproximadamente, mostrando un *desbalance* de la medición respecto a la simulación. El comportamiento descrito se ilustra en la figura 3.3.

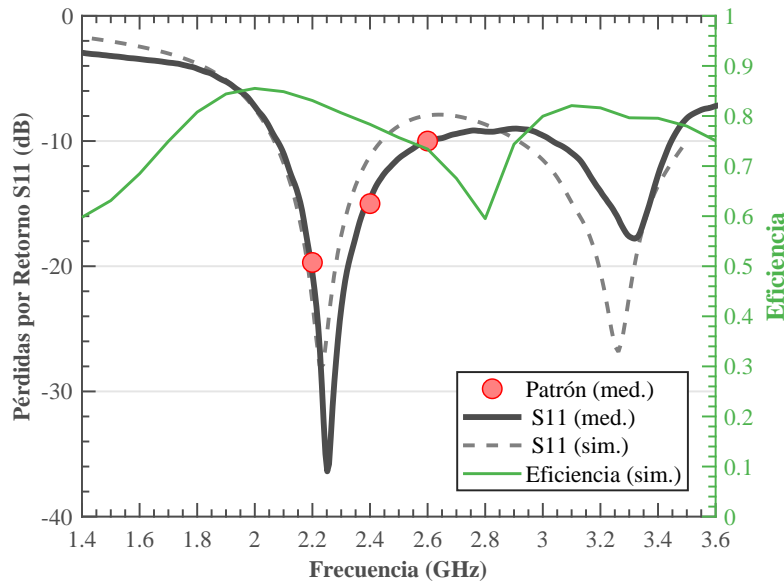
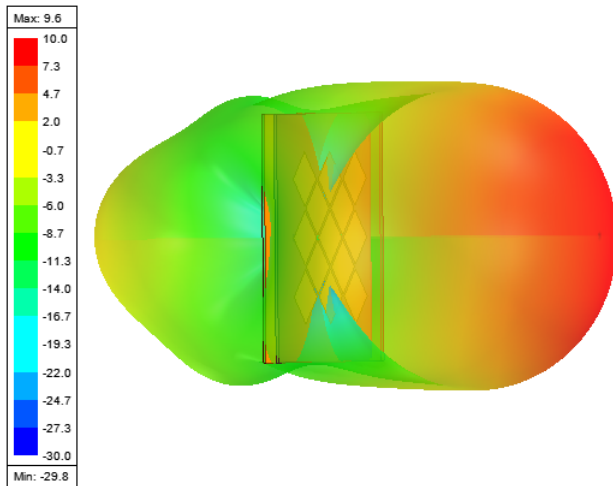


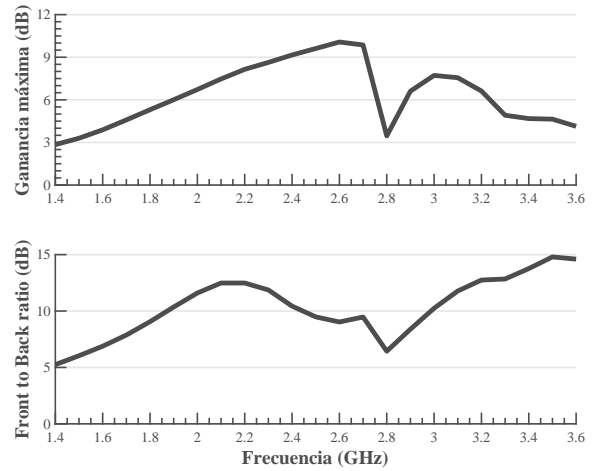
Figura 3.3: Parámetro S_{11} para la antena 1. Los círculos rojos representan puntos de frecuencia en donde se ha medido patrón de radiación.

En cuanto a los patrones de radiación, en el simulador se han realizado análisis de tipo discreto desde 1.4 GHz hasta 3.6 GHz, cada 200 MHz, para obtener parámetros de antena y estudiar su evolución en la banda de resonancia. Se muestra el patrón 3D de ganancia total en la figura 3.4a, obteniendo un máximo de 9.6 dB; paralelamente, se muestra la ganancia máxima de la co-polarización y la relación *front to back ratio*, ambas indicando un mínimo en 2.85 GHz, que se corresponde en el mínimo de eficiencia en la figura 3.3. Las mediciones del corte en el plano E se muestran en la figura 3.5 (columna izquierda) en contraste con las simulaciones (columna derecha). Los datos se han normalizado al máximo, con la potencia transmitida S_{21} a 1 metro en el caso de la medición, y a la ganancia de la co-polarización en el caso de las simulaciones. Además, los datos se grafican hasta -25 dB en la medición y -30 dB en la simulación para obtener los niveles de polarización cruzada tomando como cota límite los valores antes mencionados. En la tabla 3.2 se muestran los parámetros de radiación obtenidos a partir de los patrones medidos y simulados.

¹Considerando una holgura de 0.9 dB en la cota de -10 dB



(a) Patrón 3D de ganancia total, escala en dB.

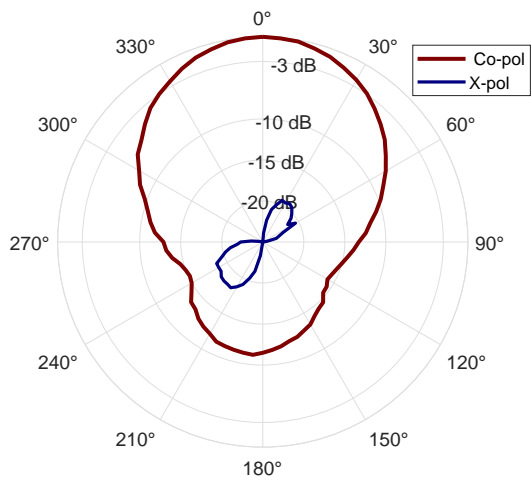


(b) Ganancia máxima en co-pol y *Front to Back ratio*.

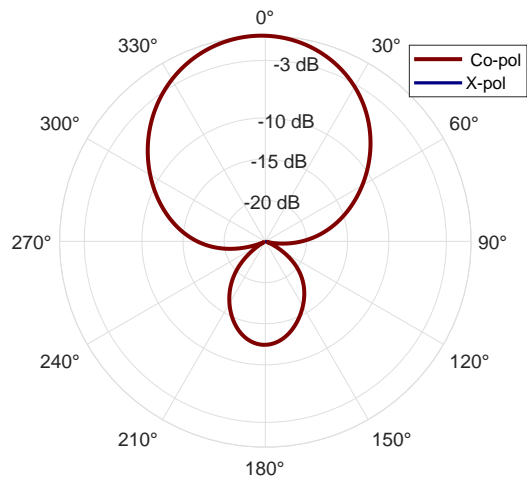
Figura 3.4: Simulaciones de ganancia para la antena 1. En (a), el patrón 3D a 2.4 GHz, superpuesto al modelo de la antena. En (b), parámetros de antena entre 1.4 GHz y 3.6 GHz, calculados con patrones de radiación resueltos cada 200 MHz.

Tabla 3.2: Antena 1. Parámetros de radiación.

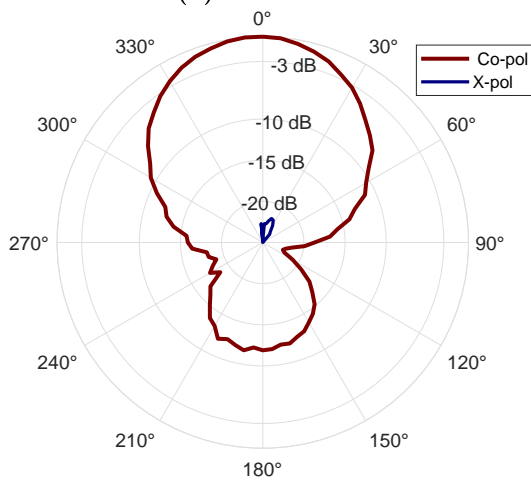
	HPBW med. (Grados)	HPBW sim. (Grados)	Nivel pol. cruz. med. (dB)	Nivel pol. cruz. sim. (dB)	S ₂₁ máx. med. (dB)	G _{co-pol} máx. sim. (dB)
2.2 GHz	70	62	-18.2	-26.1	-31.7	8.1
2.4 GHz	65	63	-21.2	-27.4	-31.5	9.1
2.6 GHz	60	50	-21.9	-24.4	-31.3	10



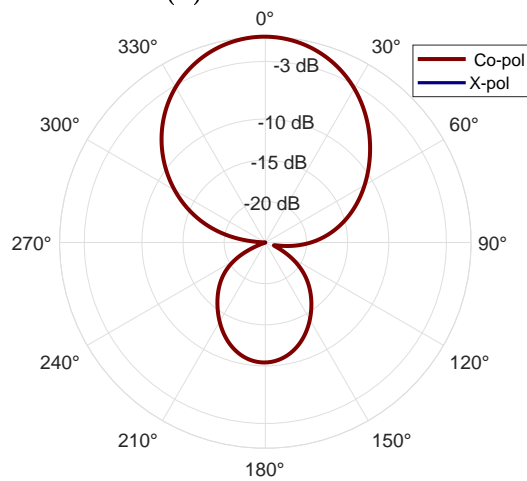
(a) Medición a 2.2 GHz



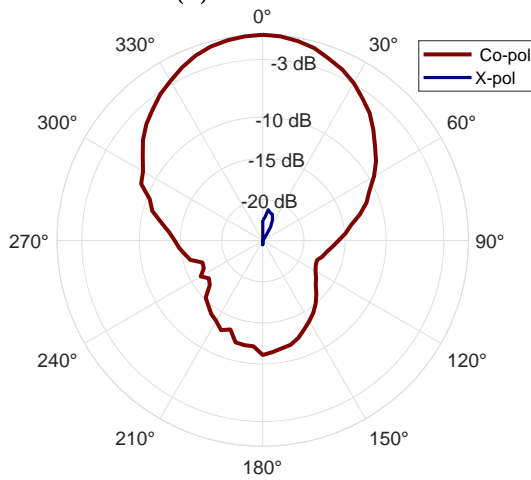
(b) Simulación a 2.2 GHz.



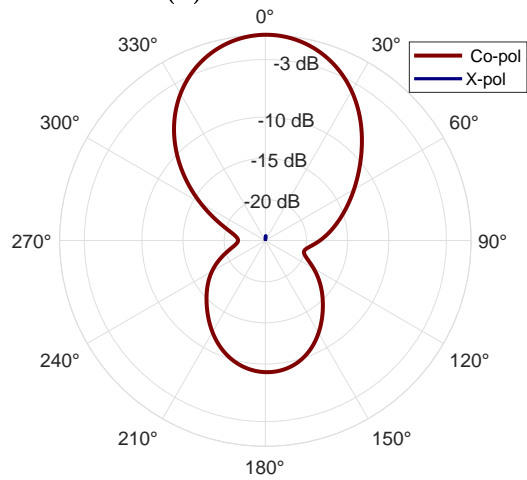
(c) Medición a 2.4 GHz.



(d) Simulación a 2.4 GHz.



(e) Medición a 2.6 GHz.



(f) Simulación a 2.6 GHz.

Figura 3.5: Patrones de radiación para la antena 1. La columna izquierda muestra los patrones medidos normalizados al máximo S_{21} , la columna derecha exhibe los patrones de simulación normalizados a la ganancia máxima de la co-polarización. Los trazos *Co-pol* (rojo) representan la co-polarización, los *X-pol* (azul) la polarización cruzada. Los datos están graficados hasta -25 dB en la medición, y hasta -30 dB en la simulación.

3.4. Análisis de la antena 1

En términos generales, la antena propuesta muestra un haz de medio espacio y un ancho de banda fraccional del 49 % a una eficiencia del 80 % en las resonancias principales. En cuanto al parámetro S_{11} de la figura 3.3, el incremento de la eficiencia en la banda de resonancia indica que la potencia absorbida por la antena es en su mayoría radiada al medio, registrando un mínimo en 2.8 GHz. En este punto de frecuencia también se registra la ganancia mínima y el mínimo *Front to back ratio* (FTB) según la figura 3.4b, esto permite afirmar que el patrón de radiación en este punto se asemeja a uno de una antena parche rectangular. Además, las curvas de la figura 3.4b mantienen un comportamiento similar, esto indica que los incrementos en la ganancia total son principalmente a costas de la radiación trasera, por lo que esta antena es de tipo *Broadside* en toda la banda.

El *desbalance* de los mínimos de frecuencia mencionado en la sección de resultados, donde se favorece la primera reflexión mínima, a costa de un aumento en la segunda, puede atribuirse a la interacción de la antena con la habitación durante la lectura. Este fenómeno se explicaría con el criterio de Bode-Fano, puesto que una antena acoplada al medio cambia su impedancia vista desde la línea de alimentación y junto con ello, su respuesta en frecuencia. Otra causa sería por el *Resolution Bandwidth* del instrumento que, al no muestrear con el mismo paso que el simulador, puede obtener puntos de frecuencia con otra adaptación en impedancia.

Los patrones de radiación de la figura 3.5, por su parte, indican consistencia con las simulaciones al mantener similitudes de forma en el patrón, en niveles de polarización cruzada y en ancho del haz. De la tabla 3.2, se nota un angostamiento de HPBW a medida que aumenta la ganancia, aún cuando la resolución de medición es en pasos de 5° . En cuanto a los niveles de polarización cruzada, estos son en su mayoría bajo -20 dB, por lo que la contribución de esta componente a la ganancia total en esta antena es despreciable, esto se puede notar en la figura 3.4, donde la diferencia de la ganancia total máxima con la ganancia máxima en co-polarización en simulación es de 0.5 dB (ver figura 3.4a y columna 2.4 GHz de la tabla 3.2). Las mediciones de transmisión S_{21} tienen una característica incremental con la frecuencia, atribuible al aumento de ganancia predicho en simulaciones.

Finalmente, se puede afirmar que la principal contribución de la MTS a la antena 1 es añadir una resonancia, volviéndola *wideband*, y direccionar el haz en media área, recordando que en una antena tipo *slot* convencional la radiación es perpendicular al plano de tierra, en ambos sentidos. Además, ha mantenido una polarización lineal vertical en todos los experimentos realizados.

Capítulo 4

Antena 2: Plano de tierra grillado

Habiendo revisado la antena 1 en detalle, se procede a estudiar la antena 2, llamada *Antena de plano de tierra grillado*. De forma análoga, la estructura de este capítulo es diseño, fabricación, resultados y análisis.

4.1. Diseño de la antena 2

Este dispositivo se conforma de dos sustratos rectangulares apilados: el superior (**S1**), de $70,6\text{ cm} \times 81,7\text{ cm}$, y el inferior **S2**, de $91,8\text{ cm} \times 105,9\text{ cm}$. El sustrato **S1** contiene doble faz de cobre, en su vista superior se ubica un parche rectangular grabado con 12 resonadores anulares cuadrados, la alimentación se realiza mediante una microcinta desplazada a la izquierda. Por el reverso se ubica el plano de tierra, al cual se le ha grabado una grilla de metamaterial (MTM) a la altura del parche, la microcinta mantiene un plano de tierra inalterado para conservar sus propiedades. Se han agregado bordes horizontales para incluir perforaciones M3. El sustrato **S2** consiste en un reflector ubicado a una distancia optimizada de 30 mm del sustrato **S1**, el diseño y las dimensiones se muestran en la figura 4.1 y tabla 4.1 respectivamente. Cabe destacar que los sustratos **S1** y **S2** no están eléctricamente conectados. En este diseño se explora la propiedad de las tierras grilladas para incrementar la eficiencia del elemento radiante.

Tabla 4.1: Antena 2. Dimensiones de diseño.

Símbolo	Descripción	(mm)	λ
W_p	Ancho del parche resonador.	29.2	0.2336
L_p	Largo del parche resonador.	38.6	0.3088
W_m	Ancho de la microcinta de alimentación.	3	0.024
L_m	Largo de la microcinta de alimentación.	16	0.128
L_s	Largo del sustrato S1.	70.6	0.5648
W_s	Ancho del sustrato S2.	81.7	0.6536
m_{offset}	Desplazamiento de la microcinta.	7.6	0.0608
g_1	Separación entre conductores del resonador.	0.4	0.0032
W_c	Ancho del parche cuadrado de la celda.	6	0.048
L_c	Largo del borde externo de la celda.	9.9	0.792
g_v	Separación vertical de los elementos de la tierra.	0.4	0.0032
g_h	Separación horizontal de los elementos del MTM.	1	0.008
W_{grid}	Ancho de los elementos del MTM.	8	0.064
L_{grid}	Largo de los elementos del MTM.	9	0.072
L_{GND1}	Largo del plano de tierra sin MTM.	16	0.128
L_{GND2}	Largo de de transición a región de MTM.	17	0.136
W_{GND}	Ancho de la tierra de MTM.	61.2	0.4896
W_R	Ancho del reflector S2.	91.8	0.7344
L_R	Largo del reflector S2.	105.9	0.8472
S1	Altura del sustrato S1.	1.5	0.012
A	Altura de la brecha de aire A.	30	0.24
S2	Altura del sustrato S2.	1.5	0.12

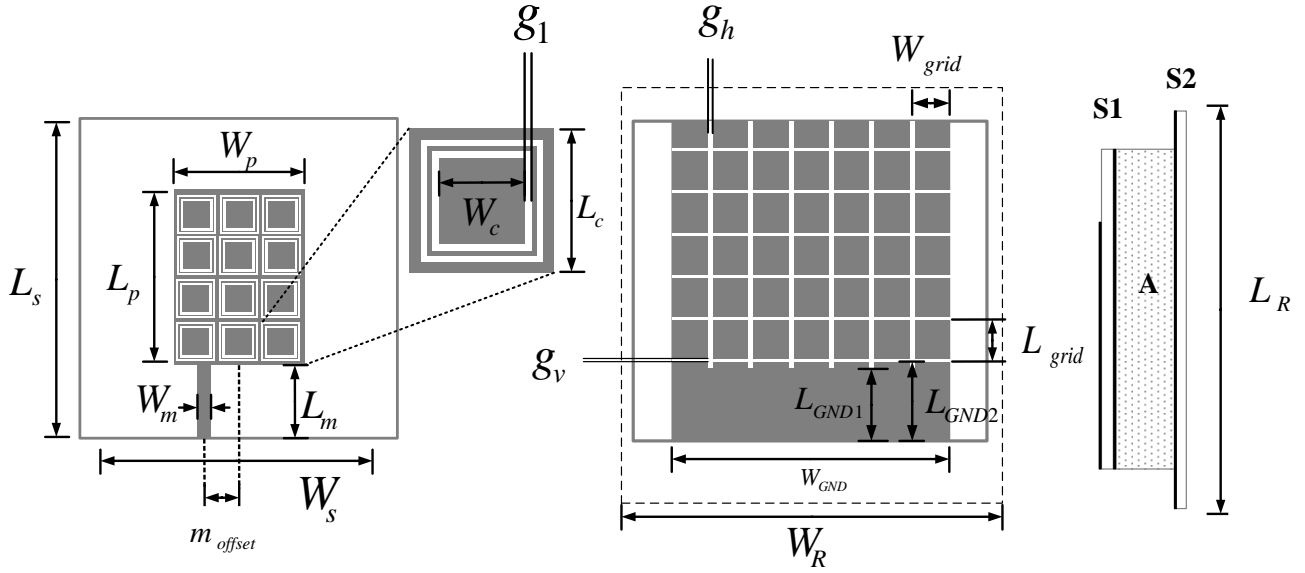
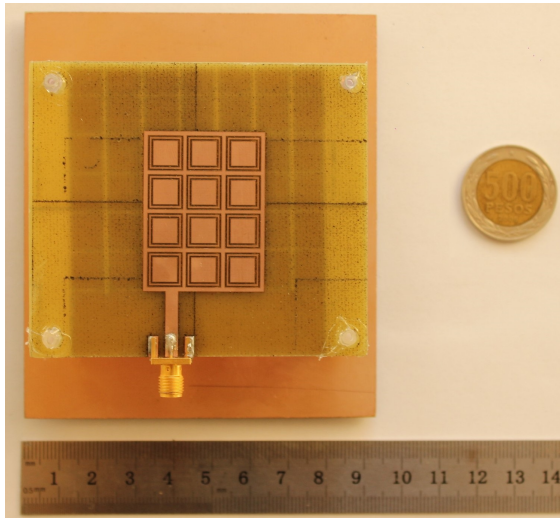


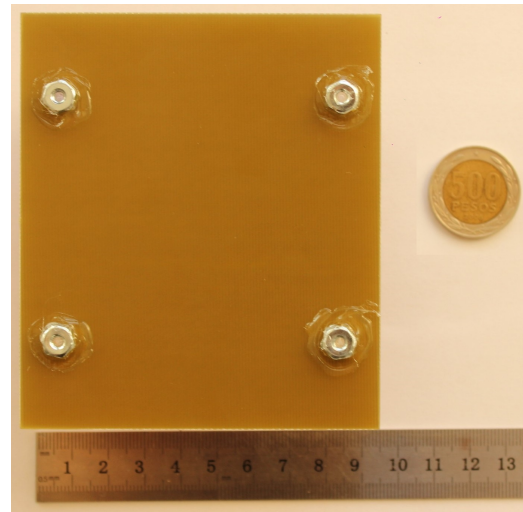
Figura 4.1: Diseño de antena 2. de izquierda a derecha: vista desde arriba, celda del resonador anular, vista de la tierra con el reflector en línea entre cortada y la vista lateral. El parche resonador y la tierra grillada se ubican en el sustrato **S1**, el reflector en **S2**. Geometrías grises representan material conductor, contornos blancos el sustrato FR4 y el patrón punteado la brecha de aire **A**

4.2. Fabricación de la antena 2

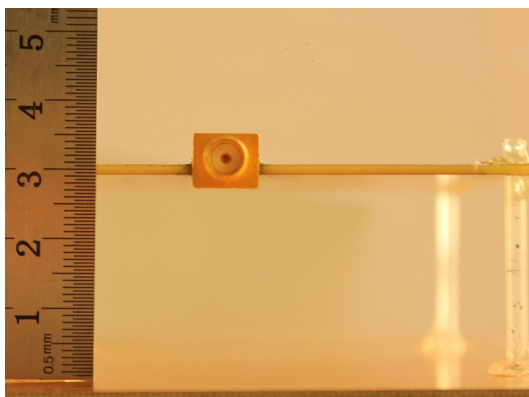
Se realizó en dos iteraciones: en la primera se ha utilizado un laminado con cobre por ambos lados para fabricar el sustrato **S1**, donde por el anverso se ha grabado el parche con resonadores de anillo, y por el reverso la tierra grillada. En la segunda iteración se perforó un laminado con cobre por una cara, y dado que sólo cumple la función de reflector no se le debió procesar en la prototipadora láser. La variación más sustancial respecto al diseño se vio en la implementación de la brecha de aire, que como se mencionó en el capítulo de metodología, se usaron cilindros plásticos fijados con silicona. Al medir la brecha de aire se obtuvieron valores entre 28 mm y 31 mm, provocando una leve inclinación de un sustrato respecto al otro. La dimensión máxima D de la antena es 140 mm. La fabricación se ilustra en la figura 4.2.



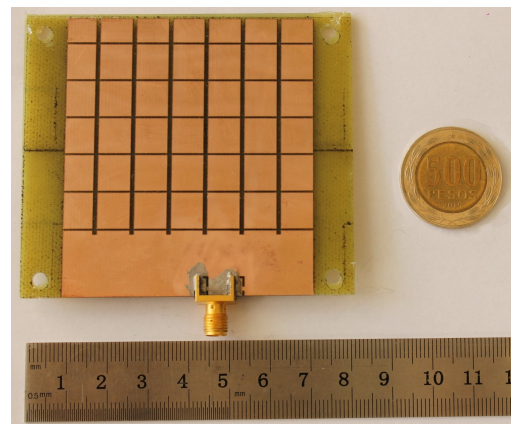
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.2: Fabricación de antena 2. En (a), vista superior mostrando el parche resonador. En (b), vista inferior mostrando el reverso del reflector. En (c), vista lateral mostrando la brecha de aire y (d), la cara interna mostrando el plano de tierra grillado. Las imágenes cuentan con una regla métrica de 15 cm y una moneda de \$500 pesos chilenos como referencia.

4.3. Resultados de la antena 2

En las mediciones del parámetro S_{11} se obtuvo una banda de resonancia desde 1.63 GHz hasta 5.39 GHz¹, logrando un ancho de banda de 3.766 GHz (107.12%) con múltiples resonancias en la cota $S_{11} < -15$ dB, siendo estas en 1.65 GHz, 1.9 GHz, 3.8 GHz, 4.8 GHz y 5.2 GHz. La característica medida muestra un desplazamiento a la izquierda de alrededor de 200 MHz respecto a la simulación. Las reflexiones mínimas entorno a 4 GHz y 5 GHz muestran estar permutadas respecto aquellas de la simulación. Por otro lado, la eficiencia simulada alcanza 89% en 2.4 GHz y decae con el aumento en la frecuencia. El comportamiento completo se ilustra en 4.3.

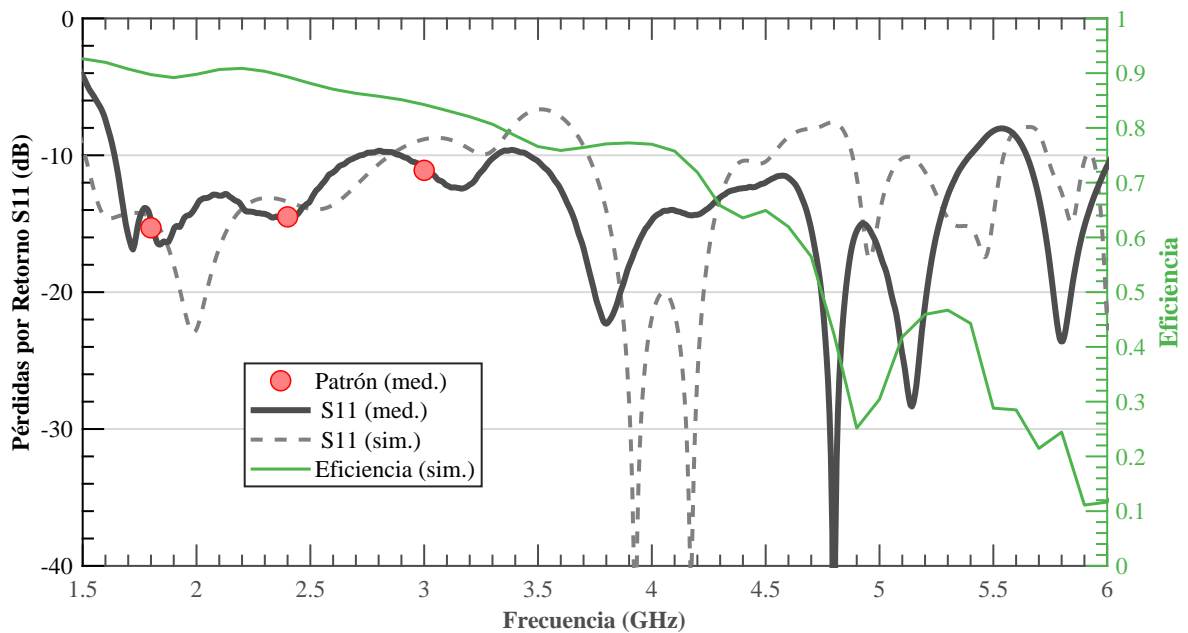
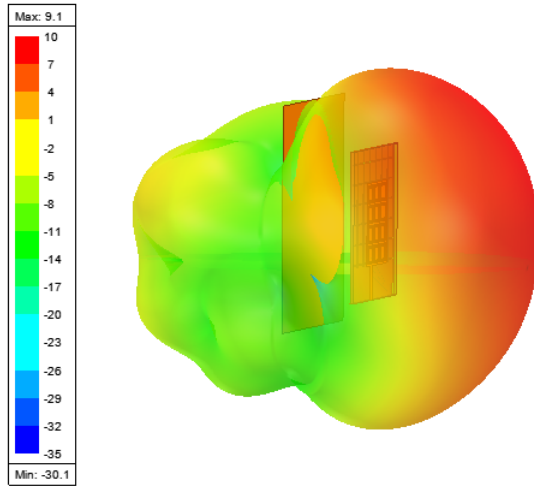


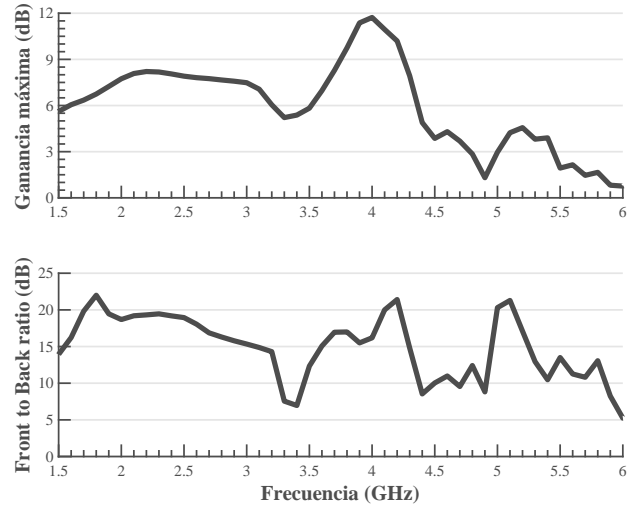
Figura 4.3: Parámetro S_{11} para la antena 2. Los círculos rojos representan puntos de frecuencia en donde se ha medido patrón de radiación.

Los patrones de radiación obtenidos en el simulador se realizaron cada 200 MHz desde 1.5 GHz hasta 6 GHz. Se ha computado una ganancia total máxima de 9.1 dB en 2.4 GHz. Como parte del mismo conjunto de resultados, se tiene la evolución de $G_{\text{co-pol}}$ y el FTB en la figura 4.4. Estas curvas presentan comportamientos similares hasta 4.5 GHz. Las mediciones del barrido azimutal se han contrastado con las simuladas en la figura 4.5, mostrando en ambos casos un comportamiento de doble polarización y haces que se angostan e inclinan con el aumento en la frecuencia, esta inclinación es hacia el sentido de donde la línea de alimentación está desplazada. Las figuras de mérito para radiación de esta antena se ordenan en la tabla 4.2. De forma análoga al capítulo 3, esta tabla muestra los tamaños de haz medidos y simulados, en resolución de 5° y 1° grados respectivamente, los niveles de polarización cruzada, la transmisión S_{21} y la ganancia máxima en la co-polarización.

¹Relajando la cota de -10 dB a -8.1 dB



(a) Patrón 3D en dB.



(b) Ganancia máxima en co-pol y *Front to Back ratio*.

Figura 4.4: Simulaciones de ganancia para la antena 2. En (a), el patrón 3D a 2.4 GHz, superpuesto al modelo de la antena. En (b), parámetros de antena entre 1.5 GHz y 6 GHz, calculados con patrones de radiación resueltos cada 200 MHz.

Tabla 4.2: Antena 2. Parámetros de radiación.

	HPBW med. (Grados)	HPBW sim. (Grados)	Nivel pol. cruz. med. (dB)	Nivel pol. cruz. sim. (dB)	S ₂₁ máx med. (dB)	G _{co-pol} máx. sim. (dB)
1.8 GHz	80	71	-0.9	-2	-34.5	5.88
2.4 GHz	85	79	-5.1	-3.4	-35.5	4.77
3 GHz	60	47	-10.5	-11.7	-35.7	6.38

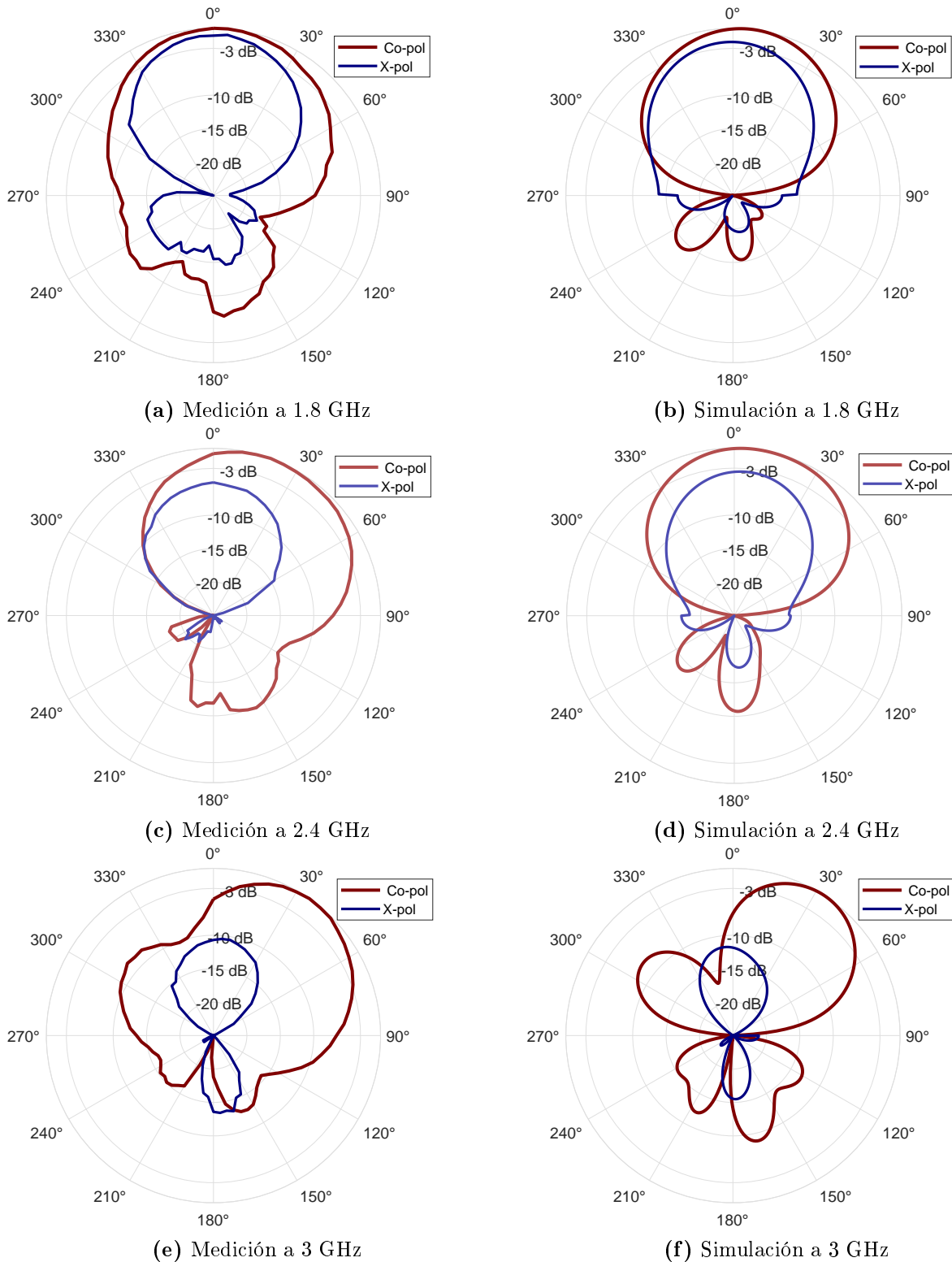


Figura 4.5: Patrones de radiación para la antena 2. La columna izquierda muestra los patrones medidos normalizados al máximo S_{21} , la columna derecha exhibe los patrones de simulación normalizados a la ganancia máxima de la co-polarización. Los trazos *Co-pol* (rojo) representan la co-polarización, los *X-pol* (azul) la polarización cruzada. Los datos están graficados hasta -25 dB en la medición y en la simulación.

4.4. Análisis de la antena 2

El desplazamiento del S_{11} medido respecto del simulado podría atribuirse al error de fabricación en la brecha de aire. Esto debido a que la contracción o expansión de la brecha de aire en pasos marginales (0.1 mm), según análisis paramétricos en HFSS, generan un efecto de sintonización de la banda de resonancia. Nuevamente se nota el efecto de *desbalance* en los puntos de mínimas reflexiones observado en la antena 1, salvo que en este caso es entorno a 4 GHz y 5 GHz respectivamente.

La gran cantidad de puntos de frecuencia bajo la cota de -10 dB que además mantienen una alta eficiencia de radiación (sobre el 75 %), pueden deberse a la tierra con transición liso-a-grillado. La cual permite cumplir por separado los requerimientos de la línea de transmisión y el parche resonador, siendo en el primer caso estar bien acoplada al puerto de 50 Ω , y en el segundo resonar y radiar. Por otro lado, el decremento de la eficiencia al subir en frecuencia es atribuible a que el plano de tierra grillado tiene una banda específica de operación, y superada una cota, el parche deja de radiar. Esto se sustenta en que el parámetro S_{11} muestra múltiples resonancias bajo -10 dB mientras la eficiencia decrece de forma paulatina hasta el 11 %.

En cuanto al comportamiento de doble polarización, es atribuible a las estructuras del parche, que se excitan a múltiples frecuencias. Las ondas radiadas se polarizan según el largo del parche y el patrón de la grilla, en este caso, vertical y horizontalmente. Este fenómeno es descrito en la publicación guía [26].

La desviación que sufre el patrón de radiación respecto al 0° polar se pronuncia en frecuencias más altas, esto se debe a la forma heterogénea que se excitan los resonadores del parche. Cabe destacar que el desplazamiento de la línea de alimentación m_{offset} ha sido obtenido mediante optimización, por lo que otra posición perjudicaría el desempeño general de la antena. Esto genera un efecto de intercambio (en inglés *trade-off*) entre el acople con el puerto y la simetría del patrón respecto al cenit. Esta técnica de alimentación es utilizada en el mejoramiento del ancho de banda en antenas tipo parche convencionales.

Finalmente, la antena fabricada es de tipo *ultra wideband* y responde a ambas polarizaciones debido a la alta polarización cruzada, de hasta -0.9 dB en 1.8 GHz (ver tabla 4.2), la principal contribución de la tierra grillada en este caso es incrementar la eficiencia de radiación a un resonador.

Capítulo 5

Antena 3: Arreglo de setas

Habiendo revisado dos de los tres diseños propuestos, este capítulo sigue con la estructuras de los capítulos anteriores para presentar el tercer dispositivo.

5.1. Diseño de la antena 3

Esta antena contiene en su estructura tres sustratos rectangulares apilados: el sustrato **S1**, un laminado con cobre por una cara que visto desde arriba contiene 16 parches, cada uno con una vía al centro, conformando una tierra de alta impedancia o *mushroom structure*. El sustrato **S2**, un laminado de 0.8 mm con cobre por ambos lados, en el anverso se ha grabado la microcinta de alimentación, por el reverso se encuentra el plano de tierra con una ranura tipo corbatín grabada, a esta cara se le sueldan las vías. El sustrato **S3**, un laminado recubierto con cobre en una cara, cumpliendo la función de reflector, puesto que no se encuentra conectado eléctricamente con la antena. La distribución específica de los elementos, y sus medidas se encuentran en la figura 5.1 y en la tabla 5.1. Esta antena explora la propiedad de miniaturizar antenas usando estructuras de tipo *mushroom*.

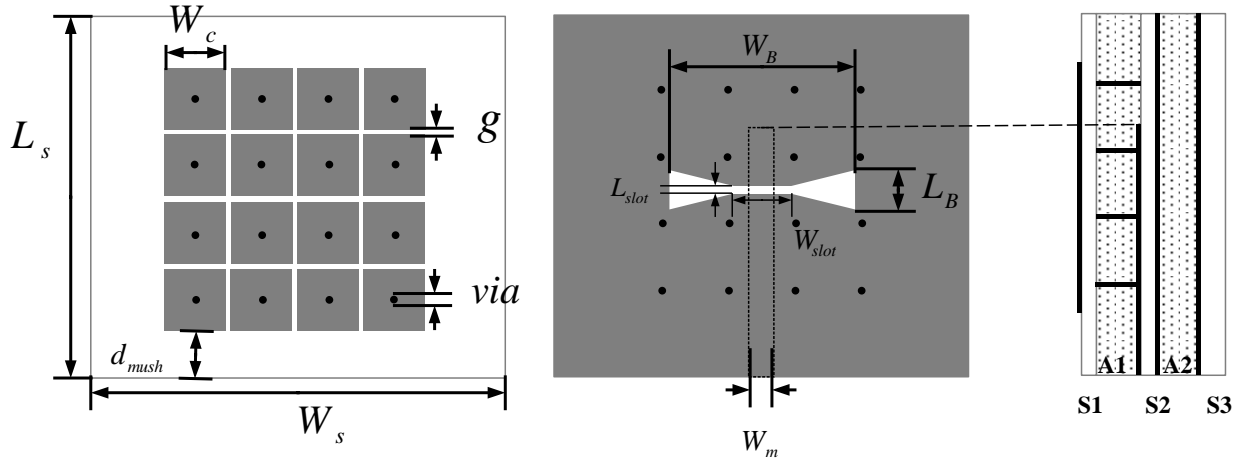


Figura 5.1: Diseño de antena 3. De izquierda a derecha: vista superior de la antena, mostrando el sustrato **S1** con las tierra de alta impedancia, sustrato intermedio **S2**, mostrando el plano de tierra ranurado con la microcinta en trazo punteado, vista lateral de la antena mostrando los tres sustratos con sus respectivas brechas de aire **A1** y **A2**. Geometrías grises representan conductor, puntos negros vías y rectángulos con patrón punteado aire.

Tabla 5.1: Antena 3. Dimensiones de diseño.

Símbolo	Descripción	(mm)	λ
W_c	Ancho de los parches del <i>mushroom structure</i> .	8.4	0.0672
g	Brecha entre los parches.	0.6	0.0048
<i>via</i>	Diámetro de las vías a tierra.	0.8	0.0064
L_s	Largo de los sustratos.	51	0.408
W_s	Ancho de los sustratos.	55	0.44
d_{mush}	Distancia del parche al borde.	9.8	0.0784
W_B	Ancho de la ranura corbatín.	25	0.2
L_B	Largo de la ranura corbatín.	5	0.04
L_{slot}	Largo rectangular de la ranura.	0.7	0.0056
W_{slot}	Ancho rectangular de la ranura.	7.8	0.0624
W_m	Ancho de la microcinta.	3.2	0.0256
S1	Altura del sustrato S1	1.5	0.012
A1	Altura de la brecha de aire A1	5	0.04
S2	Altura del sustrato S2	0.8	0.0064
A2	Altura de la brecha de aire A2	5	0.04
S3	Altura del sustrato S3	1.5	0.012

5.2. Fabricación de la antena 3

Se realizó en dos iteraciones: en la primera se ha utilizado un laminado con cobre por una cara para grabar la estructura *mushroom* y la lámina reflectora. En la segunda se utilizó un laminado de 0.8 mm con cobre por ambas caras, donde se grabó la microcinta de alimentación por el anverso y la ranura tipo corbatín por el reverso. Las mayores diferencias respecto al diseño son las brechas de aire, perforaciones para espaciadores M3, el plano reflector y la conexión de las vías; en cuanto a la separación de aire entre S1 y S2, se logró una separación de 5.05 mm respecto al requerimiento de diseño de 5 mm, la segunda brecha alcanzó 4 mm utilizando pegamento en el extremo del perno, esto debido a que el vástago del espaciador no es lo suficientemente largo para lograr el requerimiento original de 5 mm. El plano reflector, por su parte, se le rebajó en su lado inferior para evitar colisión con el conector. La conexión de las vías con la tierra, aún cuando han sido cortadas y limadas, presentan irregularidades en la superficie, las cuales no están consideradas en el simulador. La fabricación se ilustra en la figura 5.2. La dimensión más larga de esta antena es $D = 88,66 \text{ mm}$

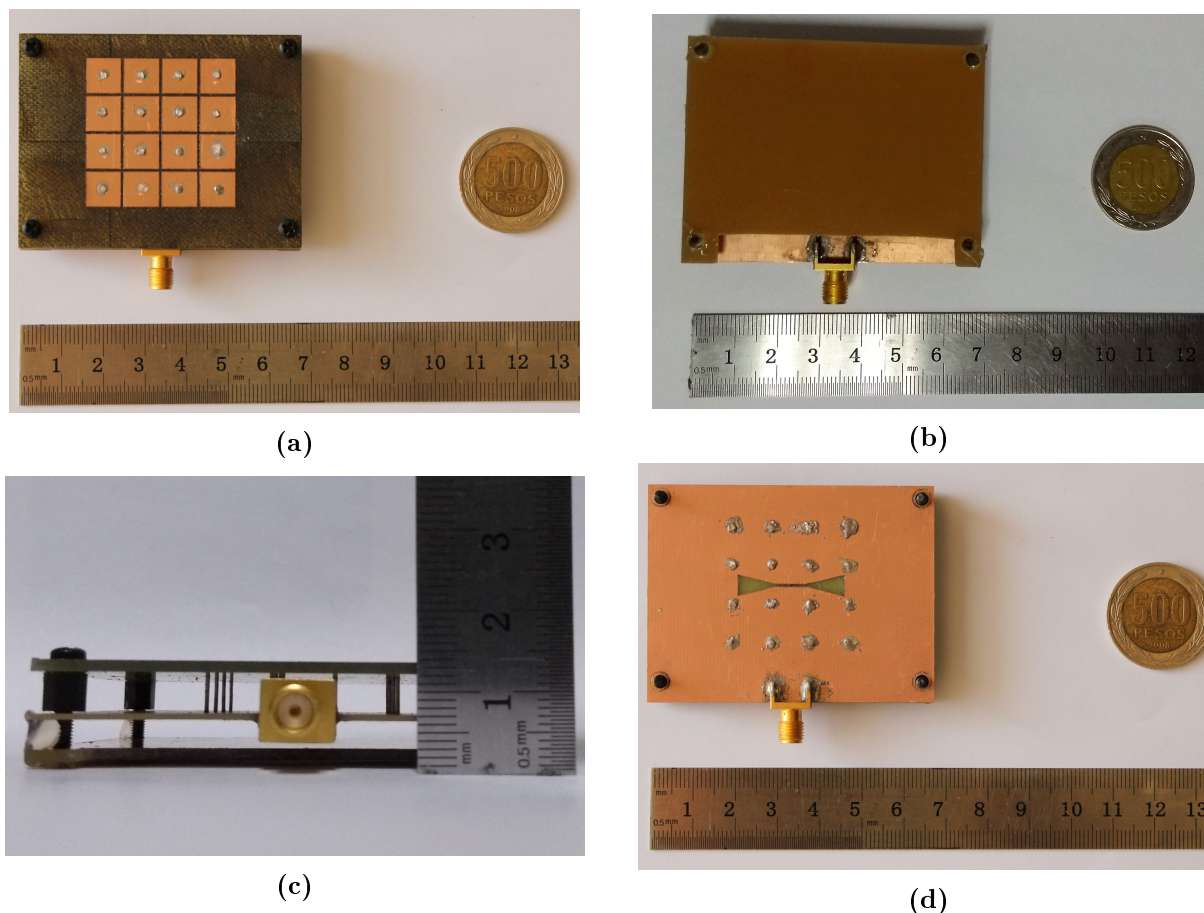


Figura 5.2: Fabricación de antena 3. En (a), vista superior mostrando la estructura tipo *mushroom*. En (b), vista inferior mostrando el reverso del reflector. En (c), vista lateral mostrando las brechas de aire y las vías. En (d), la cara interna al remover el reflector, se observa el plano de tierra con las vías soldadas. Las imágenes cuentan con una regla métrica de 15 cm y una moneda de \$500 pesos chilenos como referencia.

5.3. Resultados de la antena 3

Las mediciones del parámetro de dispersión S_{11} han mostrado un ancho de banda de 606 MHz (29.6 %) desde 1.9 GHz hasta 2.56 GHz¹, hay una resonancia en la simulación que no se manifiesta en la medición en 1.9 GHz. Por otra parte, la eficiencia de radiación alcanza el 82 % en 2.4 GHz, y según la figura 5.3 se mantiene sobre 80 % desde 2.1 GHz hasta 2.6 GHz

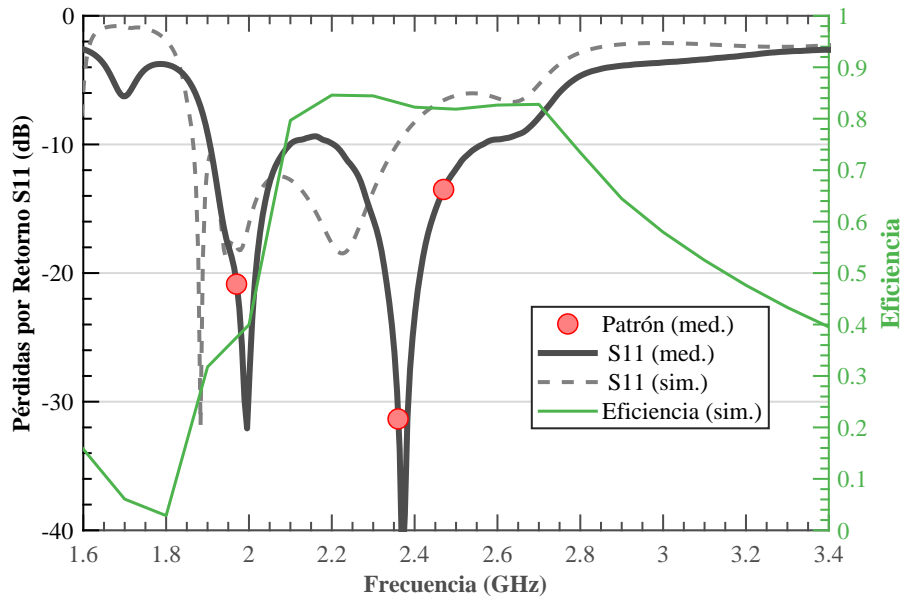
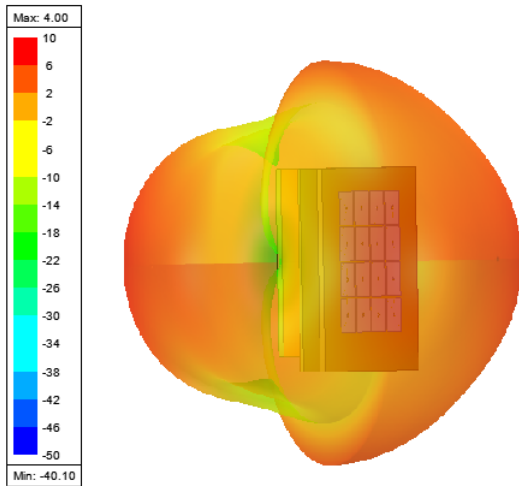


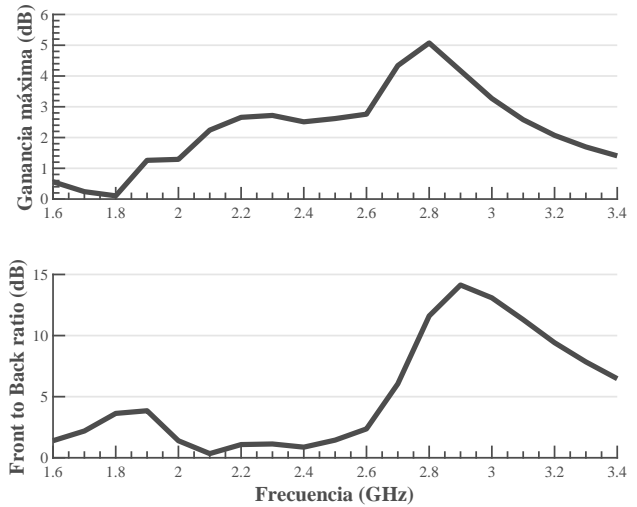
Figura 5.3: Parámetro S_{11} para la antena 3. Los círculos rojos representan puntos de frecuencia en donde se ha medido patrón de radiación.

En cuanto a los patrones de radiación simulados en la figura 5.4, se han resuelto cada 200 MHz desde 1.6 GHz hasta 3.4 GHz para calcular los parámetros de antena; paralelamente, se han calculado para 1.95 GHz y 2.5 GHz para contrastar con las mediciones experimentales. El FTB es bajo 5 dB en toda la banda de resonancia, indicando radiación de espacio completo, como se indica en 5.4a. Las mediciones de patrón de radiación, resumidas en la tabla 5.2 e ilustradas en la figura 5.5, manifiestan nivel de polarización cruzada mayor al predicho, de -17.4 dB y -14.1 dB para 2.4 GHz y 2.5GHz respectivamente, y un HPBW de hasta 30° de diferencia.

¹relajando la cota a -9 dB



(a) Patrón 3D en dB.

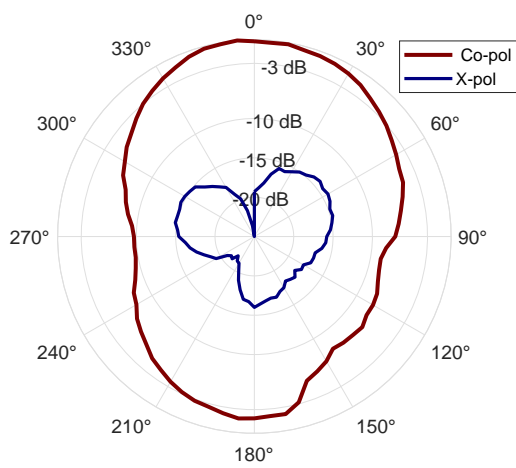


(b) Ganancia máxima en co-pol y *Front to Back ratio*.

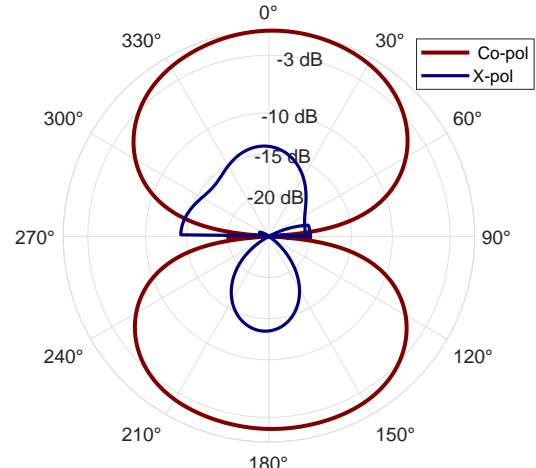
Figura 5.4: Simulaciones de ganancia para la antena 3. En (a), el patrón 3D a 2.4 GHz, superpuesto al modelo de la antena. En (b), parámetros de antena entre 1.6 GHz y 3.4 GHz, calculados con patrones de radiación resueltos cada 200 MHz.

Tabla 5.2: Antena 3. Parámetros de radiación.

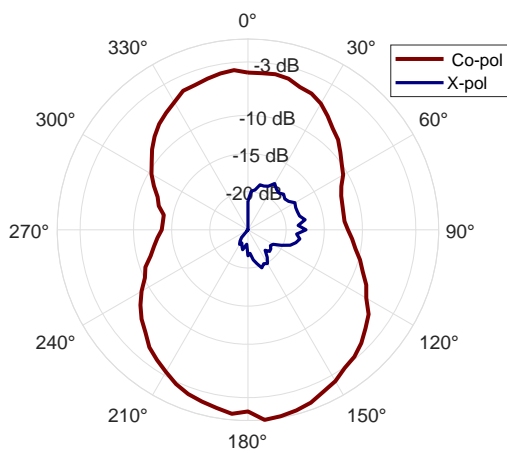
	HPBW med. (Grados)	HPBW sim. (Grados)	Nivel pol. cruz. med. (dB)	Nivel pol. cruz. sim. (dB)	S_{21} máx med. (dB)	$G_{\text{co-pol}}$ máx. sim. (dB)
1.95 GHz	90	94	-14.1	-13.4	-40.5	-4.6
2.4 GHz	65	95	-17.4	-30>	-33.6	4.6
2.5 GHz	65	88	-14.1	-30>	-34	4.5



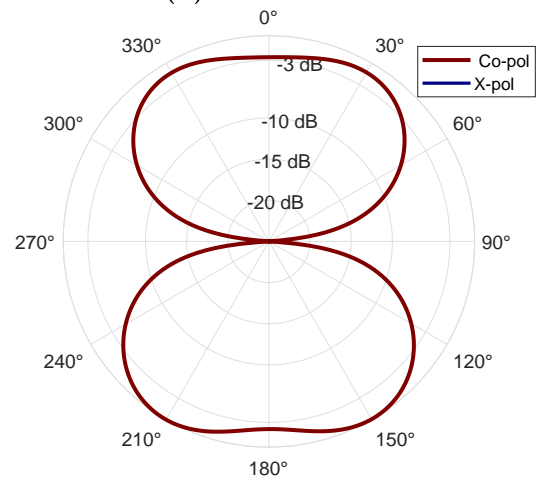
(a) Medición a 1.95 GHz



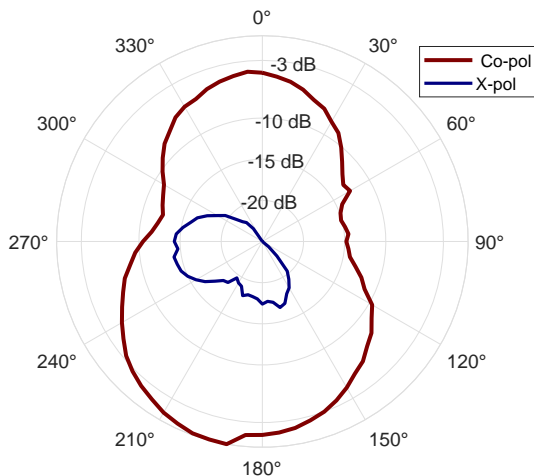
(b) Simulación a 1.95 GHz



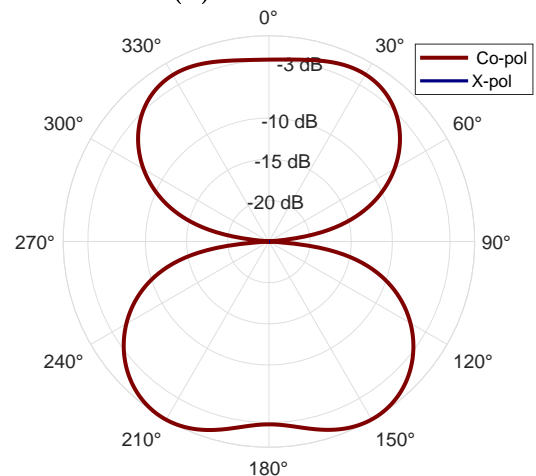
(c) Medición a 2.4 GHz



(d) Simulación a 2.4 GHz



(e) Medición a 2.5 GHz



(f) Simulación a 2.5 GHz

Figura 5.5: Patrones de radiación para la antena 3. La columna izquierda muestra los patrones medidos normalizados al máximo S_{21} , la columna derecha exhibe los patrones de simulación normalizados a la ganancia máxima de la co-polarización. Los trazos *Co-pol* (rojo) representan la co-polarización, los *X-pol* (azul) la polarización cruzada. Los datos están graficados hasta -25 dB en la medición y en la simulación. La polarización cruzada no es visible debido a que está bajo -30 dB respecto a la co-polarización

5.4. Análisis de la antena 3

El primer hecho a analizar es el tamaño de la antena, revisando la tabla de dimensiones 5.1 se puede apreciar que ninguno de los parámetros alcanza $\lambda/2$, es más, la dimensión más larga del corbatín es de apenas $\lambda/5$, cuando una ranura de este tipo se esperaría que resuene a $\lambda/2$. Evidenciando el fenómeno de reducción del tamaño eléctrico o miniaturización por parte de la estructura de metamaterial.

La microcinta de alimentación tiene una dimensión optimizada de 3.2 mm, que bajo condiciones normales tendría una impedancia de 30Ω según el cálculo teórico², sin embargo, la característica S_{11} muestra estar acoplada con bajas reflexiones al puerto de 50Ω por un amplio rango de frecuencias. Esto se justifica por la presencia de vías y parches conectados a tierra en el laminado superior, variaciones en el diámetro de las vías alteran la impedancia vista desde el puerto, haciendo que el medio interno adopte un comportamiento exótico cuya impedancia no depende solamente del grosor de la microcinta, sino que también del diámetro de las vías, alto de la brecha de aire y dimensiones de los sustratos S1 y S2.

En la característica S_{11} , la resonancia no manifestada y el desplazamiento a la derecha de la medición respecto a la simulación son atribuibles a la diferencia de la fabricación con el diseño, considerando el análisis del párrafo anterior, alteraciones geométricas de milímetros en una antena miniaturizada causan un impacto considerable en el comportamiento.

La transmisión S_{21} máxima medida en 1.95 GHz para el patrón de radiación de co-polarización fue muy baja (-40 dB) respecto a los demás puntos de frecuencia, es más, la diferencia con su homónimo en 2.4 GHz es de 6.9 dB, una variación de esta magnitud en una antena cuya ganancia total no supera los 5 dB, permite afirmar la antena tiene comportamiento de resonador en este punto de frecuencia. Esta interpretación explicaría la ganancia negativa en la simulación (fila de 1.95 GHz en la tabla 5.2).

En este caso la estructura de MTM no ha modificado significativamente la propiedad de una antena tipo *slot* de radiar en espacio completo, puesto que los máximos de ganancia en cada polarización se ubican en los extremos frontal y trasero (0° y 180°), mientras que los mínimos se registran en los costados (90° y 270°). Esto se distingue tanto en medición experimental como en simulación.

El laminado inferior S3, dado su reducido tamaño y cercanía con la ranura, actúa como un director de campo puesto que la mayor ganancia obtenida fue hacia atrás. Sin embargo, si se alteran las dimensiones se puede obtener el comportamiento de plano reflector, concentrando la radiación hacia adelante. Esto se validó mediante simulación, cuando el sustrato **S3** se escala a 1.6 veces su tamaño original, es decir, de $51 \text{ mm} \times 55 \text{ mm}$ a $81,6 \text{ mm} \times 88 \text{ mm}$, el lóbulo trasero se atenúa 3.65 dB para alcanzar una ganancia máxima de 5.39 dB en dirección frontal, como se ilustra en la figura 5.6.

²calculada con: <https://www.pasternack.com/t-calculator-microstrip.aspx>

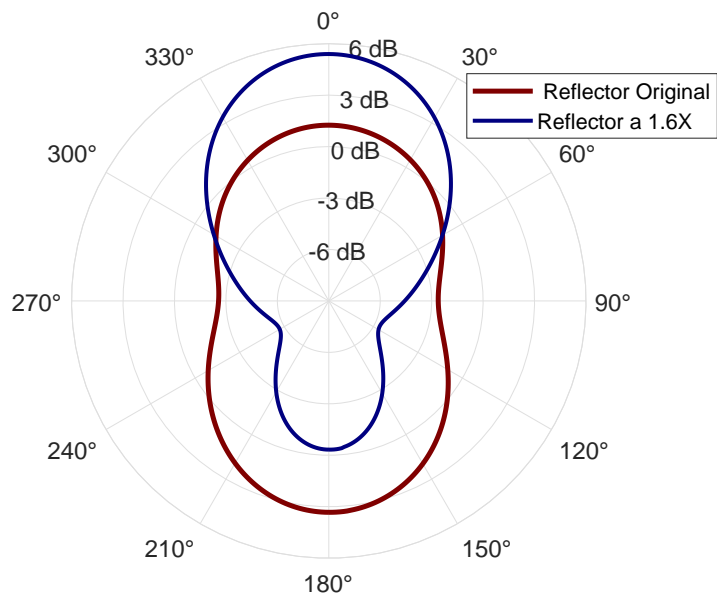


Figura 5.6: Ganancia total para una variante de la antena 3 a 2.4 GHz. Se alcanza radiación frontal al escalar el laminado S3 a 1.6 veces su tamaño.

Finalmente, la antena 3 muestra ser un diseño compacto de gran ancho de banda, con radiación de espacio completo y eficiencia sobre el 80 % en un amplio rango de frecuencias. La tierra de alta impedancia, o *mushroom structure* ha contribuido a miniaturizar una antena de ranura.

Capítulo 6

Discusión

Habiendo revisado las 3 antenas abordadas en este escrito, se vuelve necesario hacer una evaluación crítica de las etapas del trabajo. En este capítulo se discuten aspectos de la metodología. Además, se realiza una comparación del desempeño de cada antena y se elabora sobre sus potenciales aplicaciones.

6.1. Sobre la metodología de trabajo

El periodo de diseño fue el con mayor variabilidad debido a la dificultad de las simulaciones, dado que los tiempos de fabricación y caracterización fueron similares para los 3 dispositivos, de 1 semana y 2 o 3 días. Esto se debe a que cada antena tiene tiempos de resolución distintos, relacionados directamente con la complejidad de la malla adaptativa; en este trabajo la antena 2 mostró tener la malla más densa, y por lo tanto, ser aquella con mayor costo computacional.

Respecto a los resultados de simulación, una forma alternativa a la resolución por barridos discretos para obtener patrones de radiación es utilizar directamente la configuración *Last Adaptive*, esta opción resuelve el patrón de radiación con una malla exclusiva de la frecuencia objetivo. Para corroborar que se las diferencias entre estos métodos no son sustanciales se hizo un contraste de los parámetros de antena calculados para la Antena 1, mediante la opción *compute antenna parameters* de HFSS. Los valores computados se ordenan en la tabla 6.1

Tabla 6.1: Parámetros de la Antena 1 calculados en barrido discreto y *Last Adaptive*.

Parámetro	Discrete Sweep	Last Adaptive
Eficiencia	0.831	0.832
FTB	15.27 dB	14.60 dB
Ganancia <i>peak</i>	9.37 dB	9.21 dB

En cuanto a la fabricación, las geometrías grabadas por la máquinas de prototipado mostraron ser precisas a órdenes micrométricos, sin embargo, las mayores diferencias respecto al diseño fueron debido al soldado y ensamblado. Una solución propuesta a esta problemática es la elaboración de numerosas copias de un prototipo, y luego de la caracterización elegir entre el mejor candidato, sin embargo, exige un tiempo considerable por cada copia. Por otro lado, los laminados después de ser perforados suelen deformarse, estas deformaciones se traducen en brechas de aire heterogéneas cuando los espaciadores son del mismo alto. Esto podría solucionarse utilizando más espaciadores, y ajustar sus alturas al valor que garantice separación homogénea entre los laminados.

Respecto al espesor de los laminados utilizados, estos tienen un valor nominal de 1.5 mm y 0.8 mm, independiente de si el recubrimiento de cobre de $35 \mu\text{m}$ es por una o ambas caras. Asimismo, en la práctica se han medido diferencias de la altura nominal de hasta 0.05 mm antes de fabricar, y rebajes superiores a los $35 \mu\text{m}$ después del grabado láser. Lo antes mencionado introduce variabilidad en los resultados medidos respecto a lo simulado, una solución practicada en este trabajo ha sido realizar análisis de sensibilidad sobre la altura del sustrato en pasos de 0.01 mm, con el fin de incluir los posibles escenarios de fabricación en la simulación.

Referido a la caracterización, el lugar donde se han realizado los experimentos constituye un ambiente ecoico, es decir, que tiene superficies de baja permeabilidad, generando múltiples ecos electromagnéticos ante un estímulo. Un ambiente ecoico, por su naturaleza distorsiona y aberra las mediciones de parámetros de dispersión, para mejorar resultados de este tipo se proponen tres soluciones: 1) Realizar mediciones en exterior, un espacio abierto podría atenuar las reflexiones en obstáculos según el factor de pérdidas por espacio libre hasta el piso de ruido del instrumento. 2) Realizar mediciones en cámara anecoica de RF, constituye la solución idónea al problema, puesto que suprime las reflexiones en todo el espacio. 3) Caracterizar un ambiente ecoico para corregir mediciones, en [32] se propone una metodología para mejorar las mediciones de un ambiente ecoico.

Las mediciones de transmisión S_{21} han mostrado ser un parámetro que varía coherentemente con las simulaciones de cada polarización en su representación normalizada, no obstante, obtener la ganancia absoluta a partir de esta lectura con la ecuación de Friis se torna un problema con ambigüedades por 2 razones principales: 1) El montaje experimental, en su calidad de *desmontable*, no garantiza que en cada despliegue y calibración se obtenga exactamente la misma lectura y 2), algunos factores de la ecuación de Friis como las eficiencias, ganancia de la *probe antenna* y PLF no están disponibles y su obtención experimental requiere equipamiento de mayor precisión. Estos factores introducen errores que no permiten calcular la ganancia con exactitud. De todas formas, se realizó una estimación de la ganancia a través de la ecuación de Friis, completando términos faltantes con un cálculo teórico de las pérdidas de espacio libre y parámetros de simulación, siendo estos la ganancia y eficiencia tanto de la AUT como la *probe antenna*. Los valores fijos utilizados son: Pérdidas de espacio libre a 2.4 GHz de 40.04 dB, una ganancia y eficiencia de la *probe antenna* de 3.7 dB y 60 % respectivamente. La estimación calculada se contrasta contra el valor de simulación en la tabla 6.2.

Tabla 6.2: Estimación de la ganancia por medio de la ecuación de Friis.

f: 2.4 GHz	Pérdidas por Eficiencia (dB)	Medición S21 (dB)	Simulación Ganancia (dB)	Estimación por Friis (dB)
Antena 1	-0.8	-31.5	9.6	9.24
Antena 2	-0.5	-35.5	4.77	5.54
Antena 3	-0.86	-33.6	4.6	7.08

Por otro lado, se verificó la consistencia de la medición de S_{11} al comparar las mediciones de ambos analizadores. En las primeras antenas, las lecturas se tomaron con un cable defectuoso, que moduló una onda estacionaria sobre las curvas, sin embargo, al superponer los trazos con aquellos obtenidos con el instrumento de Cerro Calán se comprobó que las envolventes están alineadas y la medición es por lo tanto, consistente. Para la antena 3 ya se había reemplazado el cable, por lo que el efecto es aún más evidente. La comparación se muestra en la figura 6.1.

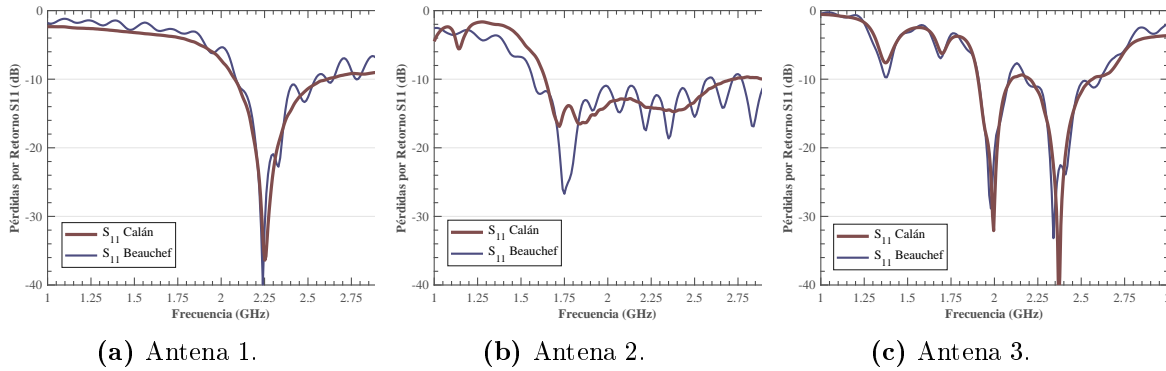


Figura 6.1: Medición de S_{11} en instrumentos de Cerro Calán y Beauchef.

6.2. Sobre las antenas 1, 2 y 3

En la tabla 6.3 se han ordenado figuras de mérito de las antenas revisadas con el fin de comparar su desempeño en 2.4 GHz, incluyendo también la dimensión de mayor longitud D en tamaño eléctrico. La antena 2 muestra ser el candidato con mejores prestaciones, debido a su alta ganancia total, su eficiencia del 89.3 %, su excepcional ancho de banda fraccional del 107.12 % y su recepción en doble polarización. Las antenas 1 y 3 por su parte, por tener bajos niveles de polarización cruzada, su ganancia máxima total es aproximadamente aquella de la co-polarización.

Es importante destacar que al tener comportamiento de doble polarización (*dual-pol*), la ganancia de cada una contribuyen a la ganancia total, por lo tanto, al formar un enlace con una antena de polarización lineal no se explota la ganancia total de la antena, sino la de una polarización en particular, o una combinación lineal de ambas en caso de presentar inclinación.

Tabla 6.3: Comparación de antenas fabricadas a 2.4 GHz.

f: 2.4 GHz	Gmax sim. (dB)	Eficiencia (%)	Ancho de banda (%)	HPBW (Grados)	Nivel pol. cruz. (dB)	D (λ)
Antena 1	9.6	78	49.2	65°	-21.2	1.5
Antena 2	9.1	89.3	107.1	85°	-5.1	1.1
Antena 3	4	82	29.6	60°	-17.4	0.6

Aún cuando las mediciones son mejorables, los resultados de S_{11} y patrones de radiación han permitido obtener resultados que se corresponden con las simulaciones, suficientes para validar los comportamientos predichos, principalmente a través de las figuras de mérito. La antena 2 en particular, presenta diferencias considerables entre la simulación y la fabricación por razones ya comentadas, no obstante, su desempeño es destacable.

En cuanto a los materiales utilizados, los laminados de FR4 son sustratos de uso general y tienen una tangente de pérdida de 0.018 ($\tan \delta$), este valor es alto respecto a sus pares de aplicación específica en RF como por ejemplo el RO4003C, con $\tan \delta = 0,0027$ [33], un orden de magnitud de diferencia. Un diseño en base a sustratos de aplicación específica podría mejorar considerablemente la eficiencia de radiación de las antenas, se estima que superarían el 90 % de eficiencia.

Debido a sus ganancias totales sobre 3 dB, altas eficiencias, gran ancho de banda y tamaño eléctrico cercano a λ , los diseños presentados son de gran versatilidad para numerosas aplicaciones en telecomunicaciones, investigación y monitoreo. En otras palabras, los diseños heredan todas las ventajas del uso de antenas de microcinta.

La integración con electrónica se ve favorecida en antenas de media área, como es en el caso de las antenas 1 y 2. Puesto que el lóbulo trasero puede ser aprovechado para posicionar componentes sensibles. La antena 2 en particular, por su característica de doble polarización, es candidato idóneo para la detección de señales, dado que es capaz de formar un enlace con otro dispositivo independiente de su polarización y orientación. Por otro lado, la miniaturización lograda en la antena 3, permite aplicaciones en espacios compactos, como instrumentos de monitoreo y sistemas autónomos.

Conclusión

Se han diseñado, fabricado y caracterizado 3 antenas basadas en estructuras de metamateriales, operando en la banda de 2.4 GHz con un ancho de banda fraccional de 49.28 %, 107.12 % y 29.6 % respectivamente. Las simulaciones muestran predecir de buena manera el comportamiento real de estos dispositivos.

Las estructuras de metamaterial utilizadas exhibieron propiedades novedosas como el gran ancho de banda, y en particular: se logró un direccionamiento del haz para la primera antena, en la segunda lograr que un resonador radíe y en la tercera, reducción del tamaño eléctrico.

La metodología propuesta brinda un entendimiento sistémico a este tipo de antenas que, aplicada en otra banda y junto a un catálogo más amplio de sustratos, sería posible explorar otras aplicaciones.

Los resultados experimentales muestran discrepancias con la simulación en el parámetro S_{11} , no obstante, son una buena aproximación al escenario simulado puesto que, es posible obtener figuras de mérito de una antena con precisión suficiente para discriminar comportamientos novedosos.

Para aplicaciones de la industria, integración con otros dispositivos y detección de múltiples bandas, se concluye que la antena 2 es el mejor candidato por sobresalir frente a sus pares en todas las figuras de mérito, además de lograr radiación en ambas polarizaciones.

Con este documento como antecedente, se propone como trabajo futuro lo siguiente: utilizar la metodología propuesta para actividades docentes, utilizar los diseños propuestos como base para proyectos en 5.8 GHz, explorar nuevas aplicaciones y la integración de estructuras de metamateriales en arreglos de antenas. Se propone además, diseñar un sistema de control remoto para el VNA del campus Beauchef a través de la interfaz GPIB o serial, para sincronizarlo con sistemas autónomos de medición.

Bibliografía

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 4° edición, 2016.
- [2] C. Peixeiro, *Microstrip Antenna Papers in the IEEE Transactions on Antennas and Propagation [EurAAP Corner]*, in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 54, no. 1, pp. 264-268, Feb. 2012. doi: 10.1109/MAP.2012.6202561
- [3] A. Alù, *Mantle Cloak: Invisibility Induced by a Surface*, Physical Review B, Vol. 80, No. 24, 245115 (5 pages), December 21, 2009
- [4] C.A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2° edición, 2012.
- [5] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill, 4° edición, 2007.
- [6] J. D. Kraus, *Antennas*. New Delhi: McGraw-Hill, 2° edición, 1988.
- [7] P.J. Bevelacqua. *Antenna Theory*. 2009-2016. [Online]. Available: <http://www.antenna-theory.com/>
- [8] IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas, in *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)* , vol., no., pp.1-50, March 6 2014
- [9] David M. Pozar, *Microwave Engineering*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 4° edición, 2012.
- [10] H. Johnson, *Why 50 Ohms?*. EDN magazine, 2000. [Online]. Available: <http://www.sigcon.com/Pubs/edn/why50.htm>
- [11] Norhudah Seman and Marek E. Bialkowski, *Microstrip-Slot Transition and Its Applications in Multilayer Microwave Circuits*, Passive Microwave Components and Antennas, Vitaliy Zhurbenko (Ed.), ISBN: 978-953-307-083-4, InTech, 2010
- [12] IEEE Standard Test Procedures for Antennas, in *ANSI/IEEE Std 149-1979* , vol., no., pp.1-, 1979 doi: 10.1109/IEEESTD.1979.120310
- [13] Masters, Gregory F., and Stuart F. Gregson. *Coordinate system plotting for antenna measurements*. AMTA Annual Meeting & Symposium. 2007.

- [14] Veselago, Viktor G. *The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ* . Soviet physics uspekhi. 1968.
- [15] Eleftheriades, George V., and Keith G. Balmain. *Negative-refraction metamaterials: fundamental principles and applications*. John Wiley & Sons, 2005.
- [16] Y. Dong and T. Itoh, *Metamaterial-Based Antennas*, in Proceedings of the IEEE, vol. 100, no. 7, pp. 2271-2285, July 2012. doi: 10.1109/JPROC.2012.2187631
- [17] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. J., & Ittipiboon, A. *Microstrip antenna design handbook*. Artech house, 2001.
- [18] Smith, David R., John B. Pendry, and Mike CK Wiltshire. *Metamaterials and negative refractive index*. Science 305.5685 (2004): 788-792.
- [19] W. Liu, Z. N. Chen and X. Qing, *Metamaterial-Based Low-Profile Broadband Mushroom Antenna*, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 3, pp. 1165-1172, March 2014. doi: 10.1109/TAP.2013.2293788
- [20] J. D. Baena et al., *Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines*, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 4, pp. 1451-1461, April 2005. doi: 10.1109/TMTT.2005.845211
- [21] Huseyin Akcelik, Yilmaz Durna, Safak Saraydemir, Hasan Kocer, *Measurement of a metamaterial antenna angular power reception performance utilizing Software Defined Radio*, AEU - International Journal of Electronics and Communications, Volume 75, 2017, Pages 91-97, ISSN 1434-8411, <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2017.03.013>.
- [22] W. Sadowski and C. Peixeiro, *Microstrip patch antenna for a GSM 1800 base station*, 12th International Conference on Microwaves and Radar. MIKON-98. Conference Proceedings (IEEE Cat. No.98EX195), Krakow, 1998, pp. 409-413 vol.2. doi: 10.1109/MIKON.1998.740813
- [23] W. Yang, J. Zhou, Z. Yu and L. Li, *Single-Fed Low Profile Broadband Circularly Polarized Stacked Patch Antenna*, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 10, pp. 5406-5410, Oct. 2014. doi: 10.1109/TAP.2014.2344657
- [24] R. K. Chaudhary, G. K. Singh, K. V. Srivastava and A. Biswas, *Coaxial fed half-split multilayer cylindrical dielectric resonator antenna for wideband applications*, 2011 41st European Microwave Conference, Manchester, 2011, pp. 1015-1018. doi: 10.23919/EuMC.2011.6101716
- [25] F. H. Lin and Z. N. Chen, *Low-Profile Wideband Metasurface Antennas Using Characteristic Mode Analysis*, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 4, pp. 1706-1713, April 2017.
- [26] J. Liu, Y. Cheng, Y. Nie, R. Gong, *Metamaterial extends microstrip antenna*, Microwaves & RF magazine. [Online]. Available: <http://www.mwrf.com/passive-components/>

- [27] H. Kang and S. O. Park, *Mushroom meta-material based substrate integrated waveguide cavity backed slot antenna with broadband and reduced back radiation*, in IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 10, no. 14, pp. 1598-1603, 11 19 2016. doi: 10.1049/iet-map.2016.0056
- [28] Kingston Technology, *DDR4 Overview*, 2018. [Online]. Available: <https://www.kingston.com/us/memory/ddr4>
- [29] A. Baxter, *SSD vs HDD*, Storage Review magazine, 2018.[Online]. Available: http://www.storagereview.com/ssd_vs_hdd
- [30] ETS-Lindgren, *RF absorbers. Flat laminate absorber*, Flat laminate absorber datasheet, 2018. [Online]. Available: <http://www.ets-lindgren.com/datasheet/absorber/rf-microwave-absorbers/rf-absorbers/1006/100605>
- [31] Agilent, *ENA-L RF Network Analyzers*, E5061A, 300 hHz to 1.5 GHz, E5062A, 300 hHz to 3 GHz datasheet. 2012.
- [32] M. Spirlet, C. Geuzaine and V. Beauvois, *Experimental Correction of Radiation Patterns Between Electromagnetic Environments*, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 3, pp. 1330-1338, March 2017. doi: 10.1109/TAP.2017.2657507
- [33] Rogers Corporation, *RO4000 Series, High Frequency Circuit Materials*, RO4000 Series datasheet, 2018. [Online]. Available: <http://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-Sheet.pdf>

Anexo A

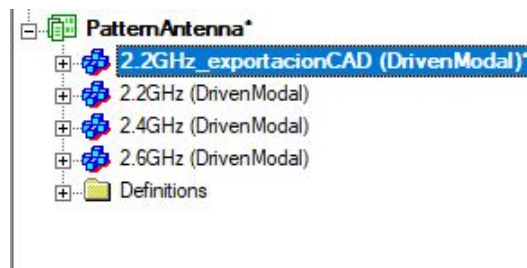
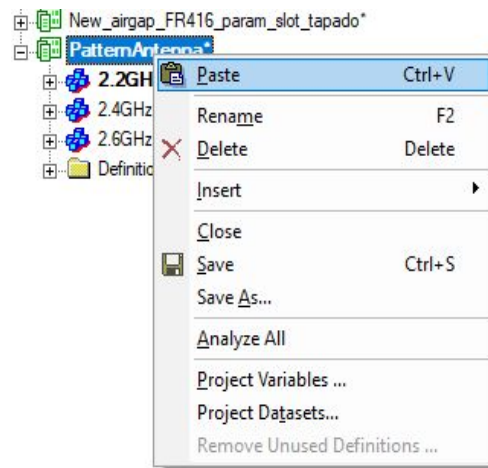
Exportación de archivos HFSS

(Ver páginas siguientes)

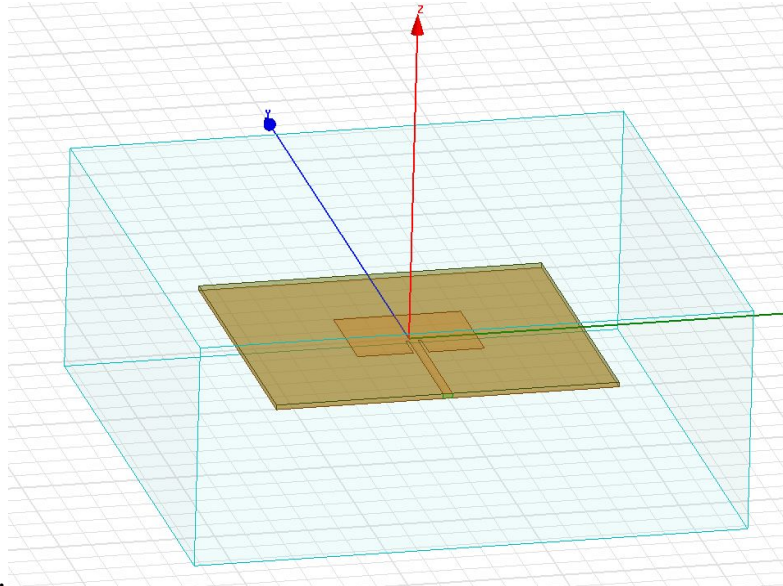
Exportación de Archivos DXF en ANSOFT HFSS

La exportación de archivos CAD desde HFSS 15.0 es una función útil para el proceso de manufactura, pues permite trabajar el diseño en otro software sin necesidad de dibujarlo nuevamente, sin embargo, esta opción tiene una limitación importante: sólo exporta los contornos contenidos en el plano X-Y cuando $Z=0$ en el sistema coordenado global; con esto en consideración es necesario acondicionar el modelo en HFSS, en esta sección se propone una guía instructiva para realizar el proceso en antenas tipo parche.

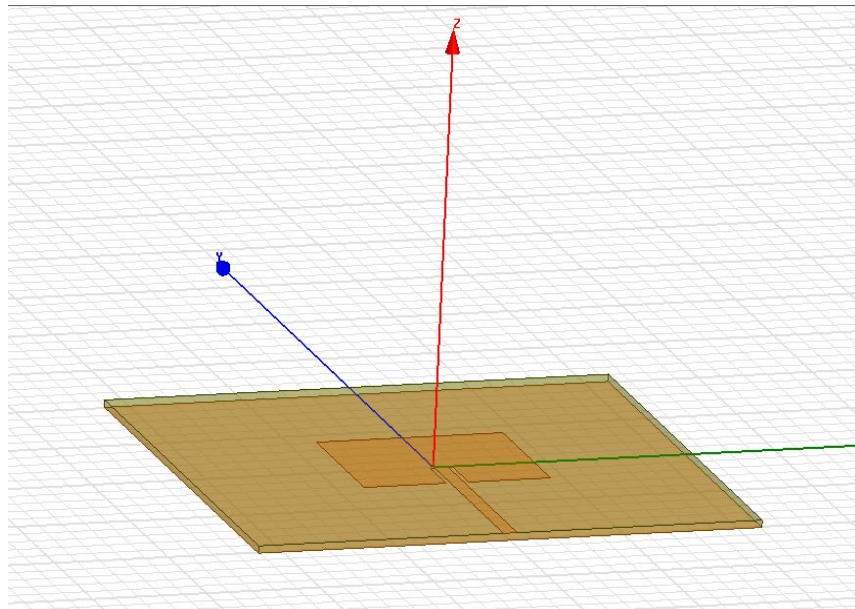
1. Realizar una copia del modelo por cada capa que se desee exportar, para esto se debe seleccionar el modelo con Click Derecho > Copy, y luego pegar en el mismo proyecto con Click Derecho > Paste, usando un nombre apropiado para trabajar el modelo.



2. En este caso sólo se exporta una capa CAD, si se tuvieran más capas, se debe trabajar iterativamente sobre estos pasos. El siguiente paso es eliminar todas las configuraciones del procesamiento electromagnético; esto comprende la caja de aire, Waveports, Lumped Ports, Setups, Results, etc. Dejando solamente la capa de interés y su geometría real.



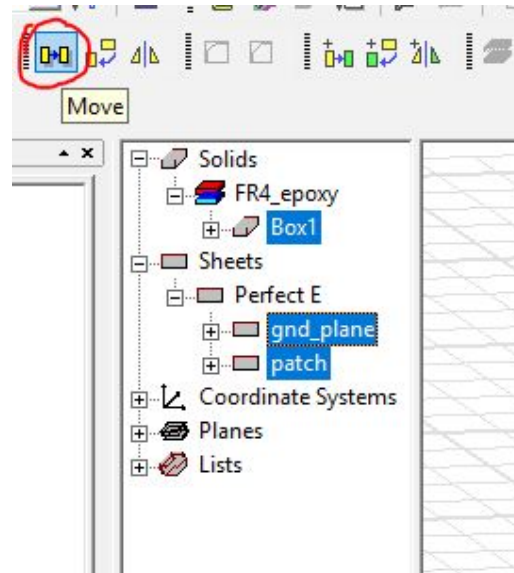
Antena parche antes del acondicionamiento.



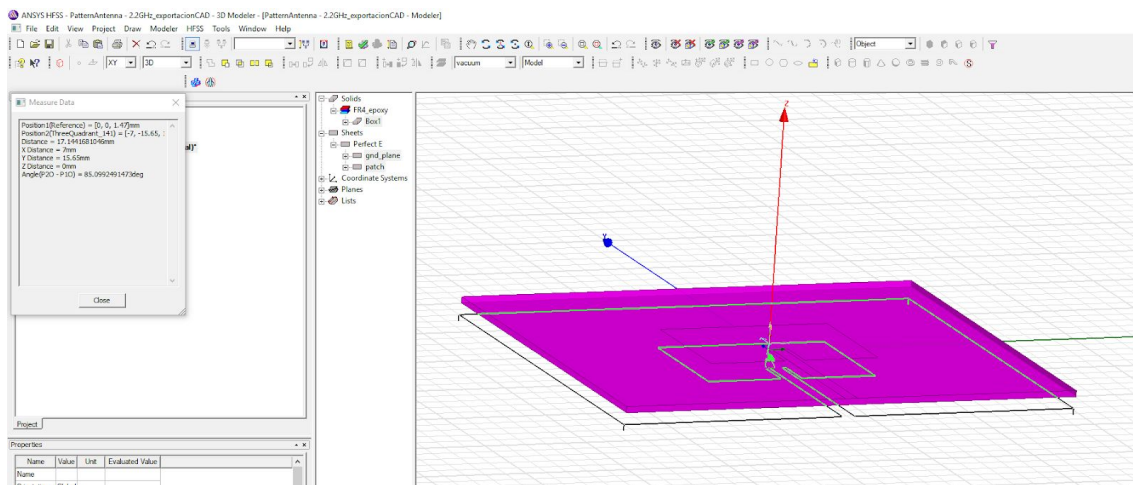
Antena parche acondicionada, sin caja de aire ni lumped port.

3. Ubicar el corte de interés en $Z=0$ del sistema coordenado global, en el ejemplo mostrado la antena está trazada sobre el plano XY, por lo que sólo bastará hacer una traslación vertical para ubicar el parche en $Z=0$, para esto se seleccionan los

elementos que componen la estructuras, siendo estos cuerpos 3D y hojas, y se usa la función "move".



Acá se puede trasladar libremente el cuerpo, pero para asegurar que el parche esté en Z=0 se debe definir el vector de movimiento en el cuadro de diálogo que aparece al completar la traslación a mano alzada.



Properties: PatternAntenna - 2.2GHz_exportacionCAD - Modeler

Command		Attribute	
Name	Value	Unit	
Command	Move		
Coordinate Sys...	Global		
Move Vector	0,0,-subsh	mm	
Suppress Com...	<input type="checkbox"/>		

Acá se fija con exactitud que el desplazamiento será nulo en el plano XY y la altura del sustrato en el eje Z.

4. Finalmente se debe realizar la exportación usando la barra de tareas *Modeler* > *Export* y seleccionar el tipo de archivo "AutoCAD DXF files (*.dxf)"

Anexo B

Prototipado con máquinas LPKF

(Ver páginas siguientes)


Instructivo de fabricación de PCBs

Introducción

El presente documento pretende dar al operador un recordatorio de los pasos que se deben seguir en la manufactura de prototipos en la estación de trabajo del taller mecánico del observatorio astronómico nacional. Se recomienda usar después de haber sido instruido(a) en la operación de las máquinas.

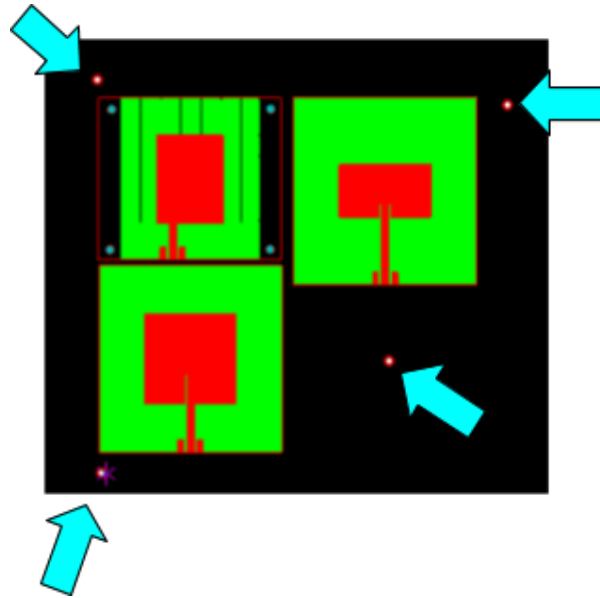
1. **Encender máquinas**, luego abrir los programas del fabricante LPKF utilizando el template “*Protolaser double sided no thp*”.

4Layer_ProConduct.cbf	PCB with four predefined layers, prepared for ProConduct process.
4Layer_ProConduct_MultiPressS.cbf	PCB with four predefined layers, prepared for ProConduct, MultiPress S process.
4Layer_ProConduct_MultiPressS_DoubleCore.cbf	PCB with four predefined layers, double core, prepared for ProConduct, MultiP
4Layer_GalvanicTHP.cbf	PCB with four predefined layers, prepared for galvanic THP process.
6Layer.cbf	PCB with six predefined layers.
6Layer_MultiPressS.cbf	PCB with six predefined layers, MultiPress S process.
8Layer.cbf	PCB with eight predefined layers.
8Layer_MultiPressS.cbf	PCB with eight predefined layers, MultiPress S process.
25D_Bottom.cbf	Template for 2.5D operations on bottom side that are completely processed with
25D_Top.cbf	Template for 2.5D operations on top side that are completely processed witho
25D_Double.cbf	Template for 2.5D operations on both sides that are completely processed with
Stencil QR 266x380.cbf	Stencil for ProtoPrint
Stencil QR 266x380 short.cbf	Stencil for ProtoPrint short version
Protolaser - ProtoMat - DoubleSided - NoTHP.cbf	PCB with predefined Top and Bottom layers, without THP using a ProtoMat an


2. **Importar archivos Gerber** haciendo click en el ícono , comúnmente se necesitan 4 archivos y a cada uno se le debe asignar una función, las asignaciones deben ser las siguientes:
 - a. “.TXT” > *Drill Unplated*
 - b. “.GM1” > *Board Outline*
 - c. “.GTL” > *Top Layer*
 - d. “.GBL” > *Bottom Layer*

Import	File Name	Format	Aperture/Tool List	Layer/Template	Size/Format
<input checked="" type="checkbox"/>	PCB_Ant2.GBL	GerberX	PCB_Ant2.GBL	BottomLayer	81,955 x 84,426 mm
<input checked="" type="checkbox"/>	PCB_Ant2.GM1	GerberX	PCB_Ant2.GM1	BoardOutline	81,955 x 84,426 mm
<input checked="" type="checkbox"/>	PCB_Ant2.GTL	GerberX	PCB_Ant2.GTL	TopLayer	81,955 x 84,426 mm
<input checked="" type="checkbox"/>	PCB_Ant2.TXT	Excellon	PCB_Ant2.TXT	DrillUnplated	75,255 x 65,476 mm

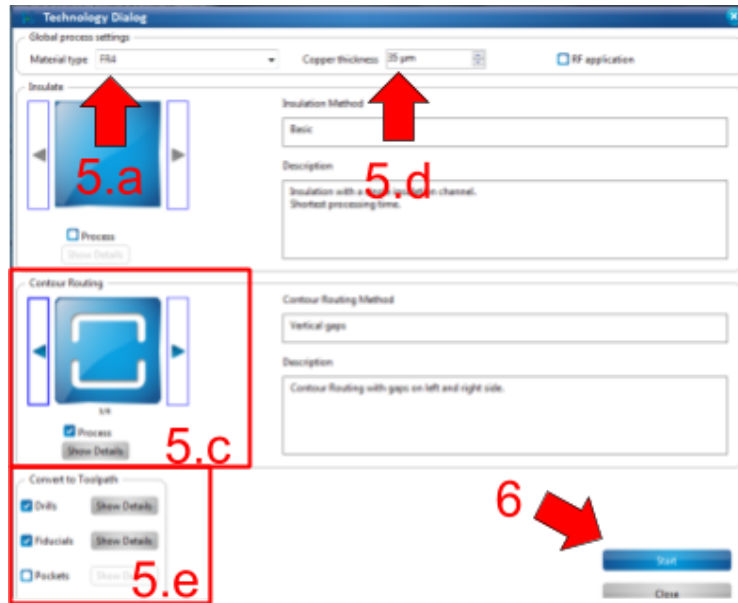
3. **Ubicar fiduciales**, los fiduciales son instrucciones para referenciar el prototipo físicamente, se recomienda ubicar en forma asimétrica para evitar confusiones.



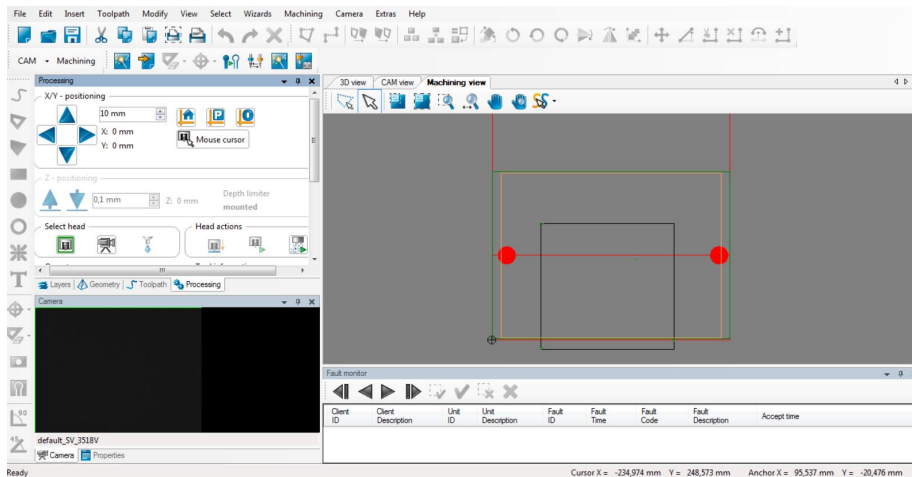
4. **Guardar PM y PL**, se guarda el proyecto dos veces, uno para procesar en el software de la prototipadora láser y otro para la mecánica, se recomienda nombrar los archivos usando la convención “PM” para el *software* de la mecánica (LKPF Circuit Pro PM 2.1), y “PL” para el *software* de la láser (LPKF Circuit Pro PL 2.0). Los archivos usan extensión “.cbf”. Se recomienda guardar el archivo PL en primer lugar, para seguir procesando el archivo PM en el segundo guardado.

5. **Technology Dialog**, hacer click en  para configurar el material según lo siguiente:
- Material type* > FR4 (esta opción depende del material a usar)
 - Insulate* > Laser (en el archivo PL)
 - Contour routing* > 3/6 (se recomienda por ser el más fácil de limar)
 - copper thickness* > 35 um (depende del material a usar)
 - En el recuadro *Convert to toolpath* se debe desmarcar la casilla *Pockets* y marcar el resto.

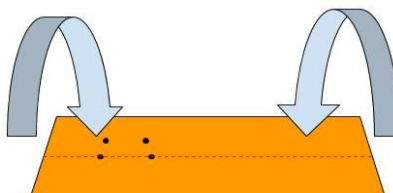
6. Presionar **Start**



- 7. Placement**, Ubicar la cámara en una esquina de la placa y calzar con la opción *machining > placement*



- 8. Fabricar**, presionar *process all > Play > Drill Fiducial*. Los fiduciales se perforan en la *bottom layer*. Cuando el programa arroja el mensaje *Flip Material Remover* el laminado y procesarlo en la grabadora láser. El laminado se debe girar “hacia adelante” según la siguiente figura.




9. **Procesar el archivo PL**, abrirlo con el programa LPKF Circuit Pro PL 2.0 y seleccionar la opción *Toolpath*.

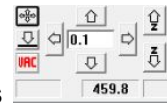
- a. Seleccionar *Laser Insulate > Start*
- b. Seleccionar *Drill data & Fiducials*, y en las casillas marcar solamente *Fiducials*.

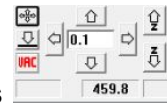


10. **Exportar como archivo LMD**, Seleccionar la opción *Export> Export LMD*

11. **Importar LMD**, En el computador de operación de la grabadora láser, abrir el *software* LPKF Circuit Master 1.1, luego presionar *import LMD* (Elegir material)

12. **Grabar Top Layer**, seleccionar *Edit > Phases > Multiselection (Enabled)*, y marcar las opciones relacionadas al *top layer*.

- a. El proyecto se mueve mover haciendo click en 



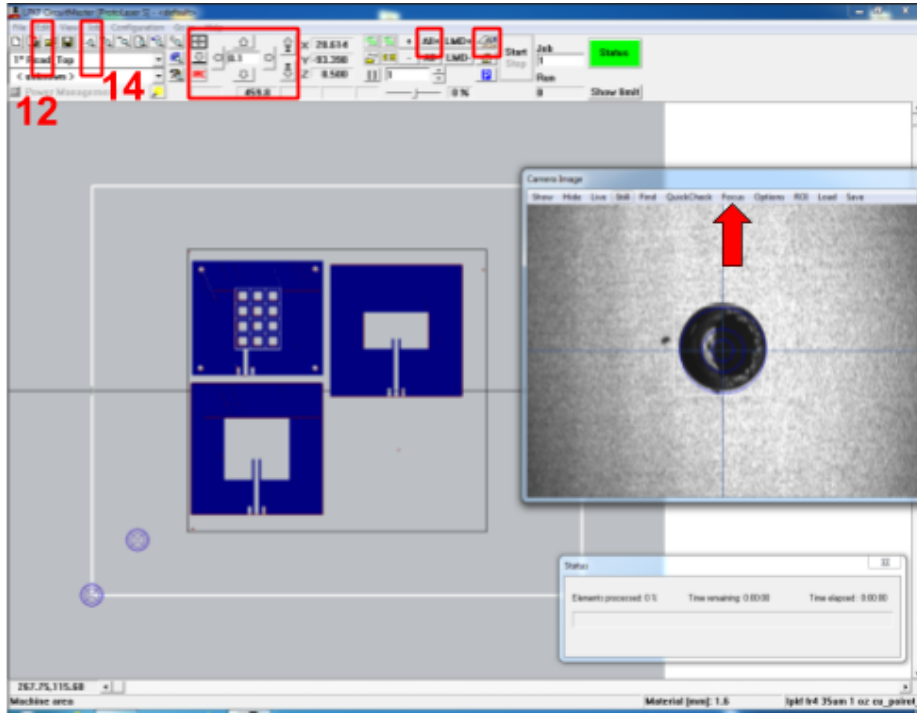
- b. mientras que la cámara se puede mover usando los comandos 
- c. el láser se puede encender presionando  (útil para saber dónde está enfocando la cámara)
- d. El laminado se puede montar/ desmontar moviendo la bandeja hacia adelante, presionando 

13. **read top**, ubicar fiduciales, en la interfaz de la cámara se recomienda modificar el foco a 8.5, y partir ubicando el fiducial de la esquina superior derecha.

14. Seleccionar *job>mat size> thickness: 1.5*

15. **Fabricar**, seleccionando *All+>start*.

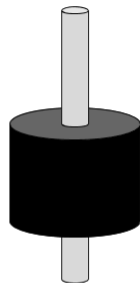
16. Para grabar *Bottom layer*, repetir desde el paso 11, usando esta vez las opciones de *bottom layer*.



Nota: En la rutina del grabado láser, el programa solicita al operador ubicar fiduciales, luego comienza el tiempo de calentamiento (10min).

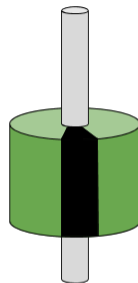
Nota 2: La convención para la utilización de herramientas es la ilustrada a continuación.

Herramienta marcada en todo el cuerpo



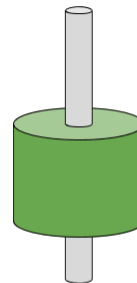
Desgastada,
No usar.

Herramienta marcada con una línea en el cuerpo



Con vida útil.
En uso

Herramienta sin marcas



Nueva.
No usar.
Avisar al encargado si no hay herramientas con una marca.



Herramientas disponibles

Anexo C

Calibración de VNA Agilent E5062A

(Ver páginas siguientes)



Calibración de 2 puertos en VNA Agilent E5062A

Autor: Sebastián Sepúlveda V.

Un analizador vectorial de redes (VNA en inglés) es un equipo capaz de caracterizar la matriz de dispersión de un elemento de hasta N-puertos en un rango de frecuencias determinado por el fabricante. El detalle de funcionamiento se puede consultar en la sección 4.3 de Pozar.

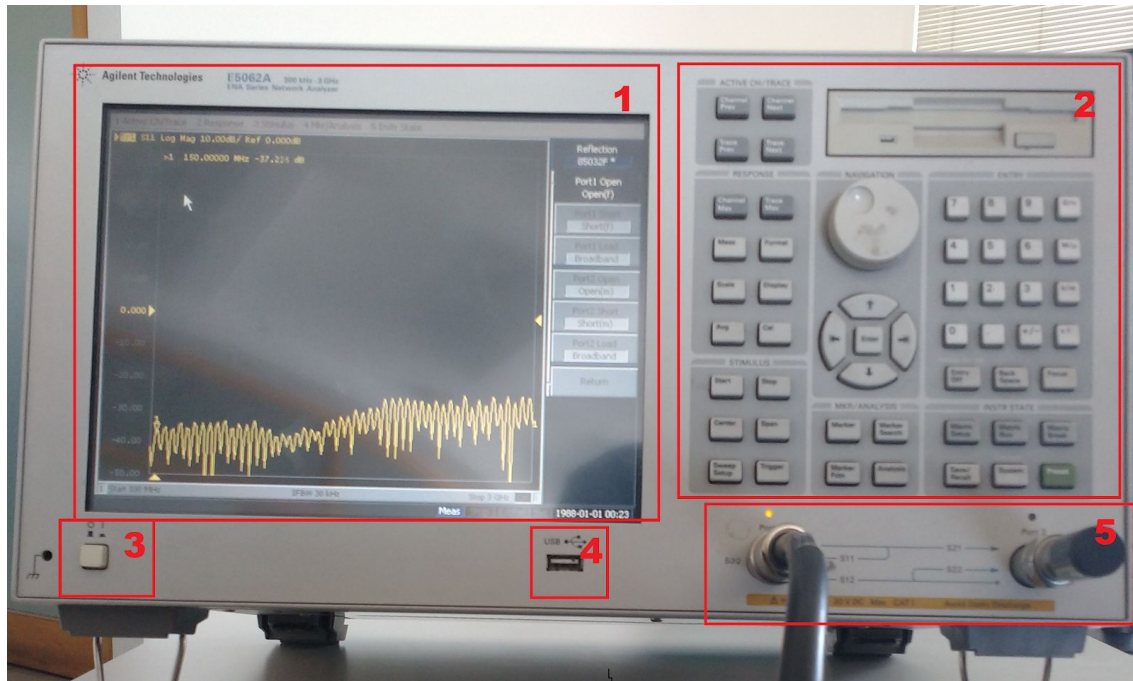


Figura 1. Analizador vectorial de redes Agilent E5062A : 1) Pantalla táctil, 2) Botonera de configuración, 3) Botón de Encendido/Apagado, 4) Puerto USB, 5) Puertos de medición 1 y 2.

El equipo en cuestión es un Agilent E5062A, cuyo software de análisis corre sobre el sistema operativo Windows 2000, por lo que el encendido y apagado es análogo al de un computador de escritorio. Para lograr una medición precisa, es necesario calibrar el equipo cada vez que se encienda. A continuación se describe con capturas de pantalla el procedimiento seguido para calibrar el equipo:

1. Luego de encender el equipo, se conectan los cables y adaptadores que sean necesarios para aproximarse al elemento a medir. En los casos estudiados bastó con usar un cable tipo N para el puerto 1 y un adaptador APC 3.5 para el segundo puerto.
2. La pantalla del equipo debería verse como en la figura de abajo. En la botonera del sector derecho se ubica el menú principal del equipo, previo a la calibración se ajusta el **formato de medición** y el **rango de frecuencias** (*span*)



Figura 2. Menú principal del software de análisis del VNA

Para lo primero se oprimen los botones *Format>Log Mag* para representar los parámetros S en magnitud logarítmica, cuya unidad de medida es el decibel (dB).

3. Para lo segundo, se oprime el botón *Stimulus* para entrar al submenú del rango de frecuencias, es posible definirlo mediante una frecuencia de partida y una de corte con los botones *Start* y *Stop*, o mediante una frecuencia central y un rango con los botones *Center* y *Span* respectivamente.



Figura 3. Submenú Stimulus



4. Habiendo configurado el estímulo y el formato se calibra el equipo con el kit de calibración que se disponga, en este caso el kit 85032F, para esto se oprimen los botones *Calibration>Cal Kit>85032F**.

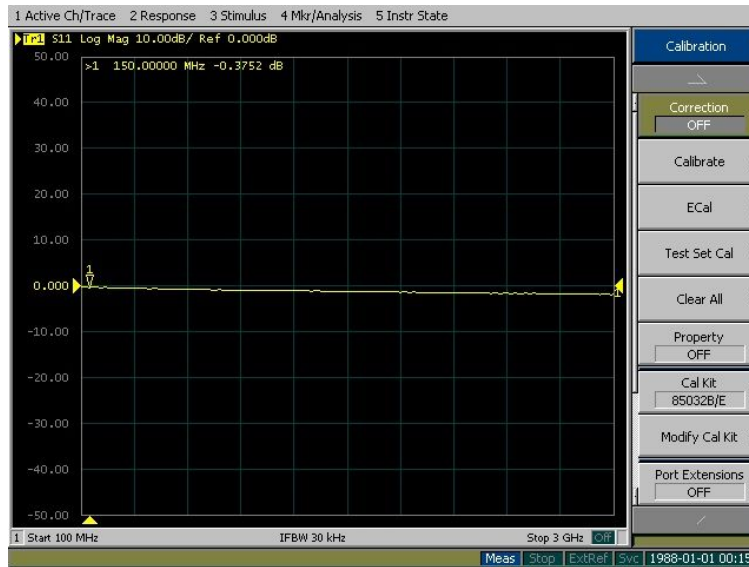


Figura 4. Submenú de calibración

5. Comenzar la calibración de dos puertos presionando *Calibrate>2-port Cal*>Reflection*. Se deben conectar las cargas del kit en los puertos y presionar el botón correspondiente. A cada puerto le corresponde una carga *Open*, *Short* y *Load*. En la figura 5 se ubica el kit de calibración con las tres cargas antes mencionadas en conexión tipo N-macho y tipo N-hembra. En la figura 6 se esquematiza el procedimiento de calibración a modo general.



Figura 5. Kit de calibración 85032 F.

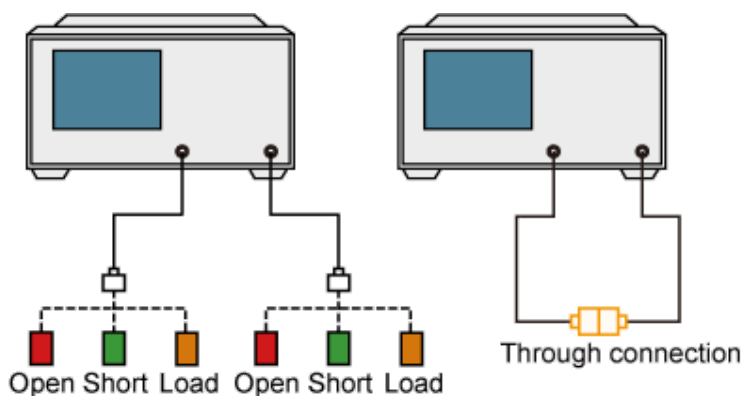


Figura 6. Esquema de calibración, a modo general de izquierda a derecha: 1) a cada puerto se le deben conectar las 3 cargas, 2) debe ir una calibración del thru con los conectores que adaptarán el dispositivo a medir. Imagen Original: http://ena.support.keysight.com/e5071c/manuals/webhelp/eng/measurement/calibration/basic_calibrations/full_2_port_calibration.htm#Overview

6. Calibrar la transmisión, se conectan los puertos 1 y 2 de forma directa, usando los cables y adaptadores disponibles. Luego se presiona *Transmission>1-2 port thru*. Hasta este punto se habilita el botón *Done* en el menú de calibración, el cual debe ser presionado para finalizar el proceso. Para aprovechar al máximo el sistema de corrección de errores del instrumento, se recomienda usar los conectores que se aplicarán al dispositivo a medir.



7. Habiendo terminado la calibración, la pantalla debería mostrar las curvas de los cuatro parámetros S en el formato y frecuencias seleccionado. A modo de ejemplo, se muestra una captura de pantalla del dispositivo calibrado en la figura 7.

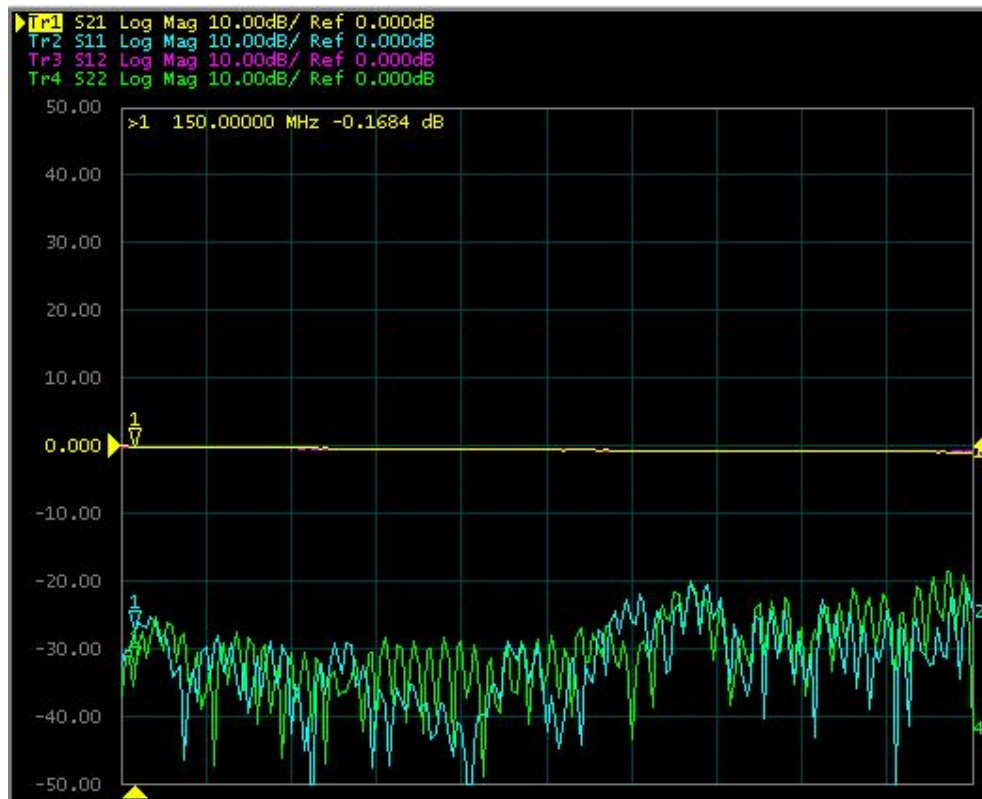


Figura 7. Captura del VNA calibrado, el piso de ruido debería estar normalmente bajo los -30dB.

8. Para guardar los datos, este instrumento sólo permite la exportación de estados (extensión .sta) y de archivos tabulados en formato .csv. Para guardar en este último se debe presionar *Save/Recall > Save Trace Data*, elegir dirección de destino (generalmente la unidad extraíble USB), nombre y guardar.

NOTA: En ingeniería de microondas se trabaja comúnmente con archivos *.sNp (.s1p, s2p, s3p, ..., sNp.), donde N es el número de puertos que tiene el dispositivo medido. En cada columna se ordenan de izquierda a derecha: frecuencias, magnitud puerto 1, fase puerto 1, magnitud puerto 2, fase puerto 2, ... , magnitud puerto N, fase puerto N. Sin embargo, el equipo aludido en este instructivo no posee ese formato de exportación de forma nativa, debe ser implementado.