



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

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN ARREGLO DE
ANTENAS DE BANDA ANCHA BASADO EN METAMATERIALES

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

DIEGO SALVADOR GALLARDO VIVES

PROFESOR GUÍA:

RICARDO ALBERTO FINGER CAMUS

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:

FAUSTO PATRICIO MENA MENA
DAVID ALEJANDRO MONASTERIO LAGOS

Se agradece el apoyo de CONICYT mediante sus fondos basal PFB-06 y ALMA 31180005

SANTIAGO DE CHILE

2020

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO
POR: DIEGO SALVADOR GALLARDO VIVES
FECHA: 2020
PROF. GUÍA: RICARDO ALBERTO FINGER CAMUS

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN ARREGLO DE ANTENAS DE BANDA ANCHA BASADO EN METAMATERIALES

Los arreglos de antenas son una de las mejores tecnologías para implementar radioenlaces, ya que presentan propiedades que ninguna antena individual posee. Su excelente desempeño los ha llevado a muchas aplicaciones, principalmente gracias a su capacidad de sintetizar y controlar electrónicamente la posición de uno o más haces.

Entre las aplicaciones que se están desarrollando hoy en día con arreglos de antenas se encuentra Radiovisión: proyecto del Laboratorio de Ondas Milimétricas de la Universidad de Chile. El objetivo de Radiovisión es detectar y localizar la radiación emitida por teléfonos celulares. Para esto -en particular para localizar la fuente de radiación-, es necesario construir un arreglo de antenas que opere en todas las bandas de subida de datos de telefonía celular en Chile, es decir, en las bandas UMTS y LTE centradas en 750 MHz, 850 MHz, 900 MHz, 1700 MHz, 1900 MHz y 2600 MHz.

Este trabajo presenta el diseño, la construcción y caracterización de un arreglo de antenas para Radiovisión. El arreglo es cuadrado-planar y consta de 2×2 antenas. La antena base que forma el arreglo debe operar en todas las bandas de subida de datos y debe cumplir las siguientes especificaciones: Tamaño igual o menor a 6.8 cm, parámetro S_{11} menor a -6 dB, eficiencia mayor a 50 %, máximo de radiación en $0^\circ \pm 5^\circ$ con respecto a la normal del plano, ancho de haz a media potencia mayor que 90° y FBR (*front-to-back ratio*) mayor a 10 dB.

Debido a la dificultad que implican todas las especificaciones dadas, se diseñaron tres prototipos de antena para lograr el mejor resultado posible. En particular, como es difícil obtener un FBR mayor a 10 dB en todas las bandas con técnicas convencionales, se usó un metamaterial planar para implementar un plano reflector. Este se comporta como un conductor magnético artificial en ciertas bandas y como un conductor eléctrico en otras. Además se usaron técnicas de miniaturización para lograr el tamaño necesario para el arreglo.

Las antenas fueron simuladas con el programa de simulación electromagnética ANSYS HFSS 19 y construidas mediante las técnicas de impresión de circuitos en sustratos FR4 y Rogers Kappa438 de 1.5 mm de espesor. Las mediciones se efectuaron con un montaje experimental que permite obtener las pérdidas por retorno (S_{11}) y los patrones de radiación en dos planos perpendiculares y en dos componentes ortogonales de polarización.

La antena con mejor desempeño fue la espiral, con un ancho de banda porcentual de 129.7% que cubre todas las bandas especificadas. La antena tiene un tamaño de 7.5 cm y su ancho de haz promedio es de 71.42° . Estas últimas dos características permiten obtener un campo de visión efectivo de 67° . El FBR es mayor a 10 dB en las bandas de 1700, 1900 y 2600 MHz. Los resultados obtenidos son satisfactorios y cumplen en su mayoría con los requerimientos mencionados, aunque las tres antenas propuestas aún pueden ser mejoradas.

Agradecimientos

Primero que nada, quiero agradecer a mi familia: a mi madre Pilar Vives (Bobis), a mi hermana Nuny y a mi tía Yayi, por haberme cuidado y ayudado toda la vida.

A Juan, Diba y Leiter, por todas esas juntas de estudio con descansos de “30 minutos” para jugar Smash.

A Estela Castro, Lorena Riquelme, Ignacio Vergara y Patricio Castro.

A Albert, José, Juan P, Chaps, Rchrt, Martín, tío P Martin, Caro, Lala y Seba Sepúlveda.

Al Laboratorio de Ondas Milimétricas, a Camilo, Christopher, Rocío y en especial a David, por su gran disposición para ayudar y responder preguntas. Agradezco también a mi comisión, en especial a Ricardo, por su constante apoyo y por haberme encomendado este trabajo.

Gracias a todos/as.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	3
1.2.1. Objetivo general	3
1.2.2. Objetivos específicos	3
1.3. Hipótesis	5
1.4. Estructura del documento	5
2. Marco Teórico	6
2.1. Conceptos fundamentales de antenas: Figuras de mérito	6
2.2. Electromagnetismo	7
2.2.1. Polarización en materiales y Radiación	7
2.2.2. Miniaturización de antenas	9
2.2.3. Propagación de ondas en las cercanías de láminas delgadas	10
2.3. Metamateriales	12
2.3.1. Análisis de metamateriales planares	14
2.4. Antenas de banda ancha	19
2.4.1. Monopolos planares	19
2.4.2. Antenas espirales	21
2.5. Arreglos de antenas	24
2.6. Resumen	25
3. Metodología	26
3.1. Método de diseño	26
3.1.1. Antenas de banda ancha elegidas	27
3.1.2. Miniaturización de antenas	28
3.1.3. Plano metamaterial	28
3.1.4. Diseño del arreglo	28
3.2. Simulaciones	29
3.2.1. Alimentación	29
3.2.2. Convergencia	29
3.2.3. Perforaciones para anclar soportes	29
3.2.4. Casos especiales	30
3.2.4.1. Simulación de estructuras periódicas	30
3.2.4.2. Simulación de elementos concentrados	31
3.3. Implementación	31
3.4. Montaje de medición	32

3.4.1.	Medición de los parámetros de <i>Scattering</i> (S_{11} y S_{21})	32
3.4.2.	Medición del patrón de radiación	33
3.5.	Resumen	37
4.	Diseño de las antenas elementales	38
4.1.	Prototipo 1: Antena espiral cargada	38
4.1.1.	Diseño	38
4.1.1.1.	Dibujo de una antena espiral común	38
4.1.1.2.	Miniaturización	40
4.1.1.3.	Alimentación	44
4.1.2.	Simulación	47
4.2.	Prototipos 2 y 3: Monopolos planares	51
4.2.1.	Diseño	52
4.2.1.1.	Adición de agujeros	53
4.2.1.2.	Adición y adelgazado de líneas conductoras	53
4.2.1.3.	Incorporación de líneas de meandro	55
4.2.2.	Simulación	56
4.3.	Conclusiones	62
5.	Diseño del plano conductor magnético artificial	63
5.1.	Requerimiento de ancho de banda	63
5.2.	Diseño y simulaciones	65
5.3.	Conclusiones	72
6.	Diseño de las antenas compuestas	73
6.1.	Integración del MTM en la antena espiral	73
6.2.	Integración del MTM en la antena monopolo tenedor	83
6.3.	Conclusiones	86
7.	Implementación y mediciones	87
7.1.	Antena Espiral	87
7.1.1.	Construcción	87
7.1.2.	Caracterización de la antena individual	89
7.1.3.	Caracterización del arreglo de 2×2	94
7.2.	Monopolos	99
7.3.	Conclusiones	101
8.	Conclusiones y Trabajo futuro	102
	Bibliografía	104
	A. Simulación de celdas unitarias en HFSS	108
	B. Código en Python para las mediciones de patrón de radiación	111

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Las comunicaciones inalámbricas han cambiado sustancialmente la forma en que nos comunicamos, e inclusive la forma en que vivimos. Hoy en día se pueden ver conexiones inalámbricas en todas partes. Las noticias que ocurren en países distantes son conocidas casi instantáneamente, la gente habla y envía mensajes estando a miles de kilómetros de distancia, e incluso se usa un *mouse* inalámbrico para establecer conexión con un computador que se encuentra a 15 centímetros de distancia. Todas estas razones y muchas más son las que demuestran la importancia de las comunicaciones inalámbricas.

Uno de los dispositivos más usados por la gente en su día a día es el teléfono móvil. De hecho, según las cifras de la GSMA, un 67% de la población mundial tiene teléfono móvil [1]. Bajo este contexto nace Radiovisión: un proyecto del Laboratorio de Ondas Milimétricas de la Universidad de Chile que permitirá -entre otras cosas- ubicar personas en catástrofes¹ y detectar el uso de teléfonos en situaciones prohibidas. El funcionamiento de Radiovisión se basa en la detección de teléfonos a distancia por medio de la recepción de señales electromagnéticas. Para esto -en particular para localizar las fuentes de radiación- es necesario tener un arreglo de antenas que opere en todas las bandas de subida de datos de telefonía celular. La ventaja principal de tener un arreglo en lugar de una única antena yace en la capacidad de apuntar electrónicamente. Un arreglo de antenas con desplazadores de fase (o *phase shifters*) puede modificar la dirección de máxima radiación (o máxima recepción) en tiempos mucho menores que los que se obtendrían con movimientos mecánicos [2].

La operación actual de Radiovisión se muestra en la Figura 1.1.a. El arreglo es de 4×4 antenas y opera en dos bandas de telefonía celular (900 MHz y 1900 MHz). El haz es sintetizado y controlado mediante *phase shifters*, de forma tal que el lóbulo principal barre una región específica del espacio. Por ejemplo, el lóbulo principal apunta en cierta dirección en el

¹Bajo el supuesto de que las personas siempre llevan un teléfono móvil.

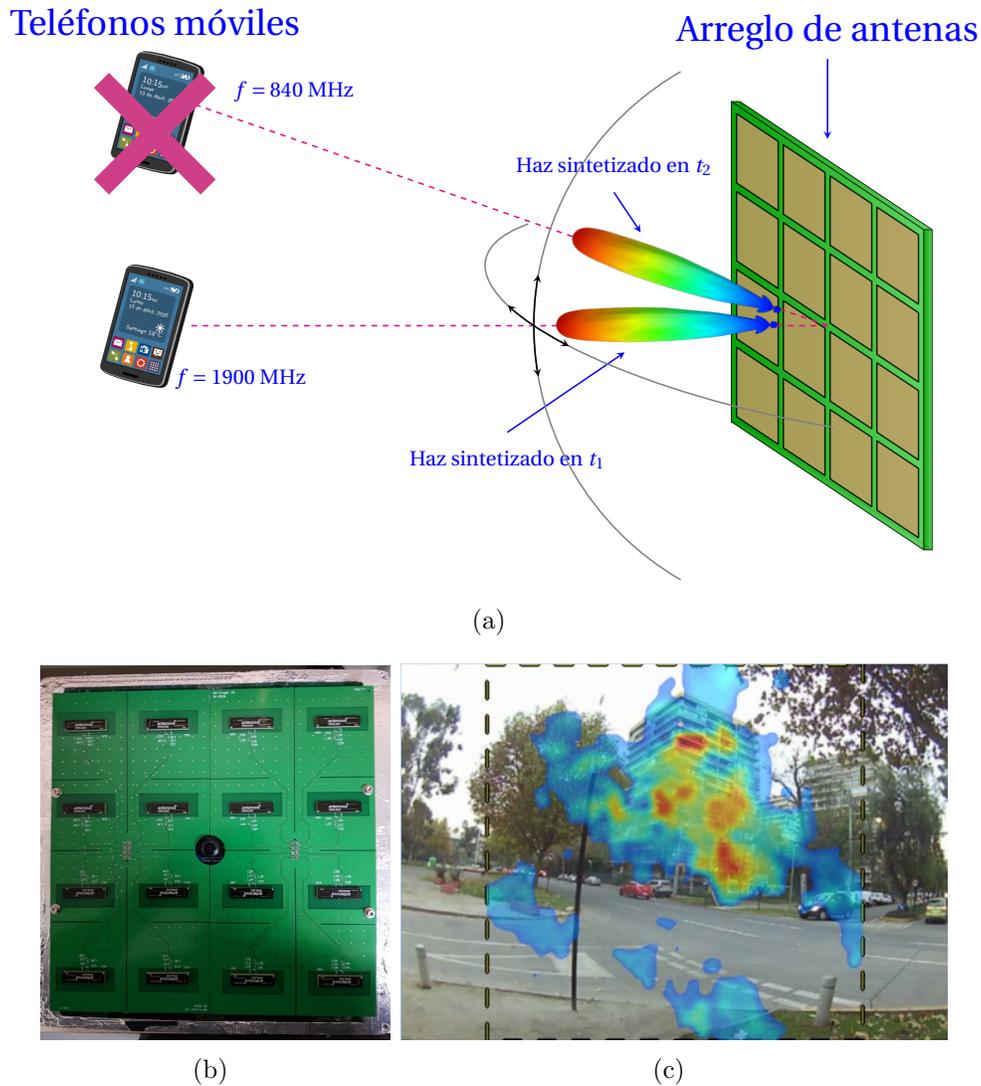


Figura 1.1: Funcionamiento de Radiovisión. (a) Esquema del arreglo de 4×4 antenas con un haz sintetizado en dos instantes diferentes t_1 y t_2 . El arreglo opera en las bandas de 900 MHz y 1900 MHz, por lo que el teléfono que irradia en 840 MHz no es detectado. (b) Versión preliminar del arreglo de antenas de Radiovisión. (c) Imagen electromagnética superpuesta con la imagen óptica correspondiente.

instante t_1 y en otra dirección en un instante posterior t_2 . Tras realizar un barrido completo, es posible detectar y localizar un teléfono móvil si este irradia en la banda de 900 MHz o en la de 1900 MHz dentro del campo de visión del arreglo. Una de las versiones preliminares del arreglo de Radiovisión se muestra en el panel (b). La imagen electromagnética formada con el barrido del haz del arreglo se superpone con una imagen óptica, tal como se muestra en el panel (c).

Si el teléfono opera en otra banda (como por ejemplo la de 824-849 MHz), entonces la detección y localización es imposible. Por ende, si se quieren detectar todos los teléfonos con el diseño actual, es necesario usar un arreglo distinto para cada banda (o grupos de dos bandas). Esto es indeseado, ya que además de dificultar el uso del dispositivo, imposibilita detectar todos los teléfonos de forma simultánea. Son estas falencias las que motivan el diseño de un arreglo de antenas que opere simultáneamente en todas las bandas de telefonía móvil.

Existen muchos aspectos a considerar en la creación del arreglo. Por ejemplo, existen restricciones asociadas al tamaño de las antenas, a la separación y a las interacciones entre estas, a la forma del patrón de radiación de cada antena, así como a muchas otras características que son especificadas en la sección 1.2. Estas restricciones hacen que el proyecto sea más ambicioso, ya que -al menos según los mejores conocimientos del autor- no existe actualmente una antena en la literatura que cumpla con todas las especificaciones dadas.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

El objetivo general de esta memoria consiste en diseñar, construir y caracterizar un arreglo de antenas que opere en todas las bandas de subida de datos de telefonía celular en Chile. Estas bandas se muestran en conjunto con sus operadores en la Tabla 1.1.

1.2.2. Objetivos específicos

- 1) Diseñar una antena base con un tamaño menor a 6.8 cm, correspondiente a 0.16 veces la longitud de onda (λ) en 700 MHz. La antena debe cumplir lo siguiente en todas las bandas de operación:
 - ✦ Parámetro S_{11} menor a -6 dB.
 - ✦ Eficiencia de radiación mayor a 50 %.
 - ✦ Ancho de haz a media potencia o *half power beamwidth* (HPBW) mayor a 90° .
 - ✦ Patrón de radiación con máximo en $0^\circ \pm 5^\circ$ con respecto a la normal del plano del arreglo.
 - ✦ Relación delante-atrás o *front-to-back ratio* (FBR) mayor a 10 dB.
- 2) Usar materiales de alta disponibilidad y bajo costo, como por ejemplo sustratos FR4 de 1.5 mm y 0.8 mm de espesor.
- 3) Caracterizar las antenas construidas por medio de sus reflexiones (parámetro S_{11}) y sus respectivos patrones de radiación 2D en dos planos perpendiculares, en las dos polarizaciones paralelas al plano del arreglo (ortogonales entre ellas) y en 3 frecuencias distintas: 820 MHz, 1890 MHz y 2530 MHz.
- 4) Diseñar y construir un arreglo cuadrado-planar de 2×2 antenas. Caracterizar el arreglo mediante el acoplamiento entre antenas (parámetro S_{21}), el parámetro S_{11} de cada antena y el patrón de radiación.

Cabe destacar que si bien el objetivo final de este trabajo consiste en crear un arreglo de 2×2 antenas, Radiovisión requiere un arreglo de 4×4 antenas. No obstante, un arreglo de 2×2 antenas es suficiente para caracterizar el comportamiento global del arreglo sin entrar en dificultades mecánicas y de medición.

Tabla 1.1: Bandas de telefonía celular en Chile [3][4][5].

Subida de datos	Bajada de datos		Operador				
Frecuencia (MHz)	Frecuencia (MHz)	Centro (MHz)	Entel	Movistar	WOM	Claro	VTR
703 - 748	758 - 803	750	✓	✓		✓	
824 - 849	869 - 894	850		✓		✓	
876 - 915	915.4 - 959.8	900	✓				
1710 - 1755	2110 - 2155	1700			✓		✓
1850 - 1910	1930 - 1990	1900	✓	✓		✓	
2500 - 2570	2620 - 2690	2600	✓	✓		✓	

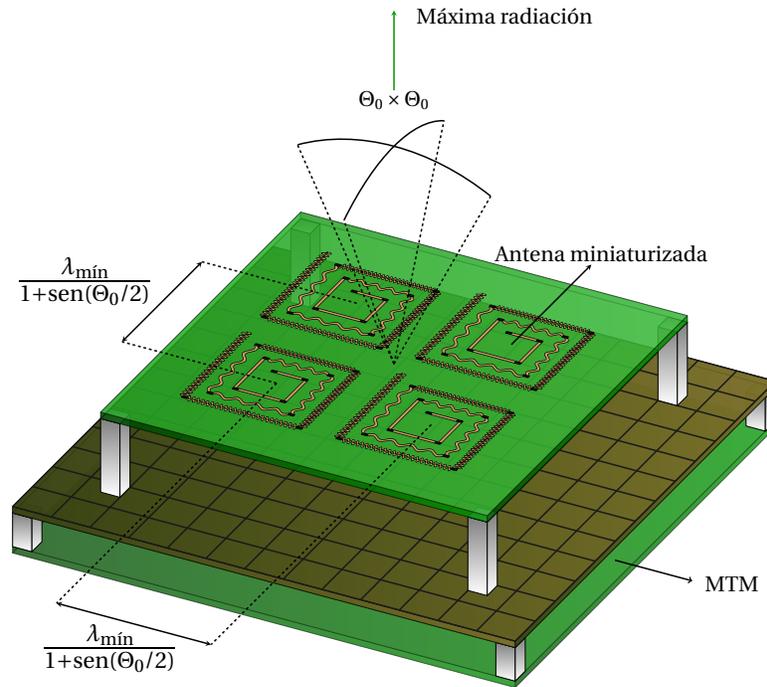


Figura 1.2: Representación de lo que se busca en este trabajo. MTM es la abreviación de metamaterial.

En la Figura 1.2 se muestra una forma representativa de lo que se busca en esta memoria. La figura corresponde a un arreglo de 2×2 antenas cuyos centros están separados por una distancia $d \leq \lambda_{\min}/(1 + \sin(\Theta_0/2))$, siendo λ_{\min} la longitud de onda mínima de todas las bandas de operación (asociada a la frecuencia de 2570 MHz) y Θ_0 el campo de visión efectivo del arreglo. Como se muestra en el Capítulo 2, la distancia d es imprescindible para no generar lóbulos de enrejado (o *grating lobes*) en el patrón de radiación. La miniaturización de las antenas es necesaria ya que las antenas convencionales que se encuentran en la literatura [2][6] tienen un tamaño mucho mayor a los 6.8 cm requeridos para lograr $\Theta_0 = 90^\circ$ en 2570 MHz. Mientras mayor es el tamaño de la antena base, mayor es la separación entre antenas y menor es el campo de visión efectivo del arreglo.

Por otra parte, debido a la dificultad que implica obtener un FBR mayor a 10 dB en todo el ancho de banda con técnicas convencionales, se usó un metamaterial (MTM) en el plano reflector. Este constituye uno de los aspectos más novedosos de este trabajo. Por lo tanto, se da protagonismo a la explicación de metamateriales en este documento.

1.3. Hipótesis

Existen antenas de banda ancha que cubren todas las bandas solicitadas, pero tienen tamaños mayores al requerido [2]. Para lograr el tamaño de 6.8 cm se deben usar técnicas de miniaturización en diseños existentes. Además, es conveniente usar diseños planares debido a su facilidad de construcción. Como la mayoría de los diseños planares presenta radiación de espacio completo, se debe incorporar un plano reflector para reducir la radiación en la mitad del espacio. Con respecto a esto, un plano reflector metamaterial es mejor que un plano conductor eléctrico, ya que permite mantener una eficiencia elevada en todas las bandas de operación.

1.4. Estructura del documento

Este documento se estructura según la organización típica de una memoria de ingeniería. Específicamente, consta de los siguientes 7 capítulos:

- ✘ **Capítulo 2: Marco Teórico.** Se revisan los contenidos teóricos necesarios para la realización de esta memoria, dando énfasis en cómo estos son usados en las decisiones de diseño. Se introduce también uno de los componentes fundamentales de este trabajo: el plano reflector metamaterial.
- ✘ **Capítulo 3: Metodología.** Se explica la metodología de diseño que se siguió de forma genérica en la creación de las antenas. Además se muestran los pasos que se realizaron y los componentes que se usaron en las simulaciones y mediciones de las antenas.
- ✘ **Capítulo 4: Diseño de las antenas elementales.** Se explican los pasos seguidos en el diseño de los tres prototipos de antena base. También se muestran los principales resultados de las simulaciones.
- ✘ **Capítulo 5: Diseño del plano conductor magnético artificial.** Se muestra el diseño del plano reflector metamaterial. Como se muestra en el Capítulo 2, este corresponde a un conductor magnético artificial. El plano reflector metamaterial es fundamental para lograr un gran FBR sin afectar considerablemente la eficiencia.
- ✘ **Capítulo 6: Diseño de las antenas compuestas.** Se incorpora el plano conductor magnético en las antenas del Capítulo 4. Se muestran los resultados finales de las simulaciones considerando la adición de este nuevo componente.
- ✘ **Capítulo 7: Implementación y mediciones.** Se muestran las mediciones del parámetro S_{11} de las tres antenas individuales. También se muestran las mediciones del patrón de radiación 2D de la antena individual construida con mejor desempeño y de su implementación en un arreglo de 2×2 antenas. Todas las mediciones de patrón de radiación se efectuaron en las dos polarizaciones paralelas al plano de las antenas en tres frecuencias: 820 MHz, 1890 MHz y 2530 MHz.
- ✘ **Capítulo 8: Conclusiones y Trabajo futuro.** Se concluye acerca de las principales características de las antenas y del arreglo. En particular, se comparan los resultados logrados con los objetivos propuestos. Además se muestran los aspectos que no alcanzaron a ser cubiertos por este trabajo y que se proponen como trabajo a futuro.

Capítulo 2

Marco Teórico

Este trabajo involucra el diseño de tres antenas con características novedosas, entre las que destacan sus pequeños tamaños (0.16λ a 700 MHz), sus anchos de banda y su integración con un plano metamaterial. En este capítulo se muestran las bases necesarias para comprender el principio de operación de estas antenas. El capítulo comienza en la sección 2.1 con las figuras de mérito usadas en la caracterización de las antenas de este trabajo. Luego, en la sección 2.2 se muestran los fundamentos del electromagnetismo, necesarios para explicar tres tópicos principales de esta memoria: el modelamiento de materiales y metamateriales, la miniaturización de antenas, y la implementación de un plano conductor magnético artificial. En la sección 2.3 se explica el funcionamiento de los metamateriales y se muestra el diseño básico del MTM usado en este trabajo. Posteriormente, en las secciones 2.4 y 2.5 se muestra la teoría de antenas de banda ancha y de arreglos de antenas. Finalmente, en la sección 2.6 se resumen los contenidos expuestos en el capítulo.

2.1. Conceptos fundamentales de antenas: Figuras de mérito

Según la definición de la IEEE, una antena corresponde a un dispositivo capaz de emitir o recibir radiación electromagnética en el rango de radiofrecuencias y microondas [6]. Una definición más conveniente para esta memoria requiere el siguiente complemento: una antena es un dispositivo que permite la transición de onda guiada a onda en el espacio libre y viceversa.

Existen muchos tipos de antenas, dentro de los cuales existen muchas variaciones. La enorme diversidad de antenas se debe a la gran cantidad de aplicaciones existentes. Debido a esta gran diversidad, existen muchas figuras de mérito que permiten caracterizar una antena. Como se prefiere ahondar más en otros temas en este capítulo, en esta sección solo se mencionan las figuras de mérito que fueron usadas en este trabajo. Definiciones detalladas se

pueden encontrar en [6][7][8]. Las figuras de mérito y las definiciones de mayor importancia para este trabajo son: patrón de radiación, FBR (*front-to-back ratio*), impedancia de entrada, parámetros S_{11} y S_{21} , HPBW (*half power beamwidth*), polarización, zonas del campo electromagnético (zona cercana y zona de campo lejano), AR (*axial ratio*), ganancia y eficiencia de antenas.

2.2. Electromagnetismo

2.2.1. Polarización en materiales y Radiación

Muchas situaciones de la naturaleza se pueden tratar mediante un análisis electromagnético. En particular, las señales enviadas y recibidas por los teléfonos celulares corresponden a ondas electromagnéticas. Todos estos fenómenos se describen matemáticamente con las ecuaciones de Maxwell [9]. En estricto rigor, este sistema de ecuaciones -junto con las condiciones iniciales y de borde asociadas- describe cualquier situación electromagnética. Sin embargo, en muchas ocasiones conviene modificar estas ecuaciones. Particularmente en lo que respecta a la ingeniería, la mayoría de las aplicaciones involucra materiales y sistemas que son descritos en el dominio de frecuencias. En tales casos, se puede demostrar que si la excitación es armónica y los materiales son homogéneos (en el sentido de tener unidades estructurales mucho más pequeñas que la longitud de onda¹), entonces las ecuaciones de Maxwell se pueden escribir como el sistema (2.1) [10].

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (\varepsilon_r \varepsilon_0 \mathbf{E}) &= \rho & \nabla \cdot (\mu_r \mu_0 \mathbf{H}) &= 0 \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -i\omega \mu_r \mu_0 \mathbf{H} & \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + i\omega \varepsilon_r \varepsilon_0 \mathbf{E} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Las cantidades involucradas en estas ecuaciones están ampliamente descritas en la literatura (véase [9] por ejemplo). En este trabajo solo se necesitan los conceptos de permitividad relativa (ε_r) y permeabilidad relativa (μ_r).

Descrito en palabras, ε_r y μ_r representan qué tan polarizable es un material (eléctrica y magnéticamente). Mientras mayor sea ε_r o μ_r en un material, mayor será su polarización ante un campo eléctrico o magnético externo. Dicho de otra forma, mientras mayor sea ε_r , mayor será la capacidad del material para acumular cargas en zonas opuestas (nótese la analogía con un capacitor C). De manera análoga, mientras mayor sea μ_r , mayor será la capacidad del material para juntar líneas de flujo magnético en lazos cerrados (nótese la analogía con un inductor L). Un ejemplo de esto se muestra en la Figura 2.1, en donde se puede ver cómo un campo eléctrico (\mathbf{E}) tiende a separar las cargas en las unidades base.

El sistema de ecuaciones (2.1) permiten resolver cualquier problema electromagnético siempre y cuando sean conocidas las distribuciones de cargas y corrientes, ε_r y μ_r , y las

¹Nótese que en este caso (y en un sentido macroscópico) la caracterización de homogeneidad no se refiere a $\varepsilon(\mathbf{r}), \mu(\mathbf{r}) = \text{constantes}$. Una explicación detallada de este concepto es extensa y se puede ver en [11] y [12].

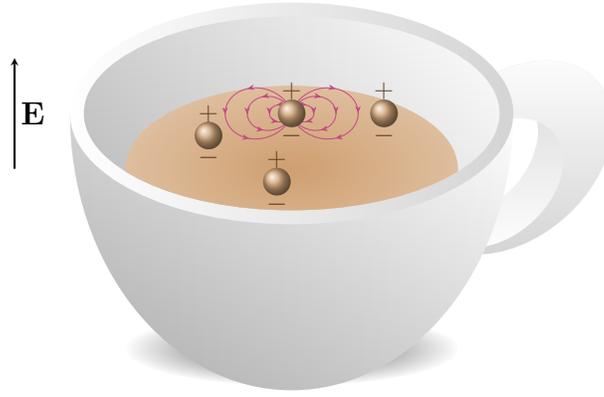


Figura 2.1: Descomposición en unidades base de lo que aparenta ser una buena taza de café caliente. Por simplicidad, las bases (moléculas de cafeína y agua) se han dibujado como esferas, aunque en realidad tienen una forma más compleja. A pesar de la complejidad de las moléculas, el material se considera homogéneo si el tamaño de las unidades base es mucho menor que la longitud de onda del campo electromagnético.

condiciones iniciales y de borde. Aun así, resolver las ecuaciones (2.1) es muy complicado. Afortunadamente, sobre todo en lo que respecta a este trabajo, existe un subconjunto amplio de problemas que involucran radiación en el aire a distancias comprendidas en la zona de campo lejano. En tales casos se puede hacer la siguiente simplificación. Si se obtiene el potencial vector

$$\mathbf{A} = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-i\beta_0 r} \int_V \mathbf{J} e^{i\beta_0 \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'} dV', \quad (2.2)$$

entonces es posible obtener los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} por medio de las expresiones [6]

$$\mathbf{E} = i\omega(A_\theta \hat{\boldsymbol{\theta}} + A_\phi \hat{\boldsymbol{\phi}}), \quad (2.3a)$$

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{E}, \quad (2.3b)$$

siendo $\beta_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ la constante de propagación en el aire, V el volumen donde yace la corriente (que en el caso de esta memoria corresponde a los conductores de las antenas), \mathbf{r}' cualquier punto de V , $\hat{\mathbf{r}}$ el vector unitario radial usual de las coordenadas esféricas, $A_\theta = \mathbf{A} \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}}$ y $A_\phi = \mathbf{A} \cdot \hat{\boldsymbol{\phi}}$ (donde $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ y $\hat{\boldsymbol{\phi}}$ son los vectores unitarios polar y azimutal de las coordenadas esféricas). Lo que se quiere destacar con estas ecuaciones es que basta con conocer la distribución de corrientes en una antena para determinar sus propiedades radiativas (como el patrón de radiación y el parámetro S_{11} , por ejemplo).

Las ecuaciones (2.2), (2.3a) y (2.3b) no se resuelven en ningún momento en este trabajo, pero sí se usan para introducir un concepto muy importante. Se puede suponer que la

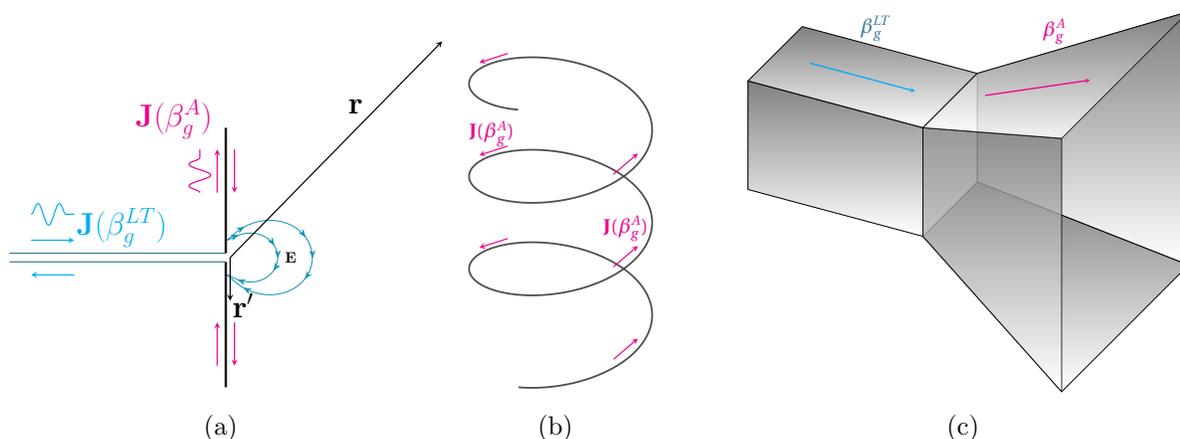


Figura 2.2: Antenas típicas con sus corrientes mostradas de forma esquemática. Se ha hecho una distinción entre la constante de propagación en las guías de ondas (β_g^{LT} , en color cyan) y en las antenas (β_g^A , en color magenta). (a) Dipolo eléctrico de $\lambda/2$. Se muestran además las líneas de campo eléctrico -en la zona cercana- y los vectores \mathbf{r} -en la zona lejana- y \mathbf{r}' . (b) Antena helicoidal en el modo de operación normal. (c) Antena tipo bocina.

densidad de corriente \mathbf{J} depende de una constante de propagación de onda guiada β_g (que no necesariamente es igual a β_0). La existencia de esta constante de propagación se puede justificar con la definición extendida de antena que se dio en la sección 2.1: *una antena es una transición de onda guiada a onda en el espacio libre*. La Figura 2.2 muestra cómo la corriente *viaja en las antenas* como si estas fuesen guías de ondas, justificando la inserción de una constante de propagación. Por ende, como las propiedades radiativas de una antena dependen completamente de \mathbf{J} , es de esperar que estas se puedan modificar mediante la variación de β_g .

2.2.2. Miniaturización de antenas

Como se indicó en el Capítulo 1, este trabajo busca crear antenas de 6.8 cm que funcionen en varias bandas comprendidas entre 700 y 2600 MHz. Un tamaño de 6.8 cm es equivalente a 0.16λ en 700 MHz. Desafortunadamente, la mayoría de las antenas comunes tienen tamaños superiores 0.25λ en la frecuencia mínima de operación (véase por ejemplo [2] o [6]). En consecuencia, se deben explorar técnicas de miniaturización para lograr el tamaño requerido en este trabajo. La miniaturización es una forma apropiada de reducir el tamaño de una antena sin alterar significativamente su frecuencia mínima de operación, o equivalentemente, es una forma de reducir la frecuencia mínima de operación de una antena sin alterar significativamente su tamaño.

Una antena funciona en cierto rango de frecuencias ya que sus campos se distribuyen de forma específica en ese rango. Esto es equivalente a decir que la antena funciona gracias a que \mathbf{J} tiene cierta distribución espacial en ese rango. Por lo tanto, como \mathbf{J} depende de β_g , **una antena funciona en cierto rango de frecuencias gracias a que β_g tiene ciertos valores en ese rango**. Por ende, una miniaturización efectiva implica variar el diseño de la antena de manera tal que β_g mantenga los valores necesarios de funcionamiento pero

a frecuencias menores. A modo de ejemplo, en medios lineales e isotrópicos y en líneas de transmisión con propagación en modo TEM se tiene que $\beta_g = \omega\sqrt{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_r\mu_0}$ o $\beta_g = \omega\sqrt{LC}$ [13], siendo L y C la inductancia y la capacitancia por unidad de largo de la línea de transmisión. Por ende, si se quiere disminuir el valor de ω manteniendo el valor de β_g constante, se debe (1) aumentar el valor de ε_r y/o μ_r , o (2) aumentar el valor de L y/o C en la línea de transmisión.

2.2.3. Propagación de ondas en las cercanías de láminas delgadas

Todas las antenas de este trabajo presentan un plano reflector en su topología. Por lo tanto, es esencial estudiar el funcionamiento de estas estructuras. En general, cuando una onda electromagnética incide en una interfaz entre dos medios, se generan dos ondas, una transmitida hacia el otro lado de la interfaz y otra reflejada hacia el medio desde el que provino la onda incidente. Comúnmente, la potencia y fase de estas ondas son cuantificadas por medio de los coeficientes de Fresnel. Si bien estos no son exactos cuando el tamaño del plano es comparable o menor a la longitud de onda², constituyen una buena aproximación.

Considérese una lámina delgada de extensión infinita y espesor d rodeada por aire, tal como se muestra en la Figura 2.3. La lámina está hecha de cierto material caracterizado por ε_r y μ_r (cantidades complejas que consideran las pérdidas del medio). Si se considera una onda incidiendo normalmente en la lámina desde el aire, se tiene el parámetro S_{11} ³ de la ecuación (2.4) (medido con respecto a la cara más cercana a la onda incidente) [14]:

$$S_{11} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \left(\frac{1 - e^{-2\gamma d}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-2\gamma d}} \right), \quad (2.4)$$

en donde η_0 es la impedancia del espacio libre, $\eta = \eta_0\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}$ es la impedancia de la lámina y $\gamma = \beta_0\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}$ es la constante de propagación compleja de la lámina. Como se puede observar, cuando el material de la lámina es un conductor eléctrico perfecto (o PEC por sus siglas en inglés) se obtiene $S_{11} = -1 = 1\angle 180^\circ$, ya que en tal caso $\eta = 0$ [9]. Debido a esto, si una antena se dispone de manera paralela a una distancia infinitesimal de un plano PEC, la onda reflejada por el plano interferirá destructivamente con la onda emergente de la antena, generando radiación nula en la dirección normal al plano. Esto se ilustra de manera geométrica en la Figura 2.3.a, en donde se ha considerado un dipolo ubicado a una distancia infinitesimal del plano PEC. Las ondas caracterizadas por β y β_i son aquellas generadas por el dipolo. La onda caracterizada por β_r corresponde a la reflejada por el plano PEC. Nótese que si bien este es un caso particular, las antenas planares con máximo de radiación en la dirección normal a su plano (como las construidas en esta memoria y mostradas de forma esquemática en la Figura 1.2) se pueden interpretar como dipolos superpuestos en un plano.

²En tales casos se debe considerar la teoría de difracción.

³En este caso, el parámetro S_{11} corresponde a la razón entre el campo eléctrico reflejado y el incidente. Por ende, la fase del parámetro S_{11} se mide con respecto al campo eléctrico.

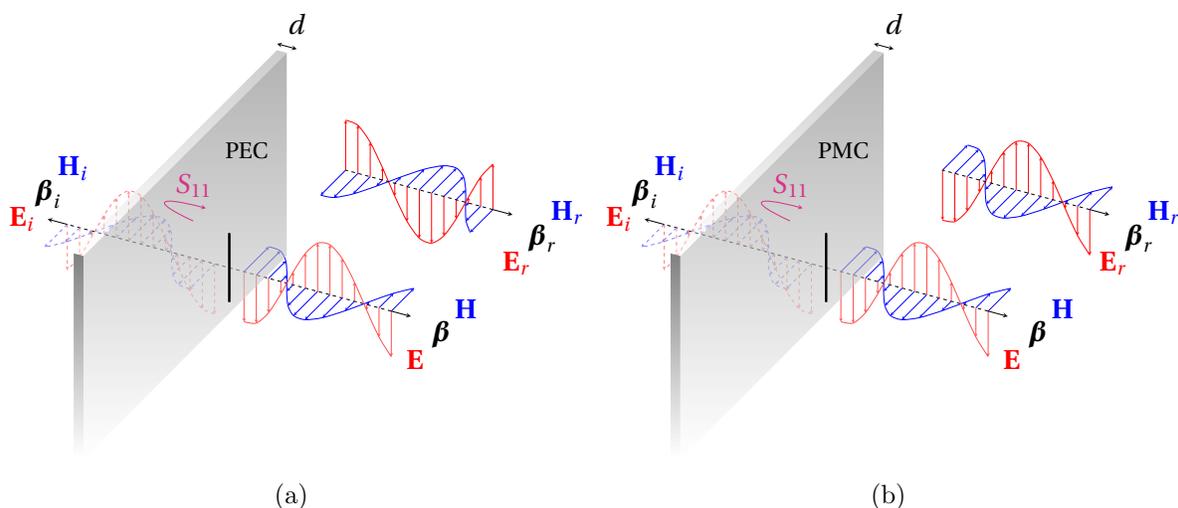


Figura 2.3: Representación de una antena dipolo ubicada paralelamente a un plano reflector. La distancia entre la antena y el plano es infinitesimal. Las ondas en línea punteada se han dibujado para guiar al lector, ya que en realidad son 100 % reflejadas. Las ondas caracterizadas por β_i y β son generadas por el dipolo. La onda caracterizada por β_r es aquella reflejada por el plano. (a) El plano es un conductor eléctrico perfecto (PEC). (b) El plano es un conductor magnético perfecto (PMC).

Como se puede intuir, colocar un plano PEC a una distancia infinitesimal de las antenas es desfavorable para lo que se quiere hacer en este trabajo, ya que la antena debe tener su máximo de radiación en la dirección normal al plano. Una posible solución consiste en colocar la antena a una distancia de $\lambda/4$ del plano reflector (con respecto a cierta frecuencia de diseño), ya que así la interferencia es constructiva [9]. Desafortunadamente, en tal caso existe una dependencia en la frecuencia, lo que limita el ancho de banda de la antena.

En cambio, si el plano reflector presenta una impedancia $\eta \rightarrow \infty$, se puede ver de (2.4) que $S_{11} = +1 = 1\angle 0^\circ$. Es decir, cuando se coloca una antena a una distancia infinitesimal de un plano reflector con $\eta \rightarrow \infty$, las ondas interfieren constructivamente en la dirección normal al plano (Figura 2.3.b), que es justamente lo que se busca para este trabajo. Una de las mayores ventajas de esto es que no existe una dependencia en λ por medio de la distancia, ya que para los casos considerados en la Figura 2.3 la distancia es prácticamente nula.

Si se analiza la expresión $\eta = \eta_0 \sqrt{\mu_r/\epsilon_r}$, se puede notar que para lograr $\eta \rightarrow \infty$ se requiere $\mu_r \gg \epsilon_r$ o $\mu_r \rightarrow \infty$. Esto se podría lograr con un material ferromagnético, por ejemplo. Desafortunadamente, estos materiales presentan grandes pérdidas en las frecuencias de microondas [15]. Las ferritas también son una posibilidad, pero no son preferibles debido a su difícil manipulación y anisotropía.

No obstante, existen otras opciones para obtener $\mu_r \rightarrow \infty$. Como se indicó en la subsección 2.2.1, μ_r representa qué tan polarizable (magnéticamente) es un material. Por lo tanto, bajo el criterio de polarizabilidad, $\mu_r \rightarrow \infty$ es equivalente a tener un conductor magnético perfecto⁴ (PMC por sus siglas en inglés). En efecto, un campo magnético movería las hipotéticas cargas magnéticas a zonas opuestas en un PMC, de forma dual a como ocurriría

⁴Este material hipotético presentaría conductividad perfecta para los monopolos magnéticos y cumpliría $\mathbf{H} = 0$ en su interior.

con las cargas eléctricas en un PEC ante un campo eléctrico externo. Esto formaría un dipolo magnético equivalente en la estructura, **tal y como ocurriría en un material con μ_r elevado**. Por lo tanto, el plano de la Figura 2.3.b necesario para este trabajo es equivalente a un conductor magnético. Si bien no hay un material en la naturaleza que se comporte como un PMC, en los últimos años ha crecido el estudio de estructuras que permiten lograr propiedades que no se encuentran en la naturaleza. Estas estructuras se denominan metamateriales, y son la solución para el plano reflector de este trabajo.

2.3. Metamateriales

Los metamateriales (MTM) son estructuras que, al menos desde el punto de vista de diseño, parecen construcciones inhomogéneas. En cambio, desde el punto de vista de las microondas, un metamaterial es un material homogéneo como los descritos en la sección 2.2. Cuando las estructuras que conforman un metamaterial son menores a la longitud de onda, las microondas interactúan con el metamaterial como si fuera un objeto continuo y no un arreglo de estructuras distinguibles. La gran ventaja de los MTM yace en su comportamiento, ya que logran propiedades no disponibles en la naturaleza. Ejemplos de metamateriales se muestran en la Figura 2.4.

Para entender de dónde reciben su nombre los metamateriales, conviene recordar uno de los modelos que existen para describir la respuesta electromagnética de los materiales comunes, en donde se considera a los átomos/moléculas como esferas de diámetro $d \ll \lambda$ con cierta capacidad de polarización (solo por simplicidad, aquí se considera solamente la polarización eléctrica) [16][17][18]. Cuando se usa este modelo, un material se considera como un arreglo de esferas ubicadas en el vacío. Por lo tanto, el efecto de una onda electromagnética incidiendo en el material se puede estudiar por medio de la teoría de *Scattering*. El campo electromagnético genera dipolos oscilantes en cada una de las esferas (átomos/moléculas) y estas a su vez generan radiación acorde a (2.5) [16][19] (aproximación de primer orden)

$$\mathbf{A} \approx -\frac{i\omega\mu_0}{4\pi r} e^{-i\beta_0 r} \mathbf{p}, \quad (2.5)$$

en donde \mathbf{p} es el vector de polarización de cada átomo/molécula (si el lector desea información sobre cómo calcular \mathbf{p} , se recomienda revisar [16]). Si se suma la contribución de todos los dipolos, es posible obtener la respuesta del material junto a ε_r ⁵. Un ejemplo de esto se muestra en la Figura 2.5. En el panel (a) se considera la propagación de una onda a través del material. Las ondas radiadas por todos los átomos interfieren con la onda incidente para formar una onda total, que es la que normalmente se caracteriza por medio de $\beta = \beta_0\sqrt{\varepsilon_r}$ [17]. En el panel (b) se muestra una onda incidiendo en un material desde el vacío. La onda reflejada se puede interpretar como la contribución de todos los átomos radiando [18].

⁵Nótese que en este modelo se obtiene $\varepsilon_r \neq 1$ a partir de objetos polarizados ubicados en el vacío, donde $\varepsilon_r = 1$.

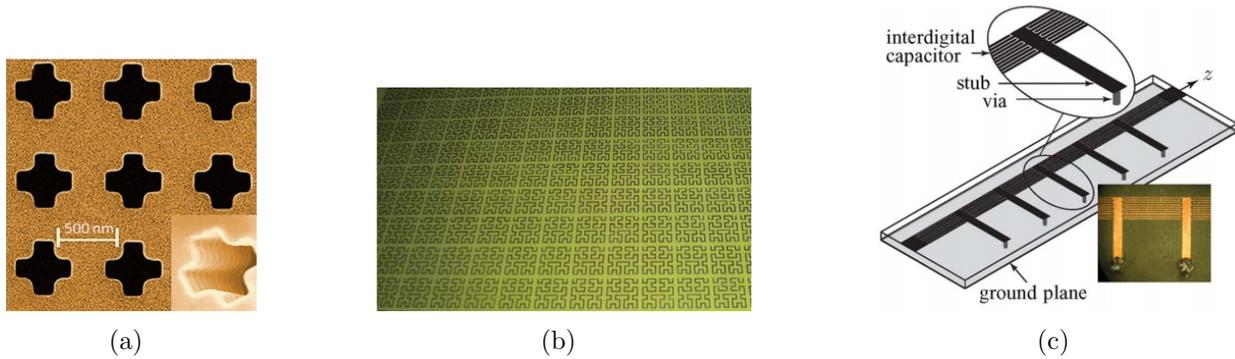


Figura 2.4: Ejemplos de metamateriales que operan en anchos de banda angostos. (a) Metamaterial INZ que permite sintetizar un índice de refracción nulo [20]. Debido a la ley de refracción de Snell, este metamaterial se puede usar para colimar haces emergentes. (b) Metamaterial PMC que permite sintetizar una alta impedancia [14]. Este metamaterial cumple la propiedad buscada en este trabajo, pero no cumple otras características necesarias, por lo que no es usado. (c) Metamaterial CRLH que permite sintetizar $\epsilon_r < 0$ y $\mu_r < 0$ simultáneamente en ciertas regiones espaciales [21]. Una onda que viaja a través de las regiones con $\epsilon_r < 0$ y $\mu_r < 0$ experimenta un desfase positivo (se adelanta a medida que viaja). Por ende, si las regiones con $\epsilon_r < 0$ y $\mu_r < 0$ se alternan con una línea de transmisión convencional (con $\epsilon_r > 0$ y $\mu_r > 0$), es posible crear estructuras de largo arbitrario y con desfase nulo.

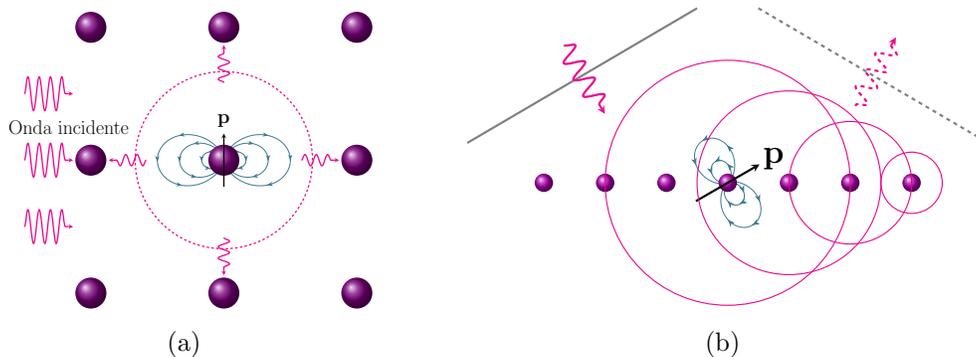


Figura 2.5: Ejemplos que demuestran cómo una onda electromagnética interactúa con la materia. Las unidades base han sido representadas con esferas solo por simplicidad. (a) Ejemplo de una onda electromagnética propagándose a través de un material voluminoso. (b) Ejemplo de una onda electromagnética incidiendo oblicuamente en una capa delgada de material (interfaz aire-materia).

Considérese ahora que se tienen muchas esferas metálicas de diámetro $D = 1$ cm dispuestas de forma periódica. Considérese también que una microonda con $\lambda = 20$ cm (frecuencia de 1.5 GHz) incide en las esferas, de forma tal que se sigue cumpliendo $D \ll \lambda$. Como se puede intuir, este caso no tiene ninguna diferencia con el modelo anterior válido para átomos y moléculas. En las dos situaciones se forman dipolos oscilantes producto del campo eléctrico incidente. Por lo tanto, al menos en lo que respecta al concepto y al análisis electromagnético, disponer estructuras con tamaños mucho menores a λ de forma periódica tiene el mismo efecto que colocar un material ante ondas electromagnéticas. Son justamente estas estructuras (arreglo de esferas metálicas, en este ejemplo) las que se denominan metamateriales. Ahora bien, existen materiales con moléculas cuyas formas son mucho más complejas que una esfera. En tales casos, el análisis es el mismo, solo que el cálculo de \mathbf{p} es más complejo. De manera análoga, un metamaterial puede tener formas muy complicadas, pero lo único

que importa es su polarización (eléctrica y magnética). Son todas estas las razones que hacen que los metamateriales sean análogos a los materiales comunes. La única diferencia es que los primeros se pueden diseñar y construir integralmente con sus aplicaciones (por ejemplo, en aplicaciones de microondas los MTM consisten de aluminio, cobre, FR4, etcétera).

En resumen, es posible sintetizar un metamaterial con $\varepsilon_r > 1$ usando estructuras metálicas dispuestas en el vacío, donde $\varepsilon_r = 1$ y $\mu_r = 1$. De manera análoga, es posible sintetizar un metamaterial con $\mu_r \rightarrow \infty$ usando estructuras metálicas dispuestas en el vacío (o en cualquier dieléctrico con $\mu_r = 1$). El objetivo de la siguiente subsección es mostrar cómo sintetizar un metamaterial con $\mu_r \rightarrow \infty$ (o equivalentemente, con $\eta \rightarrow \infty$).

2.3.1. Análisis de metamateriales planares

Como se puede intuir, calcular los momentos de polarización de estructuras como las mostradas en la Figura 2.4 es muy complicado. Por lo tanto, resulta conveniente usar métodos alternativos para analizar metamateriales. Por ejemplo, se puede usar la matriz de transmisión (o ABCD) para caracterizar las unidades base [22]. Luego, usando la teoría de estructuras periódicas (ampliamente usada en la física del estado sólido y en el análisis de dispositivos de microondas), se puede caracterizar el metamaterial en su completitud. Sin embargo, obtener una matriz de dispersión fidedigna puede ser tan difícil como obtener el vector de polarización \mathbf{p} . Afortunadamente, muchos de los metamateriales implementados en PCBs (*printed circuit boards*) presentan estructuras relacionadas con capacitancias e inductancias. En tales casos, el análisis es menos complicado. Desde el punto de vista electromagnético, una capacitancia es una estructura que almacena cargas y retrasa la fase del campo eléctrico en 90° con respecto al campo magnético. De manera análoga, una inductancia es una estructura que almacena corrientes y retrasa la fase del campo magnético en 90° con respecto al campo eléctrico.

El metamaterial que se usó como guía en este trabajo se denomina *mushroom-like* y fue introducido por Dan en el año 1999 [23][24]. El MTM es explicado en [22][23] y se muestra de forma esquemática en la Figura 2.6.a. La estructura diseñada en esta memoria no corresponde estrictamente a la mostrada en la figura, pero se puede considerar como una extensión de esta última. Como se puede observar, la celda unitaria de este MTM (o unidad base, como se ha denominado hasta el momento) se puede descomponer intuitivamente en capacitancias e inductancias (por simplicidad se considera un modelo sin pérdidas). Por lo tanto, basta con usar el modelo circuital equivalente de la estructura (mostrado en la Figura 2.6.b) para modelar el MTM.

Para estudiar matemáticamente el metamaterial, considérese la Figura 2.7.a, que representa el circuito de la Figura 2.6.b pero ordenado de forma conveniente. La celda unitaria (o unidad base) es aquella delimitada por la cota de valor \mathbf{a} . Considérese que en esta estructura incide una onda plana desde $\theta = 0^\circ$ (es decir, desde la dirección normal al plano del metamaterial). La longitud de onda es λ y la amplitud de campo eléctrico es E_0 . Como la onda es TEM, se puede definir una onda de voltaje con amplitud $V_0 = E_0 a$ entre cualquier par de puntos del metamaterial que estén separados por una distancia a y que se encuentren en la cara del plano más cercana a la incidencia, tal como se muestra en la Figura 2.7.b.

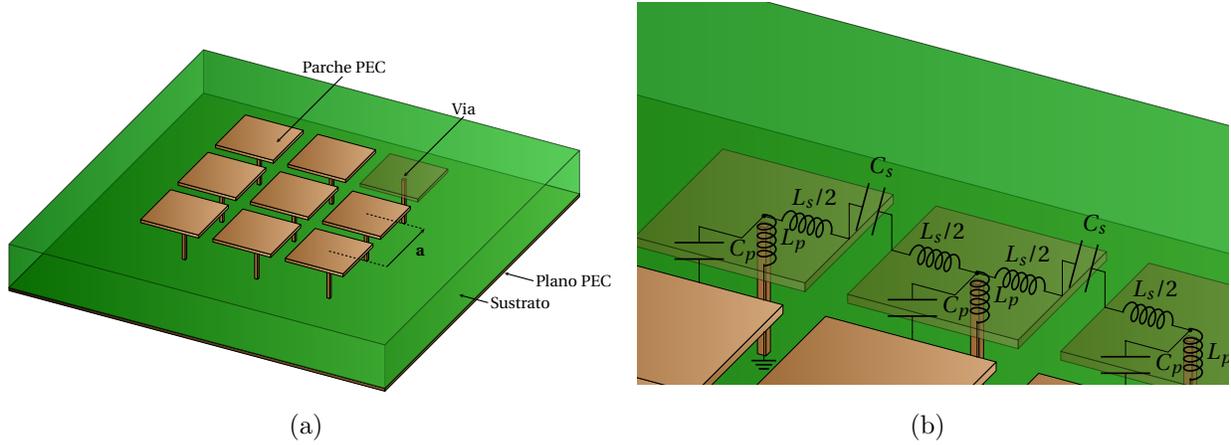


Figura 2.6: Representación del metamaterial publicado en [23]. (a) Desglose de las partes importantes del MTM. La estructura consiste de un sustrato de doble cara. La cara superior consta de un arreglo de parches PEC (análogo a un enrejado en la lámina PEC). La cara inferior es un plano de tierra. El centro de cada parche se conecta con el plano de tierra a través del sustrato mediante vías. **a** corresponde al periodo espacial con el que se repite la celda unitaria. (b) Ampliación de (a) mostrando su circuito equivalente. Por simplicidad se han ignorado las pérdidas en conductores y dieléctricos.

Si L_s es despreciable en comparación a C_s ($i\omega L_s \ll 1/(i\omega C_s)$) y C_p es despreciable en comparación a L_p ($i\omega L_p \ll 1/(i\omega C_p)$) (que es lo que normalmente ocurre en esta topología metamaterial [14][23]), entonces la onda incidente está sujeta a una impedancia superficial⁶ dada por

$$Z_s = i\omega(4L_p) \parallel \frac{1}{i\omega C_s} = \frac{i\omega(4L_p)}{1 - \omega^2(4L_p)C_s}, \quad (2.6)$$

en donde \parallel denota la operación de impedancias en paralelo. Por lo tanto, se puede observar que para $\omega = 1/\sqrt{(4L_p)C_s}$ la impedancia es infinita, que es justamente lo que se busca en este trabajo. En consecuencia, es posible sintetizar un conductor magnético artificial ajustando los valores de L_p y C_s en estructuras similares a la mostrada en la Figura 2.6.

La implementación del MTM *mushroom-like* requiere de conductores que conecten los parches PEC superiores con el plano PEC inferior. Tales conductores se denominan vías y actúan como inductancias en el MTM. Por ende, las vías pueden ser removidas si se incorpora otra forma de inductancia. En particular, una inductancia se puede implementar mediante el uso de la fórmula de traslación de impedancias (2.7) [9].

$$Z(l) = \eta' \left(\frac{\eta + i\eta' \tan(\beta'l)}{\eta' + i\eta \tan(\beta'l)} \right) \quad (2.7)$$

Esta fórmula es válida en líneas de transmisión y en medios compuestos por láminas paralelas con distintas propiedades electromagnéticas (más información se puede encontrar en [9][13]).

⁶La impedancia superficial definida para voltaje y corriente es idéntica a la definida para campo eléctrico y campo magnético, como se muestra en [24].

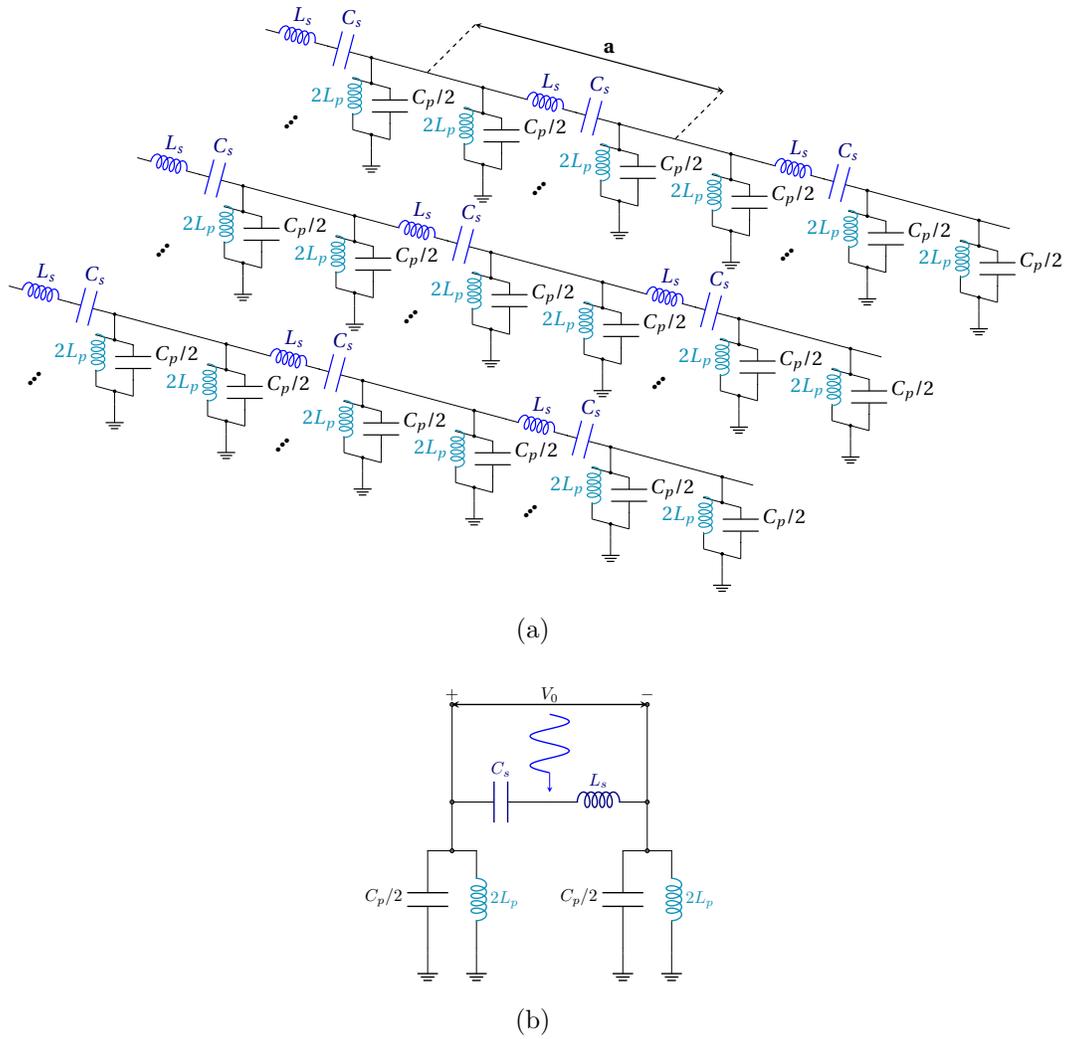


Figura 2.7: Circuito equivalente de la Figura 2.6. Las celdas unitarias se han dibujado en una sola dirección. La dirección perpendicular es equivalente y ha sido representada con puntos suspensivos para no complicar la imagen. (a) Representación 2D. (b) Representación 1D de una celda unitaria del panel (a).

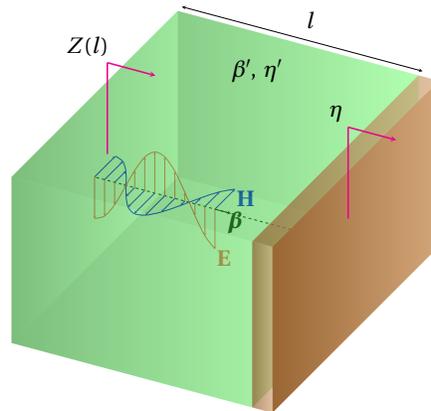


Figura 2.8: Traslación de impedancias aplicada a una lámina de impedancia superficial η (que podría ser una lámina PEC, por ejemplo). La impedancia equivalente de todo el bloque (incluyendo el tramo de largo l relleno con un medio de impedancia intrínseca η' y constante de propagación β') es $Z(l)$.

En la ecuación (2.7) l representa la distancia en la que es trasladada la impedancia (en la dirección contraria a la que se propaga la onda), η es la impedancia de la lámina, y η' y β' son la impedancia y la constante de propagación del medio por el cual se traslada la impedancia η , respectivamente. Estos valores se muestran de forma esquemática en la Figura 2.8.

Dada la ecuación (2.7), es posible colocar una lámina conductora (con impedancia $\eta = 0$) separada por aire a una distancia l de la capacitancia C_s , de manera tal que la impedancia trasladada tenga el valor dado por (2.8).

$$Z_{\text{tras}} = i\eta_0 \tan(\beta_0 l) \quad (2.8)$$

Si la distancia l es tal que $\tan(\beta_0 l) > 0$, entonces es posible sintetizar una inductancia a partir de una placa conductora. De esta forma se puede eliminar la vía característica de la topología metamaterial *mushroom-like*.

Finalmente, se puede aprovechar esta implementación para lograr un mejor ancho de banda y una mayor miniaturización que la que se obtendría con una vía. En efecto, considérese la estructura de la Figura 2.9.a, en donde se tienen 3 láminas paralelas: un plano PEC en el extremo derecho y dos placas dieléctricas FR4 (con $\varepsilon_r = 4.4$) de espesor l_1 separadas por aire a una distancia l_2 . Si se considera $l_1, l_2 \ll \lambda$, entonces las impedancias Z_1 , Z_2 y Z_3 de la figura están dadas por (2.9), en donde por simplicidad se ha ignorado la tangente de pérdidas del FR4.

$$\begin{aligned} Z_1 &= i \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tan(\beta_0 \sqrt{\varepsilon_r} l_1) \approx i\eta_0 \beta_0 l_1 \\ Z_2 &= \eta_0 \left(\frac{Z_1 + i\eta_0 \tan(\beta_0 l_2)}{\eta_0 + iZ_1 \tan(\beta_0 l_2)} \right) \approx i\eta_0 \left(\frac{\beta_0 (l_1 + l_2)}{1 - \beta_0^2 l_1 l_2} \right) \\ Z_3 &= \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left(\frac{Z_2 + i \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tan(\beta_0 \sqrt{\varepsilon_r} l_1)}{\frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} + iZ_2 \tan(\beta_0 \sqrt{\varepsilon_r} l_1)} \right) \approx i\eta_0 \left(\frac{(2l_1 + l_2)\beta_0 - l_1^2 l_2 \beta_0^3}{1 - (l_1 l_2 (1 + \varepsilon_r) + l_1^2 \varepsilon_r) \beta_0^2} \right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Las aproximaciones efectuadas son de primer orden y están asociadas a $\beta_0 l_1 = \frac{2\pi l_1}{\lambda} \ll 1$ y $\beta_0 l_2 = \frac{2\pi l_2}{\lambda} \ll 1$. Finalmente, si se reemplaza $\beta_0 = \omega/c$ en (2.9) y se efectúa la operación en paralelo con la capacitancia de los parches PEC superiores, se obtiene una impedancia superficial

$$Z_s = Z_3(\omega) \parallel \frac{1}{i\omega C_s} \approx \frac{i}{\frac{1 - \frac{1}{c^2} (l_1 l_2 (1 + \varepsilon_r) + l_1^2 \varepsilon_r) \omega^2}{\frac{\eta_0}{c} (2l_1 + l_2) \omega - \frac{\eta_0 l_1^2 l_2}{c^3} \omega^3} - \omega C_s}. \quad (2.10)$$

Dada la expresión (2.10), considérese una onda que incide normalmente desde el vacío en el MTM de la Figura 2.9.b (compuesto por la repetición periódica de la estructura de la Figura 2.9.a junto con los parches PEC habituales de la estructura *mushroom-like*). En tal caso, se puede obtener la fase del coeficiente de reflexión⁷ por medio de [9]

⁷La magnitud del coeficiente de reflexión es unitaria, ya que la impedancia en la que incide la onda es imaginaria.

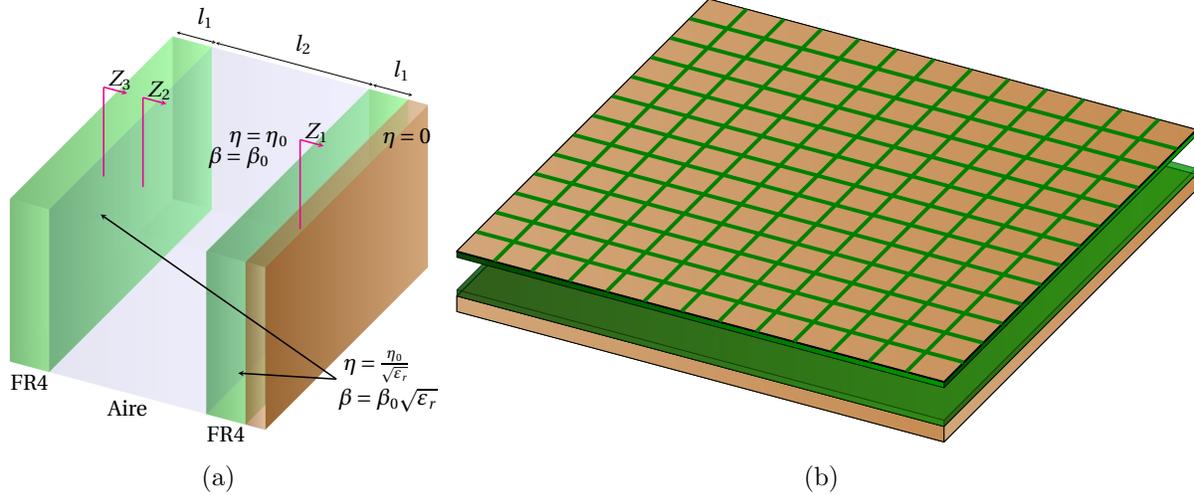


Figura 2.9: (a) Estructura compuesta por 3 láminas paralelas y teóricamente infinitas. Al extremo derecho se encuentra el plano PEC. Las placas dieléctricas de FR4 tienen un espesor l_1 y se encuentran separadas por aire mediante una distancia l_2 . (b) MTM propuesto en esta memoria. La estructura está compuesta por las láminas del panel (a) junto con un enrejado de parches PEC en la cara superior.

$$\Phi = \tan^{-1} \left(\frac{\Im \left\{ \frac{Z_s - \eta_0}{Z_s + \eta_0} \right\}}{\Re \left\{ \frac{Z_s - \eta_0}{Z_s + \eta_0} \right\}} \right), \quad (2.11)$$

siendo \Re e \Im las partes real e imaginaria, respectivamente. Finalmente, se puede establecer una comparación entre la estructura propuesta en [23] y la propuesta en esta memoria. Para esto, considérese la evaluación de la expresión (2.11) para dos estructuras distintas: por un lado se tiene la estructura con vías propuesta en [23], con una impedancia superficial Z_s dada por (2.6). Los valores de C_s y L_p se pueden obtener de [24] considerando un parche de 10 cm de ancho, con una brecha de 0.05 mm entre parches, en un sustrato FR4 de 1.5 mm. Por otro lado, se puede calcular la fase del coeficiente de reflexión con la impedancia superficial Z_s de (2.10), considerando $l_1 = 1.5$ mm, $l_2 = 5$ mm, un parche de 2.5 cm y una brecha de 0.1 mm. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 2.10.

Como se puede observar, el ancho de banda aumenta cuando se usa la estructura propuesta en esta memoria. Esto se debe a la mayor complejidad que presentan los polinomios en (2.10) en comparación a los mostrados en (2.6). También se puede observar que $\Phi = 0$ en la misma frecuencia (1 GHz) en ambas estructuras, con la diferencia de que la estructura propuesta es 4 veces inferior en tamaño. Además, la estructura propuesta presenta una brecha entre parches más grande (0.1 mm en comparación a 0.05 mm) y por ende es más fácil de construir.

En resumen, la estructura propuesta en esta memoria presenta un mayor ancho de banda, un tamaño reducido y además no requiere vías (lo que facilita el proceso de construcción). La desventaja es que el MTM propuesto podría presentar ondas superficiales, ya que las vías sirven para impedir la propagación de este tipo de ondas [24].

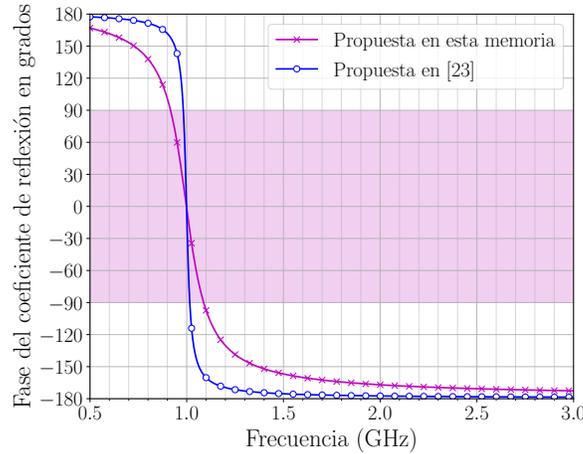


Figura 2.10: Fase del coeficiente de reflexión para dos casos: con Z_s dado por (2.6) (con vías) y con Z_s dado por (2.10) (sin vías). La franja morada muestra el rango $-90^\circ < \Phi < 90^\circ$ que define el ancho de banda en la mayoría de las aplicaciones.

2.4. Antenas de banda ancha

En general, una antena de banda ancha es toda aquella que funciona con respecto a cierto criterio en un ancho de banda porcentual mayor a 67% [2]. Lo usual es considerar $S_{11} < S_{11}^0$ como criterio para definir el ancho de banda, pero pueden haber más características involucradas. En el caso de este trabajo, se tienen 5 criterios para definir el ancho de banda: $S_{11} < -6$ dB, HPBW $> 90^\circ$, eficiencia de radiación $> 50\%$, FBR > 10 dB y máximo del patrón de radiación en $0^\circ \pm 5^\circ$ con respecto a la normal.

En esta sección se describen dos antenas de banda ancha útiles para este trabajo. Si bien estas antenas tienen una topología bien descrita en la literatura [25][26][27], su principio de operación no está completamente especificado. Es por esto que en las subsecciones siguientes se explica el funcionamiento de las dos antenas usadas. Cabe destacar que la explicación es fenomenológica y no ahonda en desarrollos matemáticos.

2.4.1. Monopolos planares

Los monopolos son unas de las antenas más usadas, sea cual sea la forma en la que se implementen. En particular, una de las implementaciones más comunes consiste en imprimir monopolos (o dipolos) en sustratos dieléctricos. Para estudiar la implementación impresa, considérese primero un dipolo como el mostrado en la Figura 2.11.a. Las características radiativas de un dipolo impreso son idénticas a las de un dipolo convencional de alambre, ya que ambas estructuras presentan la misma distribución de corrientes (Figura 2.11.b).

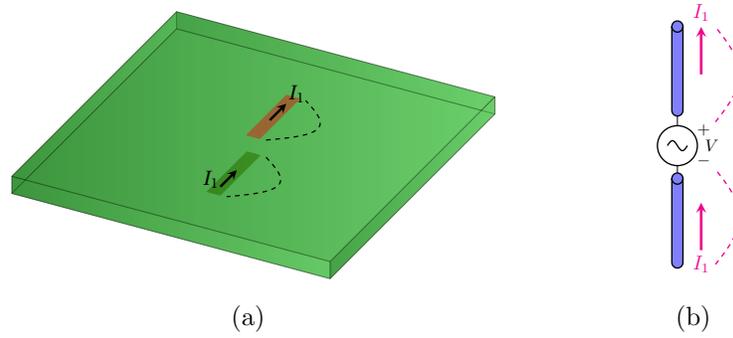


Figura 2.11: Distintas implementaciones de una antena dipolo. En línea punteada se muestra la amplitud de la corriente en función de la distancia al centro. (a) Implementación planar. En color café se muestran los conductores. El conductor café transparente se encuentra en la cara inferior del sustrato. (b) Implementación con alambres cilíndricos.

En lo que respecta a la frecuencia de operación, es sabido que un dipolo puede aumentar su ancho de banda de forma significativa si se aumenta el ancho de sus conductores y se les da un perfil no cilíndrico [6][28]. Por lo tanto, es posible crear monopolos/dipolos impresos de banda ancha si se usan geometrías con anchos relativamente grandes.

Por otra parte, una ventaja de la implementación impresa es que permite crear monopolos (es decir, con un solo conductor de longitud semejante a $\lambda/4$) sin la necesidad de colocar un plano de tierra perpendicular a la línea radiativa, tal como se muestra en la Figura 2.12.a. De forma contraria a como ocurre con el monopolo usual de alambre cilíndrico (Figura 2.12.b), el patrón de radiación del monopolo del panel (a) abarca todo el espacio, ya que no existe un plano reflector que aisle la mitad del espacio. La razón por la que existe una corriente de radiación I_1 en el monopolo planar se debe al balance de corrientes que ocurre en la línea de alimentación [26]. Esto es similar a lo que ocurre con un cable coaxial cuyo pin central es conectado a un alambre cilíndrico y cuya cobertura no es conectada a nada (Figura 2.12.c). En este último caso, la parte externa del coaxial actúa como el segundo brazo de un dipolo, permitiendo el flujo de corriente y generando radiación de forma similar a como lo hace un dipolo. En referencia al panel (c), nótese que no podría existir la corriente I_1 si no existiera también I_2 . En la estructura del panel (a) ocurre algo similar: el balance de corrientes en la lámina de tierra permite la existencia de una corriente de radiación I_1 , la cual genera radiación en todo el espacio.

Finalmente, cabe destacar el uso de estructuras defectuosas (o DGS por sus siglas en inglés) en el plano de tierra de los monopolos para disminuir su frecuencia mínima de operación (o equivalentemente, para miniaturizarlos). Un ejemplo de un DGS se muestra en la Figura 2.12.d. El defecto se puede considerar como un segundo radiador usando el principio de Babinet [28]. En efecto, según el principio de Babinet, la radiación de una apertura excitada por una corriente es equivalente a la radiación de su complemento excitado por una corriente dual. Por lo tanto, el DGS es el responsable de la radiación en las bajas frecuencias, ya que es la estructura más grande en la antena. Es decir, el análisis de las frecuencias bajas se debe concentrar principalmente en el defecto del plano de tierra.

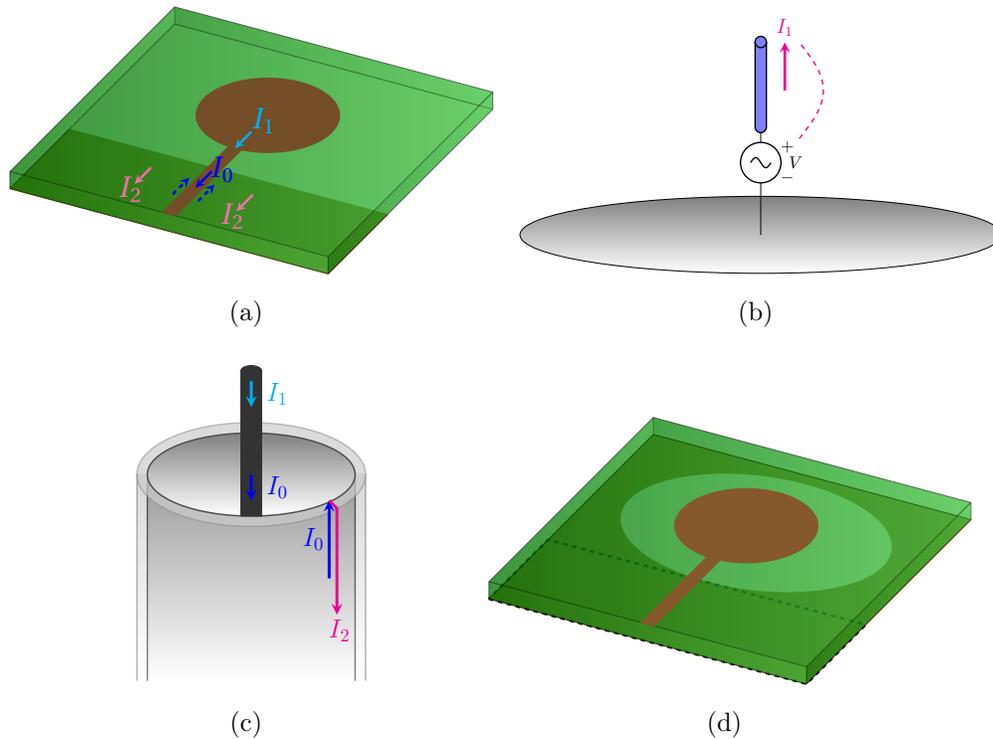


Figura 2.12: Distintas implementaciones de una antena monopolo. (a) Implementación planar. El ancho de la línea y su forma circular son características necesarias para aumentar el ancho de banda. En color café se muestran los conductores. El conductor superior porta una corriente I_1 y el conductor inferior (café transparente) porta una corriente I_2 . I_0 es la corriente dada por el modo de línea de transmisión (línea continua para el conductor superior y línea punteada para el inferior). (b) Implementación con un alambre cilíndrico. (c) Monopolo sin plano de tierra que radía en todo el espacio. El balance de corrientes que se da en la parte externa de la carcasa del coaxial permite que la estructura esté adaptada en impedancia. I_0 es la corriente dada por el modo de línea de transmisión (que no genera radiación). Las corrientes I_1 e I_2 generan radiación. (d) Adición de una estructura defectuosa en la tierra del monopolo del panel (a). En este caso, el conductor inferior (café transparente) se expande en toda la cara inferior del sustrato, salvo donde yace el agujero central, que corresponde a la estructura defectuosa.

En conclusión, los monopolos planares pueden diseñarse con tamaños de aproximadamente 0.3λ ($\lambda/4$ sumado al largo de la línea de alimentación) en la frecuencia mínima de operación. Además pueden lograr anchos de banda del orden de 130 % y patrones de radiación similares a los de un dipolo de alambre común [6][26][28].

2.4.2. Antenas espirales

Las antenas espirales son todas aquellas que tienen formas como las mostradas en la Figura 2.13. Estas antenas no solo tienen bajas reflexiones (S_{11}) en un gran ancho de banda, sino que además tienen un patrón de radiación con máximos en 0° y 180° cuya forma es prácticamente invariante en la banda de interés [27]. Otra propiedad atractiva de las antenas espirales es su polarización circular, ya que pueden formar radioenlaces sin importar cuál sea la orientación de la otra antena del enlace (asumiendo que su polarización es lineal o elíptica con el mismo sentido de giro que la espiral) [27].

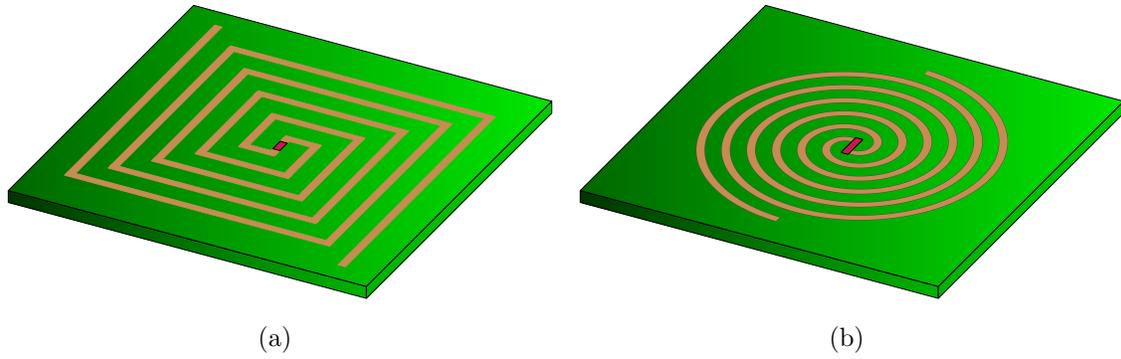


Figura 2.13: Ejemplos de antenas espirales Arquimedianas. (a) Antena espiral cuadrada. La forma en la que se envuelven los brazos sigue la regla de la mano izquierda. (b) Antena espiral circular. La forma en la que se envuelven los brazos sigue la regla de la mano derecha. La cara inferior (no visible) no tiene ningún material conductor.

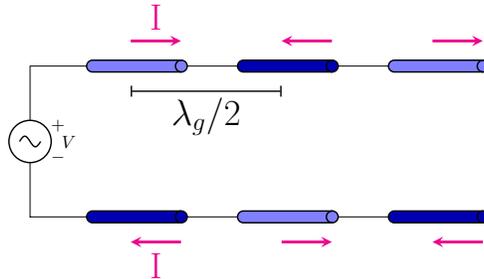


Figura 2.14: Línea de transmisión convencional con propagación en modo TEM. I es la corriente que circula por los conductores. Los semiciclos positivos y negativos se representan con colores de distintas tonalidades. La fuente de alimentación es ideal (amplitud de voltaje constante y tamaño infinitesimal). El cambio de polaridad cada $\lambda_g/2$ se da incluso cuando el modo de propagación no es TEM.

En lo que respecta a esta memoria, el estudio se focaliza en las espirales Arquimedianas. Para entender el principio de operación de estas antenas, considérese la Figura 2.14, en donde se muestra la distribución de corrientes en una línea de transmisión que porta el modo TEM. En color azul claro se muestran los semiciclos positivos y en color azul oscuro se muestran los semiciclos negativos (ambos referenciados a una misma dirección). Como es usual, la polaridad se invierte cada $\lambda_g/2$, siendo λ_g la longitud de onda guiada (relacionada con la constante β_g de la subsección 2.2.2).

Considérese ahora que los brazos de estas líneas se tuercen para formar una espiral Arquimediana circular. En tal caso, para una frecuencia ω_1 se tiene una situación como la mostrada en la Figura 2.15.a, mientras que para una frecuencia $\omega_2 < \omega_1$ se tiene algo como lo mostrado en la Figura 2.15.b. Como se puede observar, la distribución de corrientes forma espiras equivalentes sucesivas con corrientes opuestas, como las de la Figura 2.16.a. La formación de una de estas espiras se puede observar con las flechas negras de la Figura 2.15. Las demás espiras se forman de manera equivalente. Nótese que las espiras internas son radiadores inefficientes de por sí, ya que tienen un tamaño pequeño en comparación a la longitud de onda. Además, las espiras sucesivas tienen corrientes opuestas, lo que implica una interferencia destructiva en su radiación. Por ende, en la zona interna predomina la transmisión de corriente hacia el exterior de la espiral, como si se tratase de una línea de transmisión. Luego de que cada una

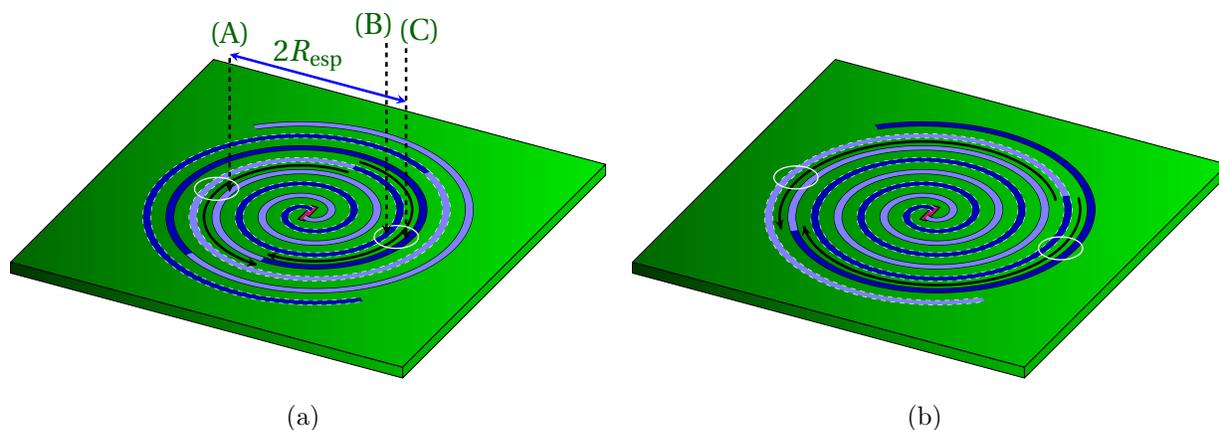


Figura 2.15: Distribución de corrientes en las antenas espirales. El centro es alimentado por una fuente ideal (puerto concentrado) idéntico al mostrado en la Figura 2.14. Los colores para representar la dirección del flujo de corriente son idénticos a los de la Figura 2.14. R_{esp} es el radio de las espiras equivalentes. (a) Frecuencia de alimentación: ω_1 . Por definición, los puntos (A) y (B) tienen igual amplitud pero están desfasados en 180° . Por ende, si la distancia entre (A) y (C) a través de la espiral (es decir, πR_{esp}) es igual a $\lambda_g/2$, la polaridad es invertida, con lo que (B) y (C) están en fase. (b) Frecuencia de alimentación: $\omega_2 < \omega_1$.

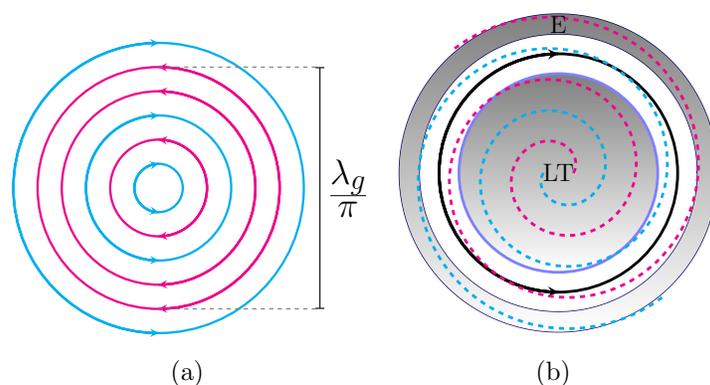


Figura 2.16: Descomposición de las antenas espirales de la Figura 2.15 en espiras equivalentes conectadas en serie. (a) Descomposición en espiras. (b) Zonas definidas en la espiral completa. El círculo LT corresponde a la zona de línea de transmisión, la espira con flechas corresponde a la zona de radiación y el área con la letra E es la zona de extinción de corriente.

de las líneas ha recorrido una distancia equivalente a $\lambda_g/2$ (es decir, cuando $\pi R_{\text{esp}} = \lambda_g/2$, siendo R_{esp} el radio de la espira equivalente, como en la Figura 2.15), la corriente invierte su dirección [29]. Esto implica que la radiación de dos pares de espiras consecutivas no se cancela, tal como se muestra en color magenta en la Figura 2.16.a, o encerrado en círculos blancos en la Figura 2.15. Además, tales espiras tienen brazos de largos semejantes a $\lambda_g/2$. En consecuencia, como el perímetro de la espira equivalente es semejante a λ_g , la radiación es eficiente y su máximo apunta en la dirección normal al plano de las espiras [6]. Las espiras subsecuentes a las dos recién mencionadas pierden amplitud de corriente debido a la radiación, convergiendo a 0 en los extremos de la espiral. Dicho esto, se pueden definir tres zonas en la espiral, una zona de línea de transmisión o de alimentación, una zona de radiación, y una zona de extinción de corrientes, como se representa de forma esquemática en la Figura 2.16.b.

De lo escrito en esta sección surgen 2 conclusiones principales:

- ✘ El tamaño de una antena espiral está dado aproximadamente por $D \approx (1/\pi)\lambda_m$ (siendo λ_m la longitud de onda asociada a la frecuencia mínima de operación), independientemente de cuántas vueltas den los brazos de la antena, o de cual sea su grosor y la separación entre estos. Esto se debe a que la zona de radiación ocurre para $\pi R_{\text{esp}} = \lambda_m/2$. No hay radiación si la espiral no se extiende hasta alcanzar una distancia R_{esp} .
- ✘ Como la zona de radiación ocurre aproximadamente para $\pi R_{\text{esp}} = \lambda_g/2$, la ubicación de esta zona depende de la frecuencia. Por lo tanto, las corrientes de baja frecuencia se concentran en el exterior de la espiral, mientras que las corrientes de alta frecuencia se concentran en el interior. Esto último se muestra de forma esquemática en la Figura 2.15, en donde se ha bosquejado la evolución de la zona de radiación (marcada con flechas en forma de una espira equivalente) en dos frecuencias distintas.

Cabe mencionar que si bien la explicación de la espiral Arquimediana se hizo solo con la espiral circular, una explicación análoga se da para la espiral cuadrada.

2.5. Arreglos de antenas

Como bien dice su nombre, un arreglo de antenas corresponde a un conjunto de dos o más antenas ubicadas en posiciones específicas del espacio. En estricto rigor, un conjunto de antenas se considera como arreglo solo si sus patrones de radiación se superponen en campo lejano. Si bien las antenas pueden ser diferentes y las posiciones pueden ser cualesquiera (inclusive pueden variar), lo usual es usar la misma antena ubicada en una grilla planar con posiciones equidistantes y fijas.

Los arreglos de antenas son útiles ya que permiten obtener una ganancia elevada y cambiar electrónicamente la dirección de máxima radiación. Ambas cualidades se logran mediante el concepto de interferencia: la radiación emitida/recibida por cada elemento del arreglo interfiere constructivamente en ciertas zonas, permitiendo la formación de un máximo en una dirección específica. De manera análoga, hay zonas en las que la radiación interfiere destructivamente, acarreando la generación de nulos y lóbulos secundarios de bajo nivel. Un ejemplo de arreglo se muestra en la Figura 2.17, en donde se ve la interferencia entre ondas y el posterior procesamiento circuital para lograr apuntar en la dirección deseada. La teoría de los arreglos se describe ampliamente en la literatura [2][6]. Aquí solo se quieren destacar cuatro resultados principales, listados a continuación.

- ✘ El campo de visión de un arreglo está definido por el HPBW de su antena base.
- ✘ Para no generar GLs (*grating lobes* o lóbulos de enrejado) en el campo de visión definido por $-\Theta_0/2 \leq \theta \leq \Theta_0/2$, las antenas deben estar separadas por una distancia que satisfaga la restricción de la ecuación (2.12) [2]. Como en este trabajo se busca un campo de visión de 90° (es decir, $\Theta_0 = 90^\circ$), se necesita una separación menor a 0.58λ en todas las frecuencias. Dado que el mínimo λ se encuentra en 2570 MHz (con $\lambda = 11.67$ cm), se debe tener una separación centro-centro de 6.8 cm entre las antenas. **Esto repercute en que el tamaño de la antena debe ser menor a 6.8 cm.**

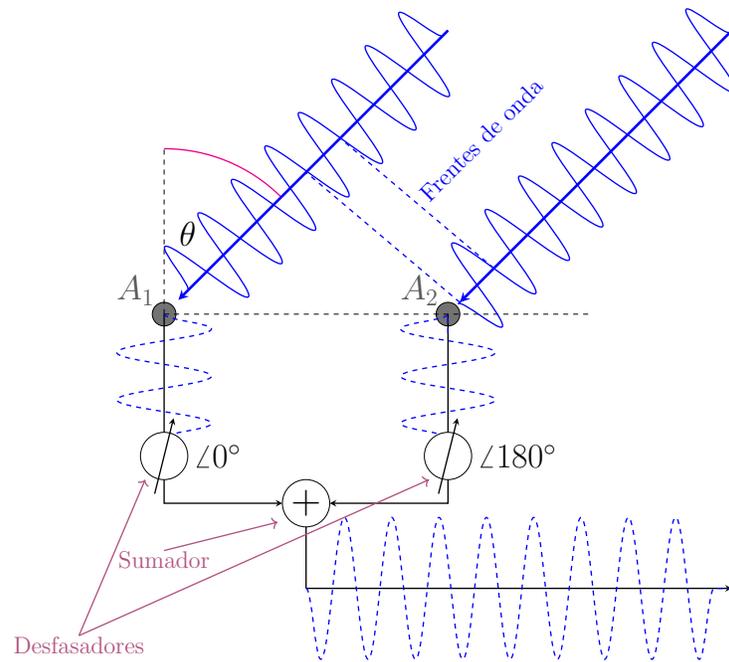


Figura 2.17: Diagrama de un arreglo de 2 antenas operando en el modo de recepción. Las ondas en espacio libre se representan con señales senoidales en línea continua y las ondas en cables se representan en línea punteada. Las antenas se representan con círculos negros (A_1 y A_2). Como se puede observar, las señales en espacio libre llegan desfasadas en 180° a las antenas. Si este desfase es corregido, se puede lograr que las ondas interfieran constructivamente en la dirección mostrada.

$$d < \lambda / (1 + \text{sen } \Theta_0 / 2) \quad (2.12)$$

- ✘ El patrón de radiación debe ser nulo en las direcciones donde se ubica el plano del arreglo para evitar el acople entre antenas.
- ✘ Las antenas implementadas en *microstrip* son susceptibles a generar ondas superficiales [14]. Por lo tanto, se deben separar los planos de tierra de dichas antenas para evitar el acople.

2.6. Resumen

En resumen, este capítulo muestra la teoría necesaria para comprender los tres pasos fundamentales del diseño de las antenas de esta memoria, que son (1) la elección de antenas existentes de banda ancha (sección 2.4), (2) la miniaturización de tales antenas (sección 2.2) y (3) la incorporación de un plano reflector metamaterial (secciones 2.2 y 2.3). Además, las secciones 2.1 y 2.5 mostraron conceptos fundamentales de la teoría de antenas y de los arreglos de antenas. Estos conceptos son necesarios para las posteriores etapas de caracterización y discusión.

Capítulo 3

Metodología

En los capítulos anteriores se mostró la motivación de este trabajo, sus objetivos y las bases teóricas necesarias para comprender los diseños confeccionados. En este capítulo se muestra la metodología de esta memoria. Específicamente, se muestran los pasos necesarios para comprender el primer nivel de diseño de las antenas, su construcción y su medición. El capítulo comienza en la sección 3.1 con el diseño global que siguen las tres antenas. Luego, en la sección 3.2 se muestran los pasos seguidos en la simulación de las antenas y del plano metamaterial. Todas las simulaciones se realizaron con el *software* ANSYS HFSS 19, que corresponde a un programa de simulación electromagnética de modelos 3D. En la sección 3.3 se muestra la construcción de las antenas y del plano metamaterial. Posteriormente, en la sección 3.4 se muestra el montaje de medición usado, se especifican sus partes y se explica su modo de operación. Finalmente, en la sección 3.5 se da un resumen del capítulo.

3.1. Método de diseño

Como se indicó en el Capítulo 1, diseñar una antena que cumpla con todos los requerimientos de esta memoria es complicado. Por esta razón, este trabajo contempla la creación de tres antenas, ya que así existen más opciones cuyos desempeños pueden ser comparados. Si bien las tres antenas son diferentes, todas siguen el mismo principio de diseño, que consiste en escoger una antena de banda ancha existente (subsección 3.1.1), miniaturizarla (subsección 3.1.2) e incorporar un plano reflector metamaterial (subsección 3.1.3). La metodología de diseño se muestra de forma esquemática en la Figura 3.1. Se escogió esta metodología, ya que con ella es posible cumplir todos los requerimientos de diseño. En efecto, si se usa una antena de banda ancha existente con un ancho de banda porcentual mayor a 115.15 % (que cubre de 700 MHz a 2600 MHz), por definición se está cumpliendo el requerimiento del parámetro S_{11} en todas las bandas requeridas. La miniaturización es necesaria ya que, como se puede ver en la literatura [2][6][15], todas las antenas de banda ancha tienen tamaños mayores a 0.16λ con respecto a la frecuencia mínima de operación. Por ende, el tamaño de 6.8 cm (0.16λ en

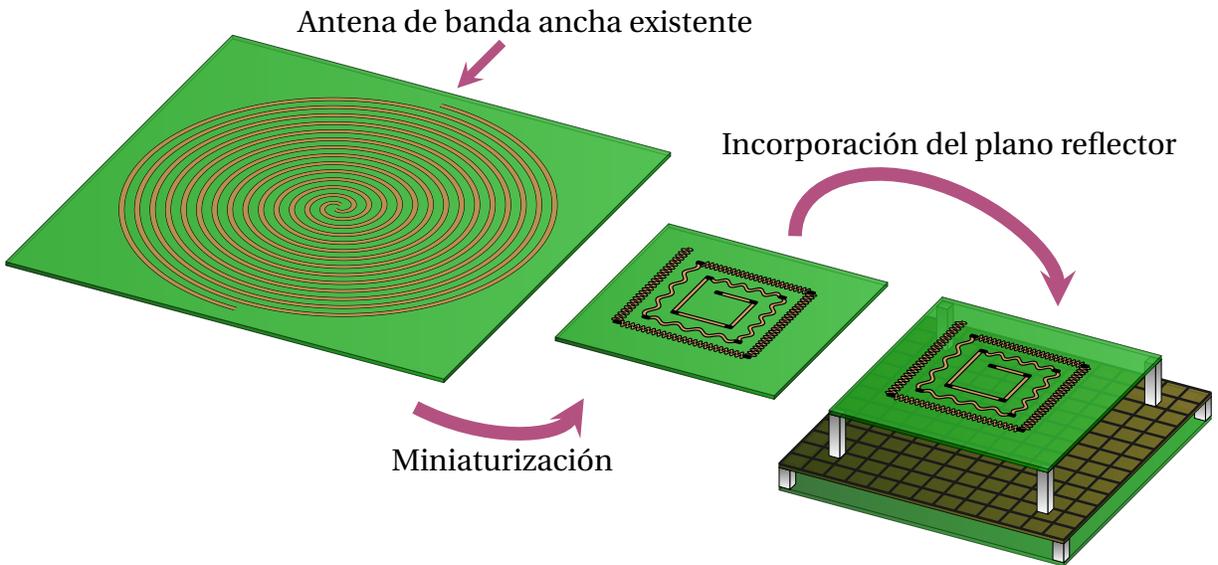


Figura 3.1: Metodología de diseño seguida en esta memoria.

700 MHz) se puede obtener tras miniaturizar las antenas existentes escogidas. Finalmente, se incorpora el plano reflector para aumentar el FBR. El plano es metamaterial ya que así la eficiencia no disminuye tanto como ocurriría con un plano PEC común.

Los únicos requerimientos que no se cumplen de forma inmediata con esta estrategia son: (1) HPBW de por lo menos 90° y (2) dirección de máxima radiación en $0^\circ \pm 5^\circ$ con respecto a la normal del plano. De todos modos, estos requerimientos se pueden lograr con una buena elección de la antena base y con un diseño meticuloso en las frecuencias de operación.

Lo descrito en los párrafos anteriores corresponde a una vista global (o en un primer nivel) del diseño de las antenas. El diseño particular de cada componente (antenas y plano metamaterial) se muestra de forma detallada en los Capítulos 4 y 5. En los siguientes apartados se muestran y fundamentan las bases de cada uno de los pasos de la Figura 3.1.

3.1.1. Antenas de banda ancha elegidas

Las antenas de banda ancha elegidas son mostradas en el Capítulo 2 y corresponden a la antena espiral y al monopolo planar. En la realización de este trabajo se hizo un prototipo de antena espiral y dos prototipos de monopolos planares, conformando un total de tres antenas. Las razones principales por las que se eligieron estas antenas se listan a continuación.

- ✘ Ambas son planas y simples de construir con las técnicas de impresión de circuitos.
- ✘ Ambas presentan patrones de radiación prácticamente constantes en todo su ancho de banda. Además, las antenas irradian con máximos en las dos direcciones normales al plano. Si una de esas direcciones es eliminada con el plano reflector, entonces es posible cumplir el requerimiento de patrón de radiación constante con máximo en 0° .

3.1.2. Miniaturización de antenas

Considerando que la mayoría de los diseños existentes de la antena espiral y el monopolo planar tienen tamaños de 0.3λ en la frecuencia mínima de operación, se requiere un factor de miniaturización igual o mayor a $0.3\lambda/0.16\lambda = 1.875$ para lograr el tamaño de 0.16λ .

Como se indicó en la subsección 2.2.2, una antena se puede miniaturizar por medio de dos mecanismos: aumentando ε_r y/o μ_r , o aumentando L y/o C en las estructuras guiadas. Usar un sustrato con mayor ε_r no es opción para este trabajo por las siguientes razones.

- ✘ Lo ideal es usar FR4 por su alta disponibilidad y bajo costo.
- ✘ Una de las mejores opciones de cambio sería el sustrato Duroid 6010 con $\varepsilon_r = 10.2$, que en caso de ser usado daría un factor de miniaturización menor a 1.5 (y por lo tanto menor al factor de 1.875 requerido). Además, sustratos como el Duroid 6010 (o inclusive sustratos cerámicos con $\varepsilon_r > 10.2$) no tienen la rigidez mecánica o la facilidad de manipulación del FR4.

En consecuencia, en ambas antenas se optó por cargar las líneas de transmisión con inductancias y capacitancias.

3.1.3. Plano metamaterial

Por razones similares a las mostradas en las dos subsecciones anteriores, se optó por usar FR4 para implementar el plano metamaterial. El metamaterial usado fue introducido en el Capítulo 2 y su diseño es mostrado en el Capítulo 5. Lo que se quiere destacar en esta sección es que desde un principio se evitó el uso de vías (existentes en muchos metamateriales). Si bien el diseño propuesto en el Capítulo 2 no requiere vías, podría ser bueno incorporarlas, ya que así se evitaría la propagación de ondas superficiales [24]. De todos modos, es preferible no usar vías en el diseño propuesto, ya que la dificultad del proceso de construcción aumentaría considerablemente. En efecto, la celda unitaria del metamaterial tiene un tamaño menor a 2 cm, mientras que el plano requerido para Radiovisión tiene un tamaño total de por lo menos 27.2 cm (4 antenas de 6.8 cm en cada lado). Por ende, si cada celda unitaria tuviese una vía, se deberían soldar por lo menos $14 \times 14 = 196$ vías, lo que tomaría una cantidad de tiempo considerable, ya que crear vías en el aire no puede ser automatizado fácilmente.

3.1.4. Diseño del arreglo

El arreglo tiene una distribución cuadrada con un espaciado uniforme igual al tamaño de las antenas que lo conforman. Las alimentaciones de cada antena son independientes, ya que así se puede controlar la posición del haz sintetizado. El arreglo es de 2×2 antenas (y no de 4×4 como requiere Radiovisión) ya que esta cantidad basta para caracterizar los fenómenos típicos de un arreglo (como el acople entre antenas y la síntesis del haz). Cabe destacar que el arreglo no pudo ser simulado debido al costo computacional requerido.

3.2. Simulaciones

Las simulaciones de este trabajo se realizaron en el *software* HFSS. Este programa calcula la respuesta en frecuencia y la distribución espacial de los campos electromagnéticos en dispositivos y entornos 3D con formas arbitrarias.

HFSS entrega varios grados de libertad para realizar simulaciones. Por ejemplo, existen dos opciones para simular puertos de excitación (puertos concentrados/*lumped ports* o puertos de ondas/*wave ports*). Así mismo, se pueden elegir los criterios de convergencia del programa y las condiciones de borde, entre muchas otras opciones. En los párrafos que siguen se especifican las opciones usadas en las simulaciones de los **diseños finales** de las antenas. Hubieron pasos intermedios que usaron otras configuraciones, las cuales son especificadas en la subsección 3.2.4.

3.2.1. Alimentación

Para poder emular las condiciones de la realidad de la mejor manera posible, se usaron cables coaxiales en las simulaciones, tal como se muestra en la Figura 3.2.a. Se usó aire como medio interno de los coaxiales. Las medidas fueron de 0.64 mm para el radio interno y 1.47 mm para el radio externo (esta medida se calculó de forma tal que se obtuviera una impedancia característica de 50Ω). Se dio un espesor de $70 \mu\text{m}$ a la envoltura del coaxial. Por último, cabe destacar que se usó un puerto de ondas para excitar el cable coaxial (el puerto se muestra en color magenta en la Figura 3.2.b).

3.2.2. Convergencia

En todas las simulaciones se usó el criterio de convergencia $\Delta S = 0.02$ con un número máximo de 8 iteraciones. En algunos casos (que son señalados en el Capítulo 6) no se logró la convergencia y tampoco se pudo aumentar el número de iteraciones debido al costo computacional. La simulación que utilizó más recursos requirió 100 Gb de RAM.

3.2.3. Perforaciones para anclar soportes

Como se puede ver en la Figura 3.3, las antenas incluyen soportes de acrílico fijados con pernos de nylon. Evidentemente, estos pernos deben atravesar el sustrato de las antenas. Por ende, las antenas deben incluir perforaciones en sus esquinas. En un principio, estas perforaciones fueron consideradas en las simulaciones, pero tras verificar que no afectaban el desempeño eléctrico fueron removidas y no se volvieron a considerar, ya que aumentaban considerablemente el tiempo de simulación. Además, como el acrílico es transparente en las frecuencias de este trabajo, tampoco se consideraron los soportes en las simulaciones.

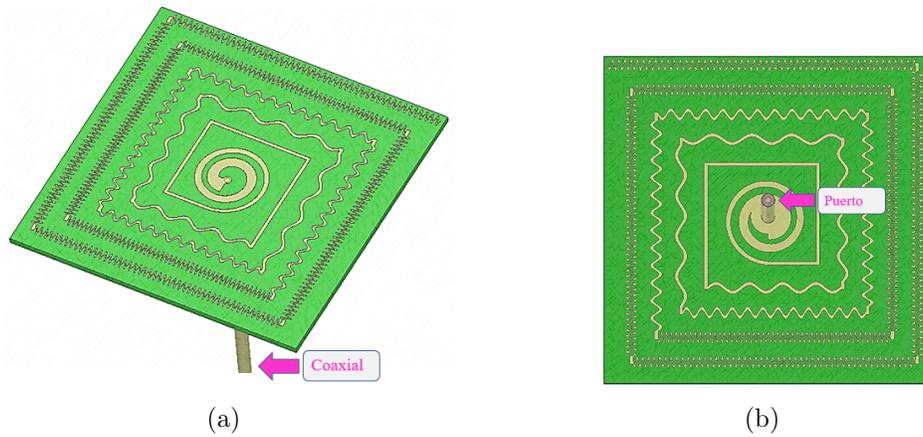


Figura 3.2: Simulación de uno de los prototipos de la antena espiral con cable coaxial. (a) Vista del cable coaxial en la simulación. Se muestra la cara superior del diseño. (b) Puerto de alimentación (en color magenta) en un extremo del cable coaxial. Se muestra la cara inferior del diseño.

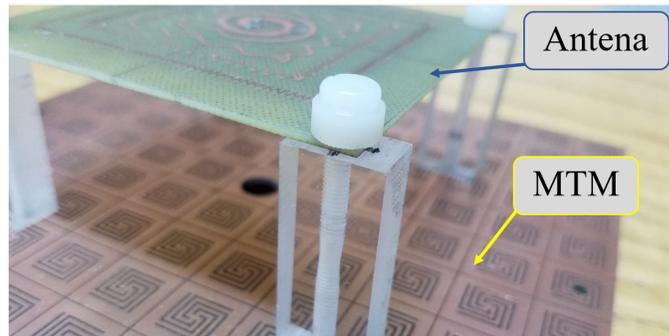


Figura 3.3: Soporte de acrílico que separa las antenas del plano reflector. La estructura corresponde a uno de los prototipos construidos de la antena espiral (no es el diseño final).

3.2.4. Casos especiales

3.2.4.1. Simulación de estructuras periódicas

HFSS ofrece un modo de simulación especial para estructuras periódicas (como los metamateriales), en el que basta con simular una celda unitaria para caracterizar la estructura infinita. Este método se basa en la aplicación de las condiciones de borde periódicas, por lo que es estrictamente válido solo cuando la estructura es infinita. La ventaja de este modo de simulación yace en que reduce el tiempo de cómputo. Por ejemplo, en este trabajo se simuló y optimizó la celda unitaria del metamaterial hasta obtener la respuesta deseada (Capítulo 5). Luego, el metamaterial completo se incorporó en las simulaciones con antenas (Capítulo 6). Por lo tanto, no fue necesario optimizar el metamaterial en su totalidad con las antenas. La explicación sobre cómo simular celdas unitarias se muestra en el Anexo A. Cabe destacar que la simulación de MTMs se realizó con 20 pasos adaptativos y con un criterio de convergencia $\Delta S = 0.001$.

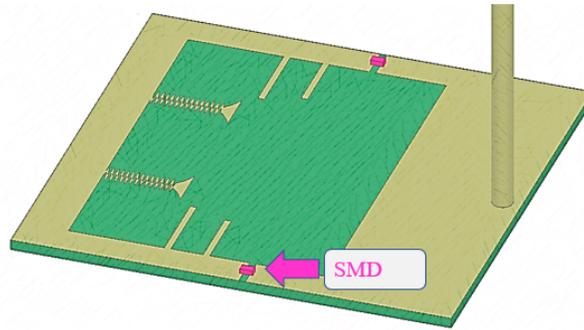


Figura 3.4: Ejemplo que muestra cómo se simularon los elementos concentrados. En la estructura color magenta se impone una condición de borde tipo *lumped RLC*.

3.2.4.2. Simulación de elementos concentrados

En el proceso de diseño se usaron inductancias (L) y capacitancias (C) para miniaturizar las antenas de este trabajo. A pesar de que estos elementos fueron implementados en líneas de transmisión (Capítulo 4), en primera instancia se usaron elementos concentrados en las simulaciones -como los dispositivos superficiales de montura (*surface mounted devices* o SMD)-. Esto se hizo para determinar los valores de L y C a colocar y en qué lugares de las antenas colocarlos. La ventaja de usar esta técnica yace en que el tiempo de simulación disminuye cuando se usan elementos concentrados en lugar de líneas de transmisión. La desventaja está en que un elemento concentrado no radía, a diferencia de una línea de transmisión. Por lo tanto, esta técnica solo se usó para sintonizar el parámetro S_{11} y para estudiar de forma fenomenológica el efecto de cargar las antenas con inductancias y capacitancias. Un ejemplo de simulación se muestra en la Figura 3.4.

Como comentario final en lo que respecta a las simulaciones, cabe destacar que si bien HFSS posee opciones de optimización, estas no fueron usadas por la cantidad de tiempo que requiere cada simulación. De todos modos, esto se deja como trabajo a futuro.

3.3. Implementación

Las antenas y el plano reflector se construyeron en base a la metodología típica del Laboratorio de Ondas Milimétricas. Esta es mostrada en [7][8] y consiste en el prototipado de PCBs por medio de las máquinas **Protomat S43** y **Protolaser S** de *LPKF*.

Para la alimentación de dos de las antenas construidas se usó un conector SMA de panel con impedancia de 50Ω . En el caso de la antena espiral, se debieron cortar los extremos del conector para no cortocircuitar las líneas conductoras de la antena. Los conectores usados se muestran en la Figura 3.5. Para la tercera antena se usó un conector de 50Ω con *montura de lado* (*edge-mounted* en inglés).

En lo que respecta al plano reflector, este se ubica en todos los diseños a una distancia de 3.94 cm. Para lograr esta separación de forma rígida, se usaron piezas de acrílico y tornillos



Figura 3.5: Conector SMA de panel usado. A la derecha se muestra el conector original. A la izquierda se muestra el conector cortado y montado en el prototipo final de la antena espiral.

de nylon, como se muestra en la Figura 3.3 (se evitó el uso de estructuras metálicas para no distorsionar el desempeño eléctrico). No fue necesaria una gran precisión en la separación, ya que variaciones de ± 0.5 cm no afectan el desempeño de la antena.

Finalmente, cabe destacar que además de FR4 se usó Kappa438 como sustrato. Este sustrato tiene la misma constante dieléctrica que el FR4 ($\epsilon = 4.4$), la misma rigidez mecánica, y una menor tangente de pérdidas ($\tan \delta = 0.005$, es decir, 4 veces menor que el FR4). Dicho de otra forma, el sustrato es análogo al FR4, solo que con menos pérdidas dieléctricas, lo que implica antenas con mejor eficiencia.

3.4. Montaje de medición

Este trabajo contempla la medición del parámetro S_{11} de las antenas individuales, el parámetro S_{21} entre antenas en el arreglo de 2×2 (para caracterizar el acople entre antenas), y los patrones de radiación en las antenas individuales y en el arreglo de 2×2 antenas. Los equipos y dispositivos usados, junto con la metodología seguida en cada una de estas mediciones, se describen en las siguientes subsecciones.

3.4.1. Medición de los parámetros de *Scattering* (S_{11} y S_{21})

Los parámetros S de las antenas se midieron con un VNA modelo **E8364** de *Agilent Technologies*. La medición del parámetro S_{11} de una antena requiere que esta se encuentre en el espacio libre, ya que de este modo no hay ningún tipo de reflexión o interacción con otro objeto. Esto es evidentemente imposible (siempre estará el suelo, o en su defecto una torre para afirmar la antena), por lo que se deben usar cámaras anecoicas. Como no hubo disponibilidad de una de estas cámaras en este trabajo, se usó un montaje mucho más simple, en el que se usaron materiales absorbentes para tapar el VNA, el suelo y cualquier objeto metálico que se encontrara a menos de 1 metro de distancia.

La medición del parámetro S_{21} requiere una consideración adicional a las ya mencionadas: como el arreglo es de $2 \times 2 = 4$ puertos, se debe medir el parámetro S_{21} entre un par de antenas mientras las otras antenas son terminadas en cargas de 50Ω [13].

3.4.2. Medición del patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena constituye una de sus figuras de mérito más importantes. Como las mediciones de patrón de radiación están ampliamente documentadas (ver [6][7], por ejemplo), en esta subsección se especifican solo algunos aspectos particulares que se usaron en las mediciones.

En general, para efectuar mediciones de patrón de radiación se deben usar dos antenas: la que se quiere medir y otra denominada *antena de referencia*. Esta última puede ser una antena cualquiera, siempre y cuando tenga buenas características en la banda de interés (por ejemplo bajas reflexiones y una ganancia relativamente alta para aumentar la razón señal a ruido). La antena a medir debe colocarse en una plataforma giratoria y la antena de referencia debe permanecer fija.

En este trabajo se realizaron 12 medidas de patrón de radiación por antena: en dos planos perpendiculares, en las dos componentes ortogonales de polarización, y en tres frecuencias distintas. Las frecuencias de medición fueron 820 MHz, 1890 MHz y 2530 MHz, y se consideraron como representativas de las bandas del Capítulo 1 (820 MHz para representar las bandas comprendidas entre 750 y 900 MHz, 1890 MHz para representar las bandas de 1700 y 1900 MHz, y 2530 MHz para representar la banda en 2600 MHz). Para medir en estas frecuencias se usaron tres antenas de referencia (mostradas en la Figura 3.6): dos antenas *patch* para las frecuencias de 1890 y 2530 MHz, y un dipolo discónico para la frecuencia de 820 MHz. Las características eléctricas de estas antenas se muestran en la Tabla 3.1. El parámetro S_{11} y las ganancias fueron medidas en la frecuencia central. Las ganancias se midieron con el método que es explicado en la página 36.

El montaje experimental usado se muestra en la Figura 3.7¹. Las antenas a medir y de referencia se clasifican como transmisora (T_x) y receptora (R_x), respectivamente². Dicho todo esto, se prosigue con la explicación del sistema, que por conveniencia se divide en las siguientes partes:

- 1) **Rotación:** La rotación de la antena a medir se efectúa por medio de un motor conectado a Arduino. El movimiento se realiza con variaciones de $\Delta\theta_n = 1^\circ$ y se controla por medio del algoritmo escrito en Python del Anexo B. En la Figura 3.7.a, θ_n corresponde al ángulo de giro con respecto a la posición inicial.
- 2) **Alimentación y recepción de potencia:** La antena transmisora es conectada a un generador de señales **SMB 100 A** de *Rohde Schwarz* y es alimentada con una señal de frecuencia $f = 820, 1890$ ó 2530 MHz. La potencia inyectada por el equipo es $P_i = 20$ dBm. La potencia recibida por la antena transmisora (a través del cable coaxial) es P_t (dBm) = P_i (dBm) - P_{c1} (dB), en donde P_{c1} representa las pérdidas del cable y las transiciones. La potencia recibida por la antena receptora (P_r) es mostrada en el analizador de espectro **CXA N9000A** de *Agilent Technologies* como P_{CXA} (dBm) = P_r (dBm) - P_{c2} (dB), en donde P_{c2} son las pérdidas en el cable coaxial

¹Agradecimientos a Pablo Astudillo, Camilo Avilés, David Monasterio y Christopher Muñoz por idear y construir este sistema.

²La clasificación no es de importancia (por el teorema de reciprocidad en medios pasivos e isotrópicos [6]), pero se ha fijado de esta manera para tener un mejor orden en el documento.

Tabla 3.1: Características eléctricas de las antenas de referencia. El número de las antenas está referenciado con respecto a la Figura 3.6.

Antena	1	2	3
Frecuencia central (MHz)	1890	2530	820
S_{11} medido (dB)	-19.06	-11.26	-24
Ganancia absoluta máxima medida (dBi)	2.1	3.18	2.2
Ganancia absoluta máxima simulada (dBi)	2.8	3.4	1.8
Polarización	Lineal	Lineal	Lineal

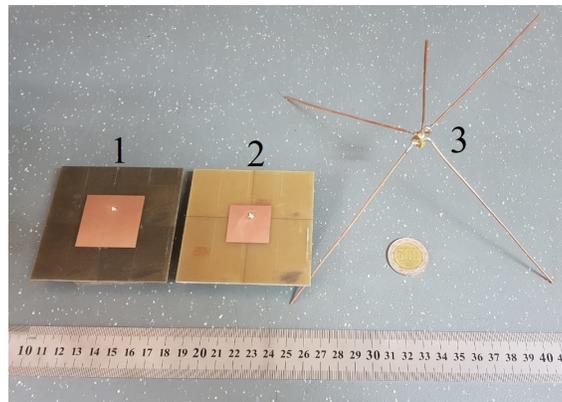


Figura 3.6: Antenas de referencia. 1 y 2: Antenas *patch* sintonizadas en 1890 y 2530 MHz, respectivamente. 3: Dipolo discónico sintonizado en 820 MHz.

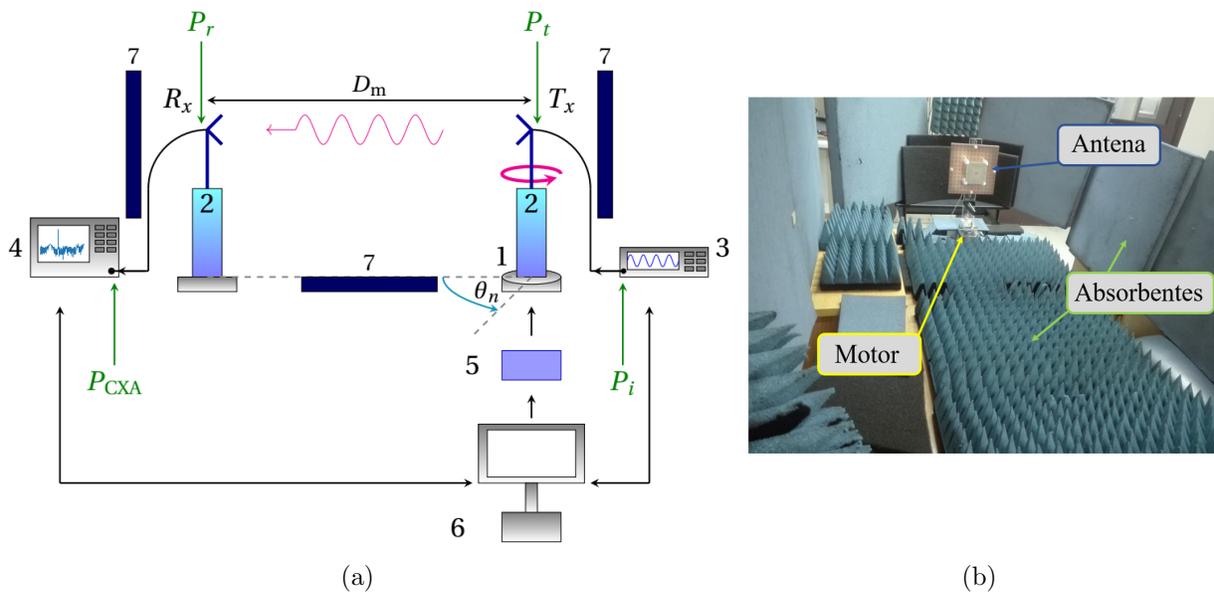


Figura 3.7: (a) Representación esquemática del montaje de medición. 1: Base rotatoria. 2: Soportes de acrílico. 3: Generador de señales **SMB 100 A** de *Rohde Schwarz*. 4: Analizador de espectro **CXA N9000A** de *Agilent Technologies*. 5: Controlador *Arduino*. 6: Computador. 7: Materiales absorbentes. El computador es conectado vía *Ethernet* con el generador de señales y el analizador de espectro. (b) Disposición de los materiales absorbentes, la antena a medir y la plataforma rotatoria. La figura muestra la disposición inicial de los materiales absorbentes. Estos fueron desplazados en las mediciones de patrón de radiación para obtener los mejores resultados posibles.

y en las transiciones asociadas a la parte de recepción. Las pérdidas totales medidas en los cables y transiciones ($P_{c1} + P_{c2}$) se muestran en la Tabla 3.2.

- 3) **Posiciones del sistema:** De manera análoga a como ocurre con las mediciones de los parámetros S, debe haber una separación mínima entre el sistema de antenas y cualquier otro objeto que pueda producir reflexiones. En específico, las antenas deben estar lo suficientemente alejadas del piso (sea cual sea este en la medición: el suelo, una mesa, etcétera), de las paredes y del techo. Además, objetos más pequeños (como torres de soporte, aparatos de medición, etcétera) deben estar fuera de la primera zona de Fresnel: $d > \frac{1}{2}\sqrt{D_m\lambda}$ (D_m es la distancia entre antenas y d representa la distancia entre cualquier objeto y las antenas) [30]. Además de los criterios recién escritos, las antenas deben estar separadas por una distancia mayor a la especificada por la zona de campo lejano. Para antenas pequeñas (que es el caso de este trabajo), la zona de campo lejano se define por 5λ [2]. De todos modos, conviene evaluar todos los criterios referenciados en [2] y usar el más grande para asegurar el cumplimiento de los requerimientos de campo lejano. Escrito en forma matemática, se debe considerar

$$D_m = \text{máx} \begin{cases} 5D \\ 5\lambda \\ \frac{2D^2}{\lambda} \end{cases} \quad (3.1)$$

Las distancias usadas en cada una de las frecuencias de medición se muestran en la Tabla 3.2.

- 4) **Soportes mecánicos:** Se usaron varios soportes mecánicos para montar las antenas de forma rígida en las posiciones requeridas. Lo único que cabe destacar en este apartado es que estos soportes se construyeron en acrílico (material transparente en las frecuencias de interés) para evitar reflexiones indeseadas.
- 5) **Disposición de materiales absorbentes:** Se colocaron materiales absorbentes en posiciones estratégicas para disminuir las reflexiones lo más posible. Estas posiciones fueron: atrás de cada una de las antenas, en la zona del piso que se ubica entre las antenas, en paredes cercanas, en los equipos de medición y en cualquier objeto metálico cercano.

Una vez que se montó el sistema de medición, se procedió con las mediciones del patrón de radiación. Estas mediciones implican guardar la potencia recibida para cada una de las posiciones del motor ($P_{CXA}(\theta_n)$, con $\theta_n = 0^\circ, 1^\circ, 2^\circ, \dots, 359^\circ$). Luego, como se conoce la potencia de alimentación fijada en el equipo **SMB 100A** (P_t), las pérdidas en los cables, la distancia entre antenas (D_m) y la frecuencia de medición (f), se puede usar la ecuación de Friis [2][7] para relacionar las ganancias de las antenas de medición y referencia, obteniendo la relación (3.2).

$$G_t(\theta_n) \text{ (dB)} + G_r \text{ (dB)} = P_r(\theta_n) \text{ (dBm)} - P_t \text{ (dBm)} + \dots \\ 20 \log_{10} f \text{ (MHz)} + 20 \log_{10} D_m \text{ (km)} + 32.44 \quad (3.2)$$

Tabla 3.2: Datos relevantes para la medición de las antenas.

Frecuencia (MHz)	820	1890	2530
Pérdidas totales en cables y transiciones ($P_{c1} + P_{c2}$) (dB)	2.7	3.92	4.75
Distancia entre antenas (cm)	184	82	82
Altura de las antenas al piso (cm)	110	110	110
Altura de las antenas a la mesa (cm)	40	40	40

Luego, si se aplican las relaciones entre P_{CXA} , P_r , P_i , P_t y las pérdidas en cables y transiciones ($P_{c1} + P_{c2}$), se obtiene

$$G_t(\theta_n) \text{ (dB)} + G_r \text{ (dB)} = P_{CXA}(\theta_n) \text{ (dBm)} - P_i \text{ (dBm)} + (P_{c1} + P_{c2}) \text{ (dB)} + \dots \\ 20 \log_{10} f \text{ (MHz)} + 20 \log_{10} D_m \text{ (km)} + 32.44, \quad (3.3)$$

en donde $G_t(\theta_n)$ es la ganancia de la antena transmisora (antena a medir) y G_r es la ganancia de la antena receptora (antena de referencia). Por lo tanto, si se conoce la ganancia de la antena de referencia, es posible obtener $G_t(\theta_n)$ por medio de (3.3). Cabe destacar que en estas ecuaciones G corresponde a la **ganancia absoluta** (es decir, involucra las pérdidas del parámetro S_{11}).

En lo que respecta a la ganancia de la antena de referencia, el valor de G_r se puede obtener montando dos antenas idénticas alineadas en su posición de máxima ganancia, con lo que se obtiene

$$G_t \text{ (dB)} = G_r \text{ (dB)} = \frac{1}{2}(P_{CXA} \text{ (dBm)} - P_i \text{ (dBm)} + (P_{c1} + P_{c2}) \text{ (dB)} + \dots \\ 20 \log_{10} f \text{ (MHz)} + 20 \log_{10} D_m \text{ (km)} + 32.44). \quad (3.4)$$

Con este procedimiento se obtuvieron las ganancias de referencia de la Tabla 3.1 (cada antena de la Figura 3.6 se construyó dos veces). Otro aspecto que se debe destacar es que todas las ganancias involucradas en (3.3) corresponden a ganancias específicas que dependen de las posiciones de las antenas y de los cortes realizados. Considerando que las antenas de referencia tienen polarización lineal, es de esperar que la ganancia medida sea distinta si la antena se dispone de forma vertical u horizontal. De manera análoga, $G_t(\theta_n)$ es distinto si se mide en el plano E o en el plano H, o en cualquier par de planos ortogonales. Por lo tanto, en este trabajo la ecuación (3.3) se debe aplicar 4 veces para cada frecuencia: en dos planos ortogonales y en dos polarizaciones ortogonales. Las ganancias obtenidas, que corresponden a las ganancias de Ludwig en las polarizaciones X e Y [31], se denotan por G_{xV} , G_{xH} , G_{yV} y G_{yH} , y son mostradas de forma esquemática en la Figura 3.8. La primera letra en el sufijo distingue entre los planos xz e yz ($\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$) y la segunda letra distingue entre polarización vertical u horizontal. Cabe mencionar que en las simulaciones de los Capítulos 4 y 6 se muestran las ganancias totales, mientras que en las comparaciones medición-simulación del Capítulo 7 se muestran las ganancias de Ludwig.

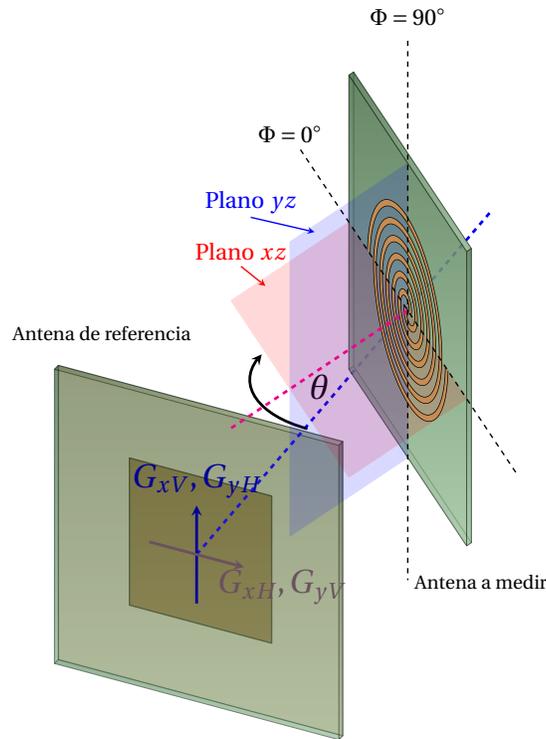


Figura 3.8: Representación de la medición del patrón de radiación en los planos $\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$. En el caso mostrado se está haciendo la rotación para medir el plano $\Phi = 0^\circ$. La antena de referencia posee polarización lineal. Por ende, para medir ambas polarizaciones, la antena de referencia debe ser rotada de forma tal que su polarización apunte en las direcciones G_{xV} y G_{xH} . La ubicación de $\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$ en cada diseño particular se muestra en los Capítulos 4 y 6.

Finalmente, para medir el arreglo de 2×2 antenas se usó un divisor de potencia de una entrada y 4 salidas. La entrada del divisor fue conectada al generador de señales mediante un cable coaxial y las 4 salidas fueron conectadas a cada una de las antenas del arreglo mediante cables coaxiales de igual largo (es decir, se buscó que el factor de arreglo apuntara en 0°). Las pérdidas del divisor fueron sumadas con $P_{c1} + P_{c2}$ en las mediciones correspondientes.

3.5. Resumen

En este capítulo se mostró el método de diseño que siguen todas las antenas de este trabajo, el método de simulación y construcción, y el montaje y la metodología de medición. Específicamente, esta memoria contempla el diseño de tres antenas: una espiral Arquimediana y dos monopolos planares. Todos los diseños se integran con un plano reflector metamaterial y son miniaturizados mediante la incorporación de inductancias y capacitancias. Las antenas son construidas en sustratos FR4 y Rogers Kappa438 con las técnicas de impresión de circuitos. Posteriormente, las antenas son caracterizadas mediante un montaje experimental que permite medir los parámetros S y el patrón de radiación en cortes 2D.

Capítulo 4

Diseño de las antenas elementales

En este capítulo se muestra el diseño de las antenas elementales. Los puntos de partida para los diseños son la espiral Arquimediana y el monopolo planar. A partir de la espiral Arquimediana se desarrolla un único prototipo, el cual es mostrado en la sección 4.1. Del monopolo planar se desprenden dos prototipos, ambos explicados en la sección 4.2.

4.1. Prototipo 1: Antena espiral cargada

Una de las primeras antenas que se tuvo en mente para este trabajo fue la antena espiral Arquimediana, ya que presenta características deseables en un ancho de banda igual o mayor al requerido en este trabajo (de hasta 164 % [2]). En las subsecciones siguientes se muestra el diseño y las simulaciones de la antena espiral creada en esta memoria. La antena construida se muestra en el Capítulo 7.

4.1.1. Diseño

A continuación se muestran todas las partes que componen la antena espiral diseñada. Como la cantidad de parámetros es relativamente grande, se optó por dividir la explicación en tres partes: dibujo de una antena espiral común, miniaturización y alimentación.

4.1.1.1. Dibujo de una antena espiral común

El dibujo de una antena espiral Arquimediana común se puede obtener con una sola función: $y = y(x)$ en representación cartesiana o $\rho = \rho(\phi)$ en representación polar. La función

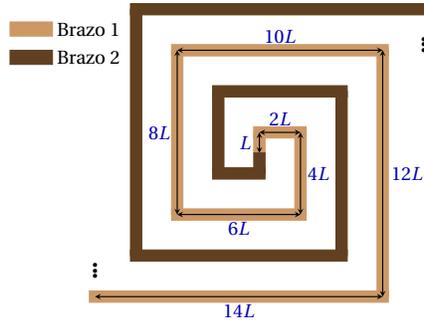


Figura 4.1: Representación esquemática de una espiral Arquimediana cuadrada. La espiral da menos de dos vueltas en el dibujo. Los puntos suspensivos representan el hecho de que la espiral podría continuar si se sigue la secuencia de largos mostrada. El segundo brazo se obtiene de rotar el primero en 180° .

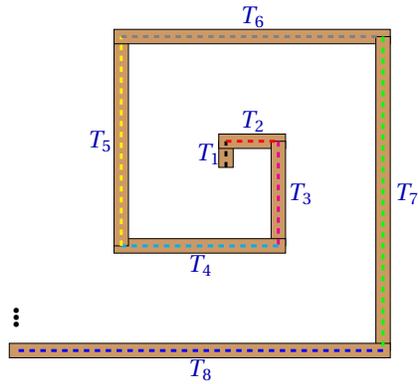


Figura 4.2: División por tramos del brazo 1 de la espiral de la Figura 4.1.

se usa dos veces para dibujar los bordes de uno de los brazos. El segundo brazo se obtiene de rotar el primero en 180° (Figura 4.1).

Como se menciona en el apartado 4.1.1.2, el diseño final de la espiral de este trabajo solo considera el perfil de una espiral cuadrada. Por lo tanto, se da mayor énfasis a la explicación de este tipo de espiral. De todos modos, cabe destacar que, al menos matemáticamente, el dibujo de la espiral circular es más simple. En efecto, basta con dibujar la función $\rho = r_0 + a\phi/(2\pi)$, siendo r_0 el radio inicial, a el crecimiento de ρ por vuelta y (ρ, ϕ) las coordenadas habituales del sistema coordenado cilíndrico. En cambio, no existe una función analítica simple que permita dibujar la espiral cuadrada. Por ende, el dibujo se debe dividir en tramos, tal como se muestra en la Figura 4.2. Los tramos (denotados por T_n , con $n = 1, 2, \dots, 8$) corresponden a secciones rectangulares cuyos largos efectivos se muestran en línea punteada. Por simplicidad, en la figura se muestra solo un brazo (recordando que el otro se obtiene de una simple rotación). De la figura se puede deducir que para dibujar una espiral cuadrada se deben superponer tramos consecutivos con largos crecientes. Estos largos deben cumplir con cierta secuencia, que en el caso de este trabajo corresponde a

$$L_n = \begin{cases} L & \text{si } n = 1 \\ 2(n-1)L & \text{si } n > 1 \end{cases} \quad (4.1)$$

siendo L_n el largo efectivo del tramo T_n .

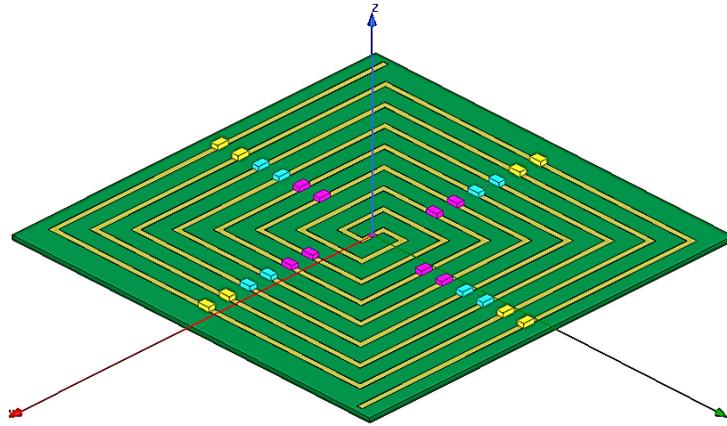


Figura 4.3: Dibujo en HFSS de una espiral cuadrada cargada con inductancias SMD. En esta simulación se usó un puerto concentrado (*lumped port*) en lugar de un coaxial. La impedancia del puerto se configuró de manera tal que se obtuviera la mejor adaptación posible. En magenta se muestra el primer grupo de inductancias (todas con valor L_1), en cian el segundo grupo (con valor L_2) y en amarillo el tercer grupo (con valor L_3).

A partir del procedimiento descrito, se dibujaron y simularon en HFSS dos espirales comunes, una circular y otra cuadrada (como las de la Figura 2.13). Esto se hizo para verificar un resultado descrito en el Capítulo 2 y que además ha sido documentado en varias publicaciones [29][32][33]. Este resultado puede ser resumido en que una antena espiral Arquimediana con una frecuencia mínima de 700 MHz tiene un tamaño aproximado de 13 cm ($\approx 0.3\lambda$ en 700 MHz). Tras verificar este resultado, que es inaceptable para este trabajo, se prosiguió con la miniaturización de estos diseños.

4.1.1.2. Miniaturización

Por los motivos indicados en la subsección 3.1.2, se optó por cargar las antenas con inductores y capacitores. En este caso es preferible implementar los elementos en líneas de transmisión (y no con SMD), ya que la radiación es mayor si se usan líneas portadoras de corriente.

Antes de pensar en una forma equivalente para implementar inductancias en líneas de transmisión, se colocaron inductancias concentradas (SMD) a lo largo de una espiral de 70 mm en HFSS, como se muestra en la Figura 4.3. De esta manera se puede tener una idea de cómo cargar la espiral (en qué zonas cargar más y con qué valores), ya que la corriente se concentra en diferentes zonas según la frecuencia de operación. En particular, las frecuencias altas se concentran en el interior de la espiral, mientras que las frecuencias bajas se concentran en el exterior. Por lo tanto, como se quiere disminuir la frecuencia mínima de operación, es de esperar que solo se deba alterar la parte exterior de la espiral. Para verificar esta hipótesis, se hizo un barrido paramétrico de las inductancias, colocando valores bajos y altos tanto al interior como al exterior de la espiral (se varió L_1 , L_2 y L_3 entre 5 nH y 35 nH en la estructura de la Figura 4.3). Resultados representativos de estas simulaciones se muestran en la Figura 4.4. Como se puede observar, los resultados validan la hipótesis recién escrita. La espiral se debe cargar inductivamente en la zona exterior para disminuir la frecuencia mínima

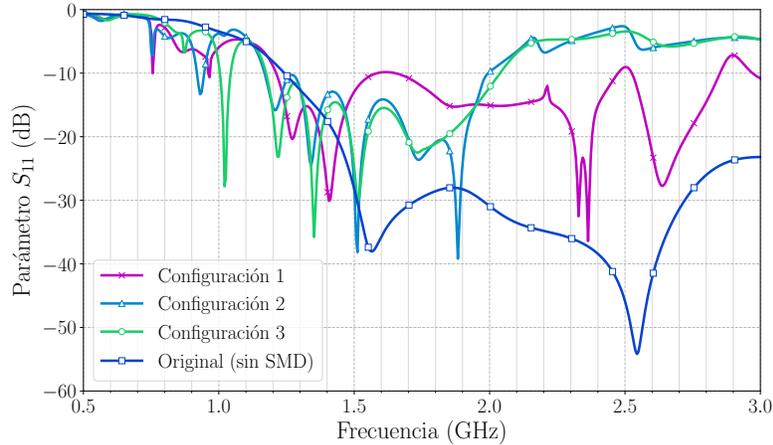


Figura 4.4: Magnitud del parámetro S_{11} de la espiral cargada de la Figura 4.3. **Configuración 1:** $L_1 = 5$ nH, $L_2 = 15$ nH y $L_3 = 35$ nH. **Configuración 2:** $L_1 = 15$ nH, $L_2 = 15$ nH y $L_3 = 35$ nH. **Configuración 3:** $L_1 = 15$ nH, $L_2 = 15$ nH y $L_3 = 25$ nH. Además se muestra el parámetro S_{11} de la espiral original sin SMD (con las mismas dimensiones que la espiral de la Figura 4.3).

de operación. Si la espiral se carga con altos valores de inductancia en la zona interior, también se puede lograr una menor frecuencia mínima, pero con el costo de empeorar el desempeño en las frecuencias altas.

Una vez que se determinó con qué valores de inductancia y en qué posiciones se debe cargar la espiral, se procedió a implementar las inductancias en líneas de transmisión. Una forma típica de hacer esto es mediante inductancias de meandro [34], tal como la mostrada en la Figura 4.5.a. Con esta implementación, la espiral obtiene una forma como la mostrada en la Figura 4.5.b. Cabe destacar que conviene usar la forma cuadrada de la espiral Arquimediana, ya que dado un sustrato rectangular de dimensiones fijas, la forma cuadrada tiene mayor perímetro que la forma circular. Por lo tanto, ante la restricción de un espesor mínimo en las líneas¹, se pueden crear más periodos por unidad de largo en las inductancias de meandro en la espiral cuadrada, lo que implica mayores valores de inductancia y por ende un mayor factor de miniaturización. De todos modos, se realizaron varias simulaciones con la forma circular y todas tuvieron un peor desempeño en comparación a la forma cuadrada.

Con estos resultados, se procedió a reemplazar cada línea de la Figura 4.1 con las inductancias de meandro correspondientes (Figura 4.5.b). Estas líneas se pueden dibujar usando ecuaciones de la forma $A_n \sin(2\pi N_n t / L_n) \pm w/2$ en cada uno de los brazos, siendo t la variable que recorre el largo de cada brazo, N_n el número de periodos, A_n la amplitud de la sinusoide y w el grosor de las pistas (o líneas conductoras).

Cabe destacar que las líneas de meandro no solo incorporan inductancias en serie en cada brazo, sino que además incorporan una capacitancia entre brazos. Por ende, es conveniente incrementar el valor de A_n , ya que así la capacitancia puede ser aumentada. En este sentido, también es conveniente colocar los dos brazos en caras opuestas del sustrato, ya que así habrá una mayor concentración de líneas de campo en el sustrato, aumentando la permitividad

¹El espesor de las líneas depende de cuántos periodos hayan por unidad de largo. Si hay muchos periodos por unidad de largo, el espesor puede ser menor a 0.2 mm, lo que no es recomendable para fines constructivos.

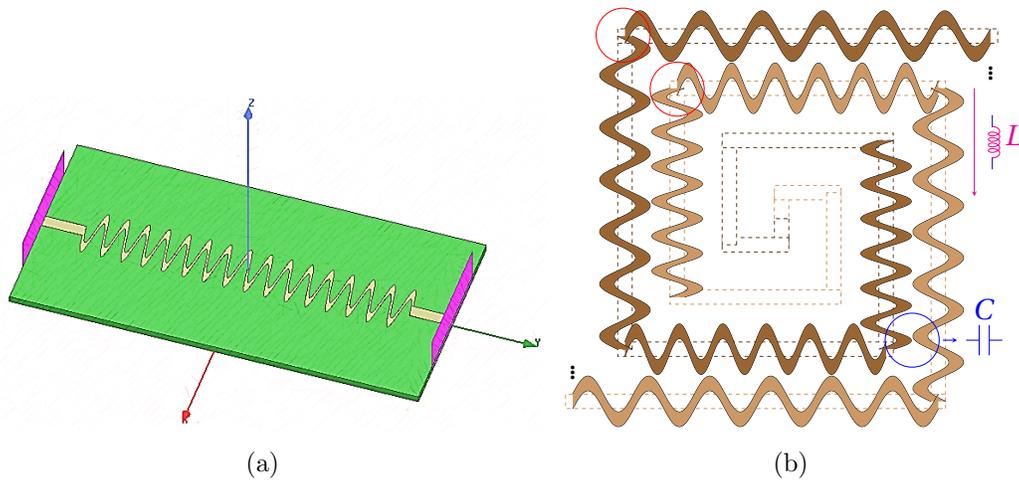


Figura 4.5: Implementación de inductancias en forma de líneas de meandro. (a) Línea de meandro en HFSS. (b) Implementación de las líneas de meandro en los tramos de la Figura 4.1.

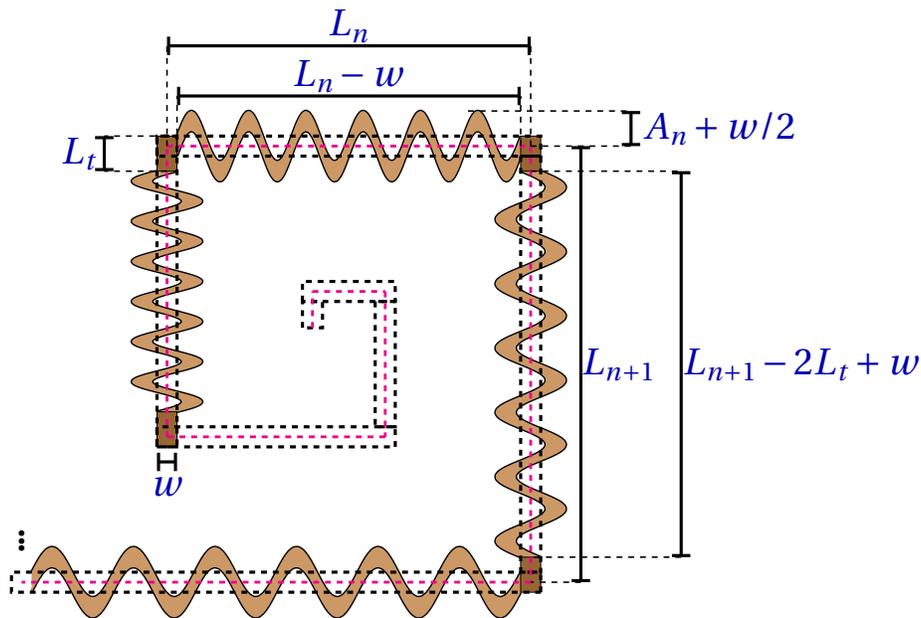


Figura 4.6: Implementación de las transiciones entre tramos. En línea punteada magenta se muestran los largos efectivos y en línea punteada negra se muestran las líneas de la espiral original de la Figura 4.2. L_t es el largo de la transición y su ancho es el mismo que el de las líneas que conforman la espiral (w).

efectiva y la capacitancia². Otra ventaja asociada a colocar los brazos en caras separadas es la mayor simplicidad para la conexión de la alimentación por medio de un cable coaxial.

Un último aspecto a considerar en este apartado es la unión entre las líneas de meandro. Como se puede observar con círculos rojos en la Figura 4.5.b, debe haber una transición entre tramos. Por simplicidad se optó por implementar rectángulos entre tramos, como se ve en la Figura 4.6. Nótese que el signo de A_n en las ecuaciones $A_n \sin(2\pi N_n t / L_n)$ se debe elegir

²Evidentemente, existe un límite en el que empieza a predominar el modo de línea de transmisión por sobre el modo de radiación. Por lo tanto, A_n no se puede aumentar arbitrariamente.

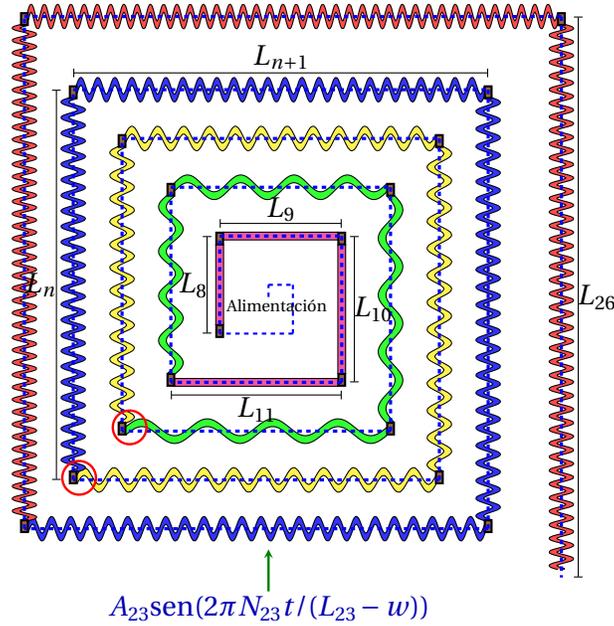


Figura 4.7: Dibujo esquemático de la parte radiativa de la antena espiral (la parte faltante corresponde a la zona de alimentación). Por simplicidad solo se han puesto cotas en algunas zonas. Todas las líneas de un mismo color tienen los mismos parámetros A_n y N_n (pero distintos largos efectivos L_n). La antena comienza con una pista de largo $L_8 = 14L$. El inicio de esta línea se puede obtener formando la secuencia de la Figura 4.1.

Tabla 4.1: Parámetros mencionados a lo largo de esta sección y que fueron usados en el diseño final de la antena espiral.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
w	0.8 mm	L_t	1.8 mm
L	1.42 mm	L_n	$2(n-1)L$
A_n grupo magenta	1 mm	N_n grupo magenta	-
A_n grupo verde	1 mm	N_n grupo verde	4
A_n grupo amarillo	1 mm	N_n grupo amarillo	12
A_n grupo azul	1 mm	N_n grupo azul	48
A_n grupo rojo	1 mm	N_n grupo rojo	50

de manera tal que las crestas de dos tramos consecutivos no se toquen. Otra alternativa es elegir el largo de la transición (L_t) lo suficientemente grande como para que esto no ocurra. En la Figura 4.7 se muestra un ejemplo de lo que ocurre si no se tiene cuidado con estas indicaciones (ver círculos rojos). Nótese que la incorporación de las transiciones modifica las ecuaciones de las sinusoides a $A_n \text{sen}(2\pi N_n t / (L_n - w))$ y $A_n \text{sen}(2\pi N_n t / (L_n - 2L_t + w))$.

El diseño final de uno de los brazos de la espiral miniaturizada se muestra de forma esquemática en la Figura 4.7. Evidentemente, el diseño completo corrige las zonas encerradas con círculos rojos (ver Figura 4.10). La zona central no dibujada (denotada con la palabra *Alimentación*) corresponde a la zona de alimentación que es explicada en el apartado 4.1.1.3. Los parámetros de las Figuras 4.6 y 4.7 se muestran en la Tabla 4.1.

4.1.1.3. Alimentación

Una de las características más conocidas de la antena espiral es su impedancia. Dependiendo del diseño, esta puede variar entre 150 y 250 Ω [29][32][33][35][36]. Cualquiera de estos valores es grande en comparación con los 50 Ω convencionales, razón por la que en general se usa un adaptador de impedancia en estas estructuras. Uno de los diseños más comunes para lograr esta adaptación requiere un circuito de microondas dispuesto perpendicularmente a la antena, tal como se muestra en [35]. Colocar una placa de este estilo es imposible en este trabajo, ya que posteriormente se incorpora un plano metamaterial en la antena. Por ende, se decidió implementar la línea de adaptación en la misma espiral, tal como se hace en [36].

Como la antena espiral tiene una distribución de corrientes que se concentra en el interior en las altas frecuencias, colocar una línea de adaptación en el centro solo afectaría la porción superior de la banda de operación. De todos modos, como la longitud de onda se relaciona con el diámetro de la zona de radiación de la espiral (D_{rad}) por medio de la ecuación $\lambda \approx \pi D_{\text{rad}}$, se puede calcular el diámetro máximo de la línea de adaptación ($D_{\text{máx}}$) de forma tal que la antena funcione a 2.6 GHz (frecuencia máxima que se busca). Tras efectuar esta operación se obtiene $D_{\text{máx}} = 3.67$ cm.

El paso final consiste en seleccionar la forma de la línea de adaptación, ya que existen varias formas de implementar este tipo de estructuras [13]. En este trabajo se usó una línea de adaptación con perfil lineal. El diseño final de la línea de alimentación se muestra en las Figuras 4.8 y 4.9. Las líneas de adaptación son aquellas delimitadas por las funciones $f_1(t)$ y $f_2(t)$, en donde la variable de parametrización t corresponde al ángulo azimutal común de las coordenadas cilíndricas. Las demás figuras (rectángulo y círculos de dimensiones D_{pin} , D_a y D_c) son necesarias para insertar el conector SMA de alimentación. Finalmente, en la Figura 4.10 se muestra la incorporación de uno de los brazos de alimentación en el brazo de la Figura 4.7. Como se puede observar (encerrado en una elipse roja), el brazo con longitud L_8 debe ser cortado para incorporar la línea de alimentación. Con todo esto, la dimensión total del sustrato que contiene a la espiral es de 75 mm. Las dimensiones usadas y los parámetros asociados a las Figuras 4.8, 4.9 y 4.10 se muestran en la Tabla 4.2. Los parámetros a_1 y a_2 se han calculado para obtener el perfil de adaptación mediante las ecuaciones

$$f_2(\phi = 4\pi) = R_f + w/2, \quad f_1(\phi = 4\pi) = R_f - w/2. \quad (4.2)$$

Como comentario final, cabe destacar que el diseño propuesto requiere un solo cable coaxial de alimentación, mientras que en la literatura los diseños de antenas espirales requieren por lo menos dos cables coaxiales [29][32][33][35][36]. Esto se debe a que la estructura de alimentación propuesta posee una superficie suficientemente grande (círculo de diámetro D_c) como para balancear las corrientes diferenciales [27]. Además, si bien un desbalance de corrientes puede ocasionar una asimetría entre las ganancias en $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$, esto no es de importancia en este caso, ya que la radiación en $\theta = 180^\circ$ es eliminada con la posterior integración del plano reflector.

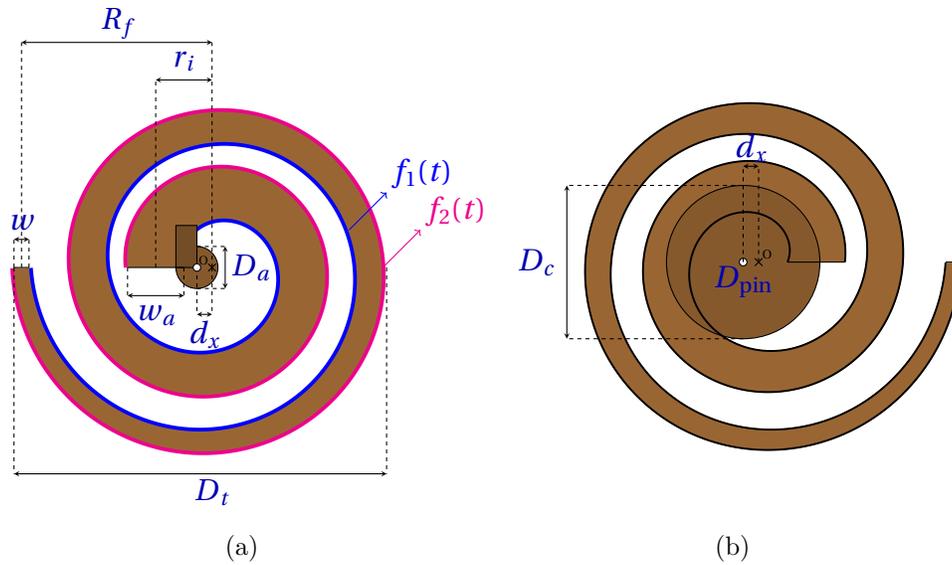


Figura 4.8: Líneas de alimentación para los dos brazos de la espiral. (a) Vista superior (conectada al pin central del conector SMA). Las dimensiones del rectángulo no son relevantes (solo sirve para crear una transición entre el círculo central y la línea). (b) Vista inferior (conectada a la carcasa del conector SMA). El agujero del pin está desplazado con respecto al origen ya que así la carcasa y el pin central del coaxial se ubican de forma equidistante con los dos brazos de alimentación.

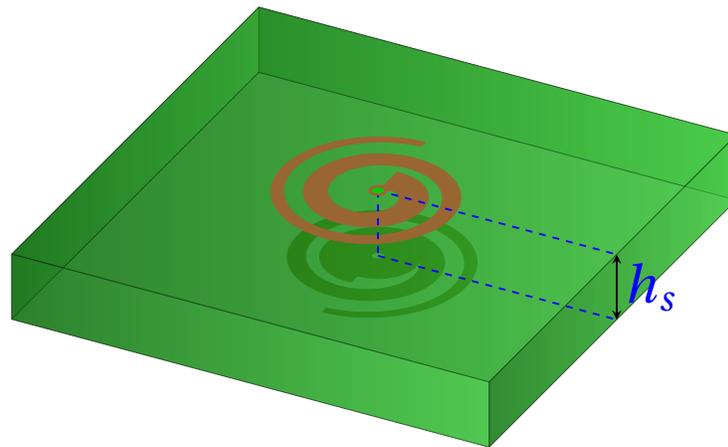


Figura 4.9: Disposición tridimensional de las dos líneas de la Figura 4.8. $h_s \approx 1.5$ mm es el espesor del sustrato.

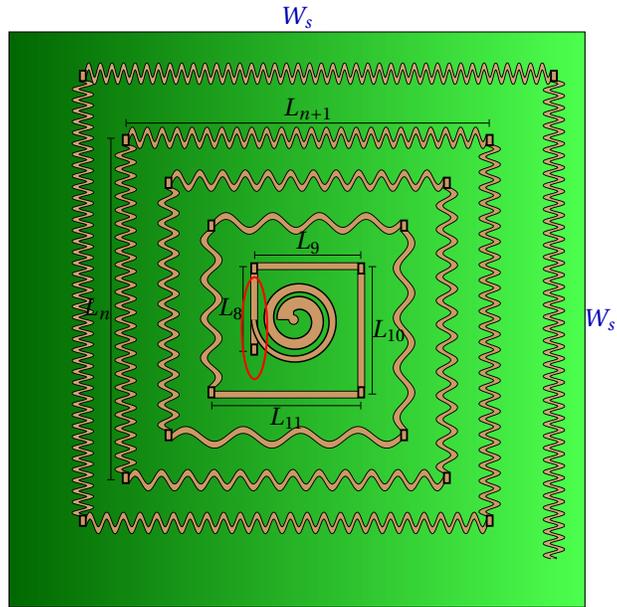


Figura 4.10: Adición de la línea de alimentación superior en el brazo de la Figura 4.7. $W_s = 75$ mm es el ancho del sustrato.

Tabla 4.2: Parámetros de las líneas de alimentación y del sustrato usado. La variable $t \in [0, 4\pi]$ corresponde al ángulo azimutal usual de las coordenadas cilíndricas. Nótese que el tamaño de la línea de alimentación es menor a $D_{\text{máx}}$.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
r_i	3 mm	h_s	1.5 mm
w_a	3 mm	W_s	75 mm
$f_1(t)$	$r_i - w_a/2 + a_2 t$	d_x	0.74 mm
$f_2(t)$	$r_i + w_a/2 + a_1 t$	D_{pin}	1.4 mm
a_1	$(R_f + w/2 - w_a/2 - r_i)/(4\pi)$	D_a	2 mm
a_2	$(R_f - w/2 + w_a/2 - r_i)/(4\pi)$	D_c	8 mm
R_f	9.94 mm	D_t	2 cm ($< D_{\text{máx}}$)

4.1.2. Simulación

A continuación se muestran los resultados obtenidos en la simulación de la antena espiral en HFSS. Para comparar el desempeño de los dos sustratos sugeridos en el Capítulo 3, todas las simulaciones se realizaron con FR4 y Kappa438 de 1.5 mm de espesor. El dibujo en HFSS se muestra en la Figura 4.11. La eficiencia de radiación se simuló con un barrido discreto en frecuencia y se muestra en la Figura 4.12.a. El parámetro S_{11} se muestra en la Figura 4.12.b.

Como se es de esperar, la eficiencia es mayor con Kappa438 en toda la banda de 700-2600 MHz. Esto se debe a que la tangente de pérdidas del sustrato Kappa438 ($\tan \delta = 0.005$) es 4 veces menor que la del FR4 ($\tan \delta = 0.02$). Sin embargo, el criterio de eficiencia mayor a 50% no se cumple en la banda de 750 MHz con ninguno de los sustratos. Esto ocurre ya que el largo efectivo de la espiral es lo suficientemente grande como para que las pérdidas en el dieléctrico sean mayores a la potencia radiada en esa banda de frecuencias. Nótese que las pérdidas en el dieléctrico no son el problema de por sí solas, sino que lo es la relación con la potencia radiada, ya que la eficiencia ξ de una antena está dada por (4.3) [6], siendo P_{rad} la potencia radiada, P_{diel} las pérdidas en el dieléctrico y P_{cond} las pérdidas de conducción (despreciables en comparación a P_{diel} y P_{rad}).

$$\xi = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{rad}} + P_{\text{diel}} + P_{\text{cond}}} \quad (4.3)$$

Por ende, una forma de aumentar la eficiencia es mediante el ajuste de parámetros para obtener una mayor potencia radiada (manteniendo las pérdidas en el dieléctrico constantes). La forma más directa de resolver este problema es con el uso de otro sustrato, como por ejemplo RO4003C, con una constante dieléctrica de 3.38 y una tangente de pérdidas de 0.0027 (aproximadamente dos veces menor que el Kappa438).

En lo que respecta al parámetro S_{11} , existen diferencias entre ambos sustratos a pesar de que tienen aproximadamente la misma permitividad dieléctrica. Específicamente, el nivel de las resonancias es menor en la antena con FR4, alcanzando un valor de -33 dB en 720 MHz. En la antena con Kappa438, en cambio, esta resonancia alcanza un nivel de -7 dB. Además, las bandas de 850 MHz y 900 MHz son completamente cubiertas según el criterio $S_{11} < -10$ dB con FR4, mientras que con Kappa438 solo es cubierta una parte de la banda de 900 MHz. Según el criterio $S_{11} < -6$ dB, solo es cubierta la banda de 900 MHz con Kappa438.

La diferencia de 26 dB en el parámetro S_{11} en la banda de 703-748 MHz (de -7 dB en Kappa438 a -33 dB en FR4) se puede atribuir a las pérdidas dieléctricas. En efecto, la parte real de la impedancia de entrada de la antena se relaciona con la suma de la resistencia de radiación y la resistencia de pérdidas dieléctricas. Por lo tanto, si ambas resistencias sumadas son considerablemente menores a 50Ω , el parámetro S_{11} tendrá un valor mayor a -10 dB, siendo este el caso de la antena con Kappa438. En cambio, si se aumenta el valor de la resistencia de pérdidas dieléctricas, es posible que la suma de las resistencias -y por lo tanto también el valor real de la impedancia de entrada- se acerque a 50Ω , disminuyendo por ende el valor del parámetro S_{11} . Este es el caso de la antena con FR4. Nótese que si bien

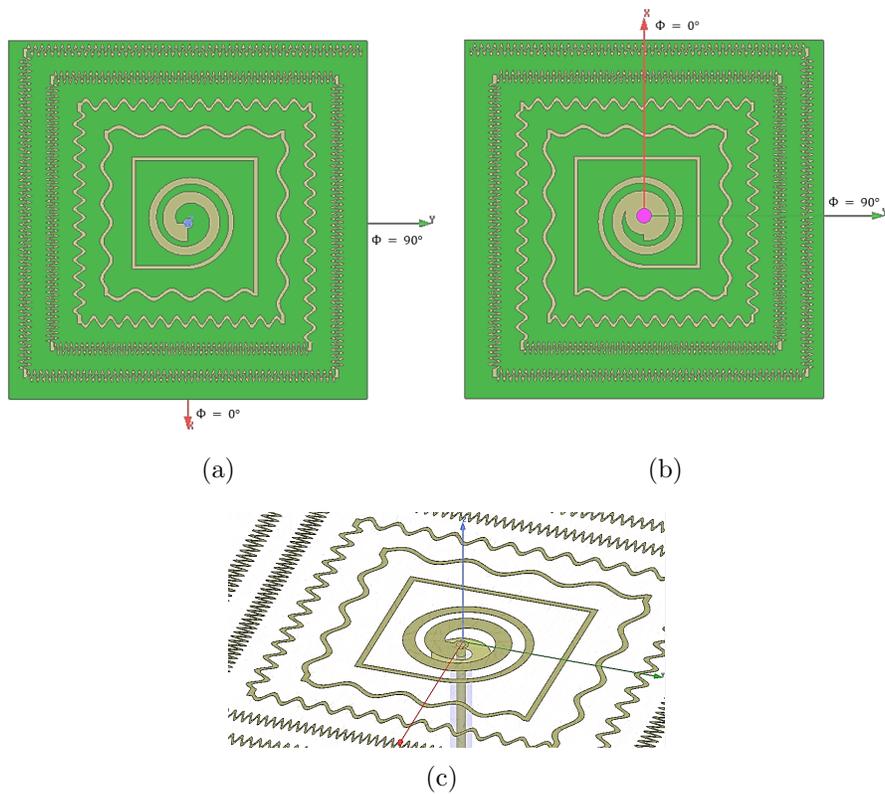


Figura 4.11: Dibujo en HFSS de la espiral diseñada. (a) Cara superior. (b) Cara inferior. (c) Detalle de la transición entre el cable coaxial y las líneas de alimentación de la antena. Solo se muestra la línea superior para tener una mejor visualización.

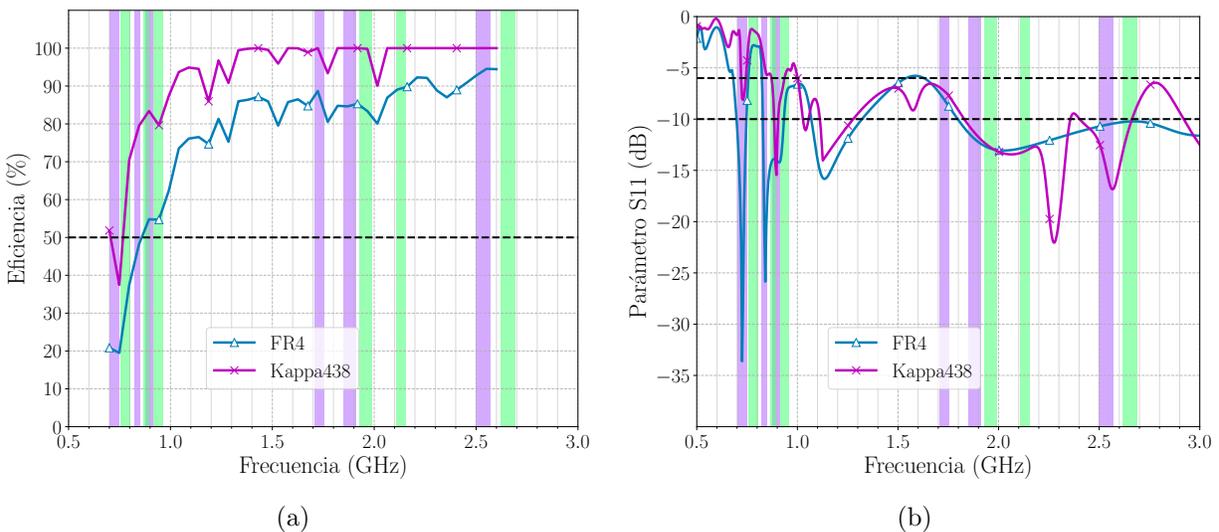


Figura 4.12: Las franjas moradas y verdes representan las bandas de subida y bajada de datos. (a) Eficiencia de la antena individual simulada con FR4 y Kappa438. Debido al costo computacional, se simularon solo 40 puntos en toda la banda de 700-2600 MHz (es decir, con pasos de 48.7 MHz). Cabe destacar que la simulación de eficiencia con FR4 tomó 8 horas, mientras que con Kappa438 tomó 1.5 días aproximadamente. (b) Magnitud del parámetro S_{11} de la antena individual simulada con FR4 y Kappa438. La cota en -6 dB corresponde al objetivo propuesto en el Capítulo 1. La cota en -10 dB corresponde a un mejor caso.

en principio este argumento se podría aplicar en todas las bandas de frecuencia (ya que la eficiencia es menor en la antena con FR4 en todas las bandas), solo en la banda de 703-748 MHz los valores de la eficiencia permiten dar esta explicación sin entrar en los detalles numéricos de P_{diel} y P_{rad} . En efecto, la eficiencia se puede escribir como se muestra en (4.4) [6], siendo R_{diel} la resistencia de pérdidas dieléctricas y c una constante que depende de la potencia radiada (las pérdidas de conducción se asumen despreciables). Dada esta expresión, se puede notar que una variación de 30 % en la eficiencia requiere mayores cambios en R_{diel} cuando la eficiencia es menor. Por lo tanto, una diferencia entre eficiencias de 20 % y 50 % (caso de la banda de 703-748 MHz) implica un mayor cambio en R_{diel} que una diferencia entre eficiencias de 55 % y 85 % (caso de la banda de 876-915 MHz). Es decir, solo en la banda de 703-748 MHz la eficiencia es lo suficientemente baja como para justificar un cambio sustancial en R_{diel} , y por lo tanto también en el parámetro S_{11} . En consecuencia, las diferencias en el parámetro S_{11} en las demás bandas se atribuyen a errores de simulación. Efectivamente, la antena con FR4 converge aproximadamente dos veces más rápido que la antena con Kappa438 en las frecuencias bajas. Esto sugiere que la antena con Kappa438 requiere un mayor costo computacional, lo que puede acarrear errores en las soluciones.

$$\xi(R_{\text{diel}}) = \frac{1}{1 + cR_{\text{diel}}} \quad (4.4)$$

La ganancia en los planos xz e yz de la antena diseñada en Kappa438 se muestra en la Figura 4.13. Como se puede observar, los patrones de radiación tienen máximos aproximadamente en $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$ (es decir, en el eje polar). Sin embargo, en algunas frecuencias (como por ejemplo 1700 MHz y 1900 MHz) el máximo no se encuentra en el eje polar. En relación a la teoría del Capítulo 2, esto se puede explicar con la formación de espiras equivalentes asimétricas, como se ve en color magenta en la Figura 4.14. Como se puede observar, la espira más cercana al centro (constituida por los brazos 1 y 2) es asimétrica, mientras que la espira más alejada (constituida por los brazos 3 y 4) es simétrica. Debido a la asimetría de una de las espiras, es de esperar que la radiación no tenga un máximo en la dirección polar. (Evidentemente todas las espiras son simétricas con respecto al origen, pero se debe considerar que la amplitud y fase varían a lo largo de las líneas conductoras.)

La deformación del patrón de radiación en 2600 MHz se explica por la cercanía de la zona de radiación con el cable coaxial. Nótese que en tal frecuencia la radiación es mayor en el semiplano $z > 0$ ($\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$), siendo esto una evidencia de que el cable coaxial interfiere en esta frecuencia. De todos modos, como se ve en el Capítulo 6, esto se corrige con la incorporación del plano reflector.

Finalmente, cabe destacar que el diseño final de la antena espiral tiene un tamaño de 7.5 cm. No se logró reducir más el tamaño debido a la dificultad de encontrar los parámetros necesarios para obtener buenas características radiativas en las bandas inferiores. Si bien esto es posible, no se logró por la gran cantidad de tiempo requerido y por los plazos de entrega de esta memoria (cada simulación de la antena espiral toma más de un día). Según (2.12), el tamaño de 7.5 cm limita el rango de visión sin GLs a 67° en 2600 MHz.

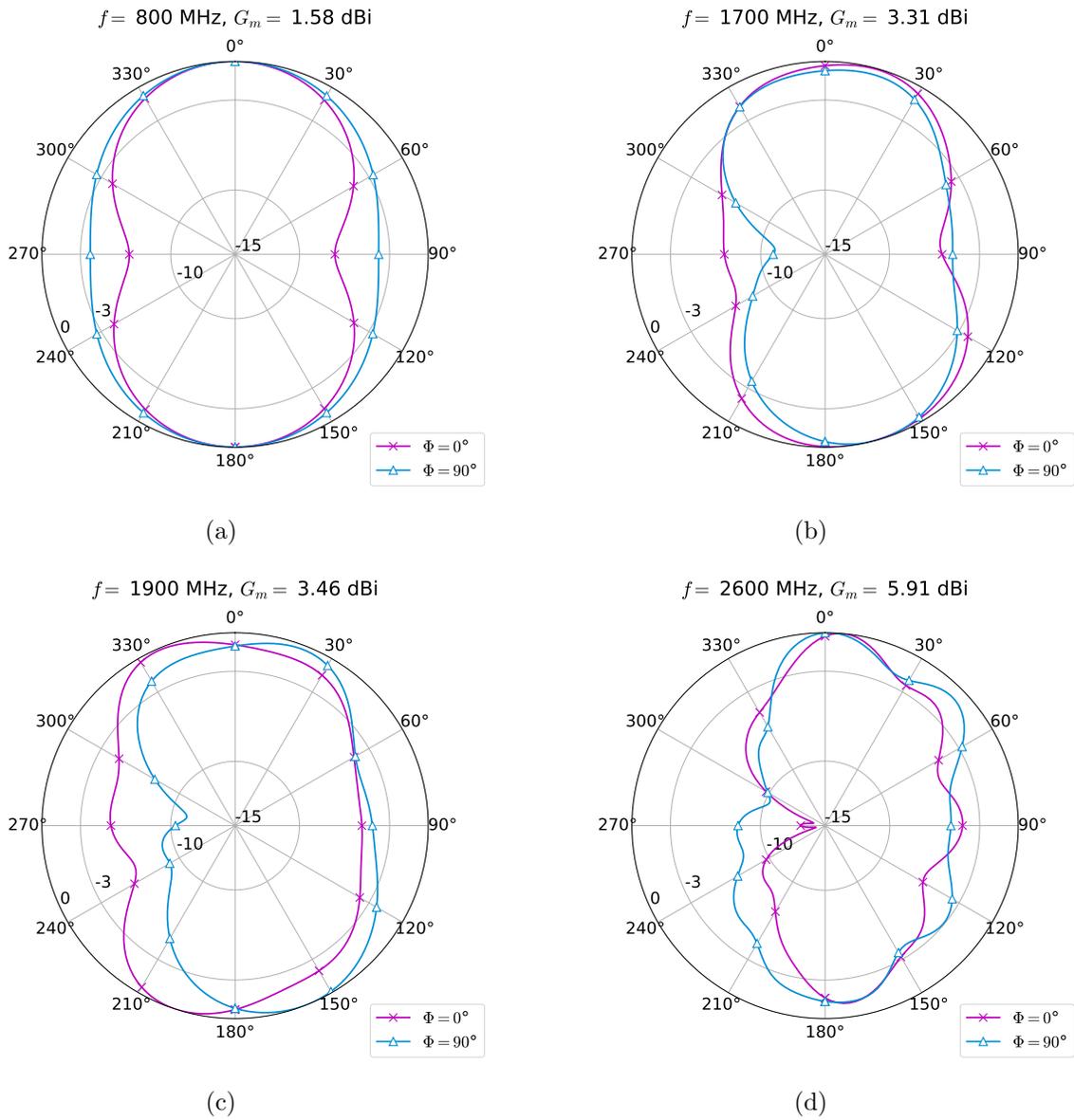


Figura 4.13: Ganancia total normalizada (en dB) de la espiral diseñada con Kappa438 en los planos xz ($\Phi = 0^\circ$) e yz ($\Phi = 90^\circ$). (a) 800 MHz. (b) 1700 MHz. (c) 1900 MHz. (d) 2600 MHz. Los valores máximos (G_m) se muestran sobre los gráficos.

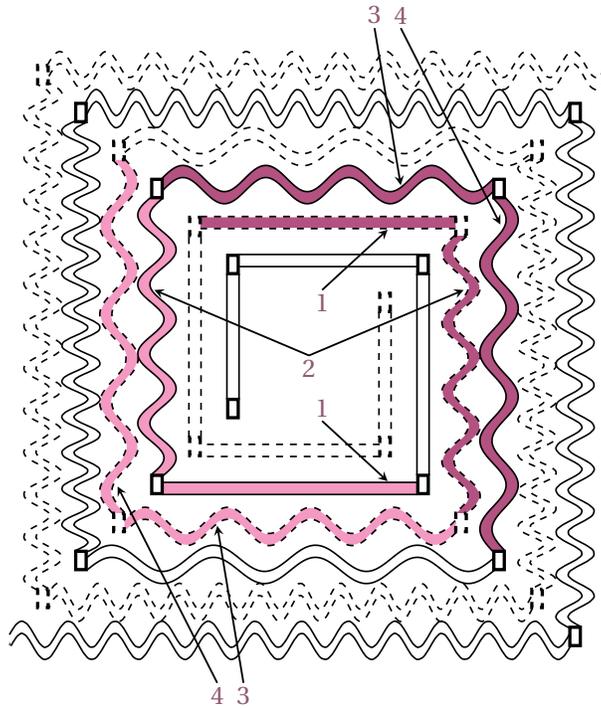


Figura 4.14: Representación de la formación de espiras equivalentes en la antena diseñada. En este caso se muestran los dos brazos (ya que ambos son necesarios para la formación de espiras equivalentes). Uno de los brazos se muestra en línea continua y el otro se muestra en línea punteada. Las espiras equivalentes se muestran en color magenta. Las corrientes entrantes hacia el centro se muestran en color claro y las salientes se muestran en color oscuro.

4.2. Prototipos 2 y 3: Monopulos planares

Los siguientes prototipos que se tuvieron en mente para este trabajo nacieron del monopolo planar, debido a las características mencionadas en la sección 3.1 (es decir, facilidad de construcción y patrón de radiación con máximos en 0° y 180°). Existen muchos diseños de monopulos planares, pero ninguno de ellos tiene un tamaño tan pequeño como 0.16λ . Los diseños más comunes tienen tamaños de aproximadamente 0.3λ , y si bien existen diseños que logran tamaños menores (del orden de 0.2λ), sus patrones de radiación tienen formas inapropiadas para este trabajo (en particular, sin máximo de radiación constante en $0^\circ \pm 5^\circ$ y con formas variantes en la frecuencia) [26][37][38][39]. Es por esto que se optó por empezar con diseños simples pero con las características radiativas deseadas. En específico, se usaron como puntos de partida los diseños de la Figura 4.15 (referenciados en [37][40]). Sin usar técnicas de miniaturización, estas antenas tienen tamaños de 11.5 cm ($\approx 0.27\lambda$ a 700 MHz) y 14.2 cm ($\approx 0.33\lambda$ a 700 MHz) y cubren todas las bandas necesarias para este trabajo. Sus dimensiones se muestran en la Tabla 4.3 y el parámetro S_{11} se muestra en la Figura 4.16. Como las antenas son eléctricamente grandes en comparación al criterio de 0.16λ necesario para este trabajo, se deben modificar los diseños mostrados para miniaturizar las antenas. En los siguientes apartados se muestran las técnicas usadas para cumplir este objetivo.

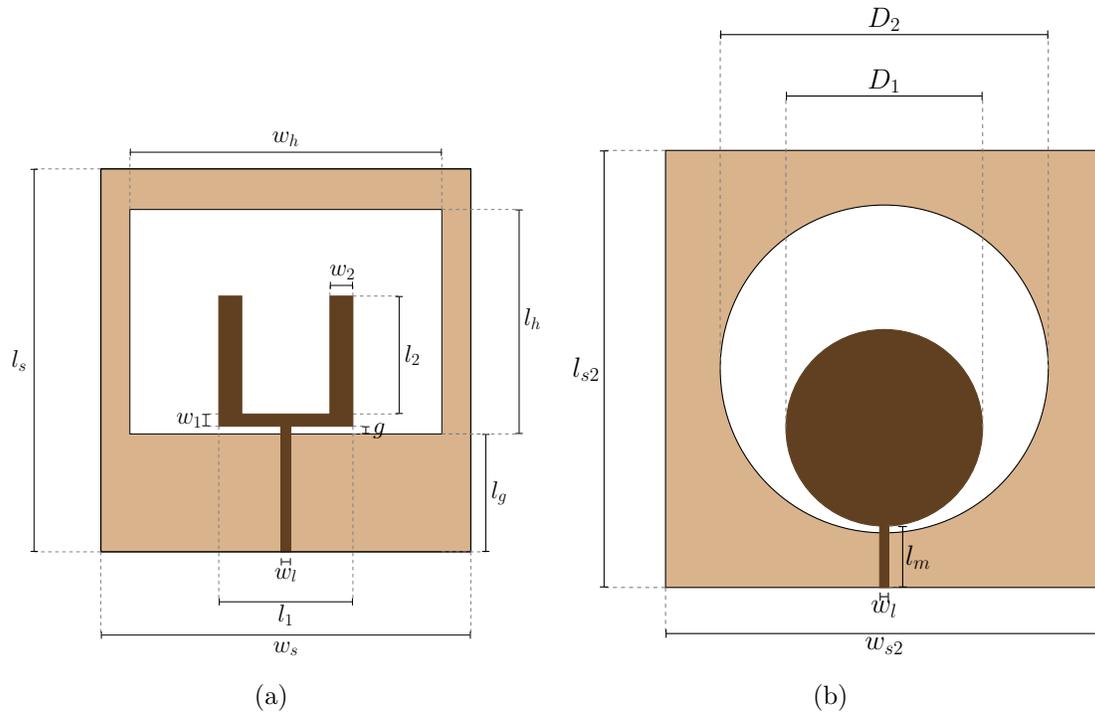


Figura 4.15: Monopolos planares referenciados en [37][40]. Estos monopolos se usaron como punto de partida de diseño tras ser escalados y optimizados para las bandas de este trabajo. Ambas antenas son impresas en sustrato FR4 de 1.5 mm de espesor. Los conductores se muestran en color café. La cara superior se muestra en color oscuro y la cara inferior en color claro. (a) Monopolo tenedor. (b) Monopolo circular. El sacado circular de diámetro D_2 está centrado con respecto al sustrato.

Tabla 4.3: Dimensiones de las antenas de la Figura 4.15.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
w_l	3	D_1	64
l_m	19.6	D_2	106.72
l_g	35.4	w_1	3.7
g	2.3	w_2	6.9
w_s	111	l_1	40.25
w_{s2}	142.3	l_2	35.4
l_s	115	w_h	93.6
l_{s2}	142.3	l_h	67.4

4.2.1. Diseño

La miniaturización de estas antenas es similar a la usada en la antena espiral, ya que consiste en la adición de inductancias y capacitancias. Las principales técnicas usadas fueron las siguientes: (1) creación de agujeros para obtener una mayor inductancia, (2) adición de líneas (*stubs*) para obtener mayores inductancias y capacitancias, y (3) incorporación de líneas de meandro para aumentar la inductancia. De manera análoga a como se hizo en la sección 4.1, estos 3 puntos son explicados por separado en los siguientes apartados. Primero se muestran los diseños y fundamentos, y en la siguiente subsección se muestran las simulaciones.

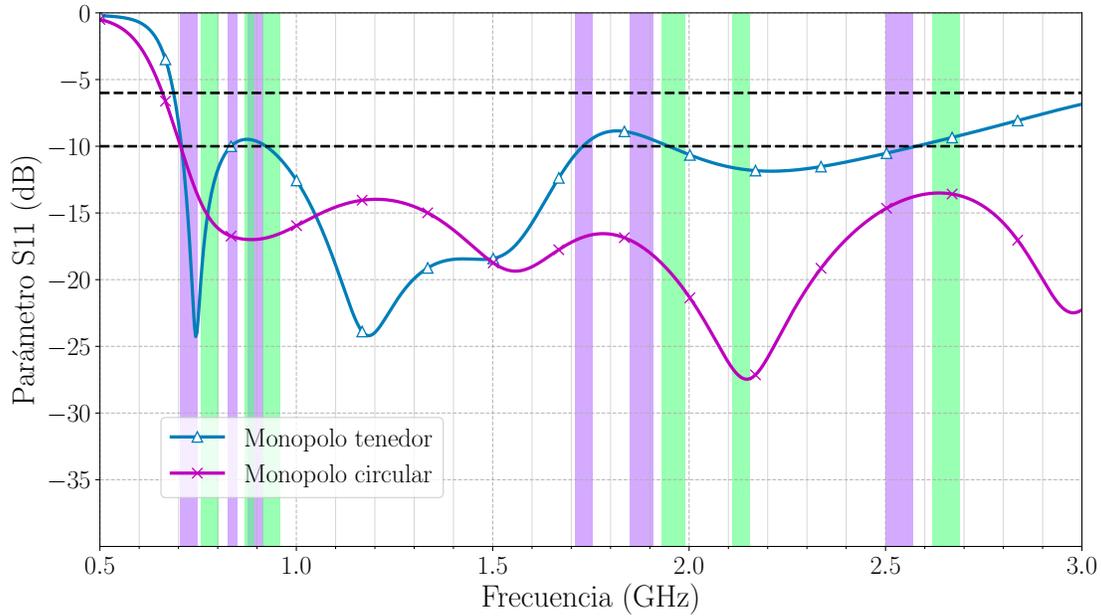


Figura 4.16: Magnitud del parámetro S_{11} simulado de las antenas de la Figura 4.15.

4.2.1.1. Adición de agujeros

La adición de pequeños agujeros en líneas conductoras se puede interpretar como la adición de una inductancia en serie. En efecto, un agujero forma un dipolo magnético equivalente que aumenta la inductancia total [13]. En el caso más general, el equivalente circuital de un agujero involucra también una resistencia de radiación en paralelo (ya que los agujeros forman discontinuidades que favorecen la radiación) y una capacitancia parásita en paralelo [41][42][43]. Las variaciones del tamaño y la forma del agujero permiten ajustar los parámetros del circuito equivalente, de manera tal que es posible que predominen los efectos inductivo y radiativo.

Esta técnica se utilizó solamente en el monopolo circular, obteniendo el diseño mostrado en la Figura 4.17. Los parámetros se muestran en la Tabla 4.4. El radiador auxiliar elíptico se incorporó para mejorar las propiedades radiativas en las bandas de 1900 y 2600 MHz.

4.2.1.2. Adición y adelgazado de líneas conductoras

Como los dos monopolos de esta sección son implementados en *microstrip*, un adelgazamiento en las líneas conductoras implica un aumento en la inductancia. En efecto, una disminución en el ancho de las líneas implica un mayor flujo magnético encerrado y por lo tanto una mayor inductancia (un análisis más detallado que involucra las ecuaciones características de las líneas *microstrip* se puede ver en [44]). Por otro lado, la adición de líneas (o *stubs*) en la tierra de los monopolos también ayuda a aumentar la inductancia. Usando el principio de Babinet [28], colocar *stubs* en un agujero corresponde a la situación dual de colocar agujeros en un parche PEC, en cuyo caso el concepto se vuelve análogo al del apartado anterior. Por ende, conviene añadir líneas con anchos pequeños en los planos de tierra

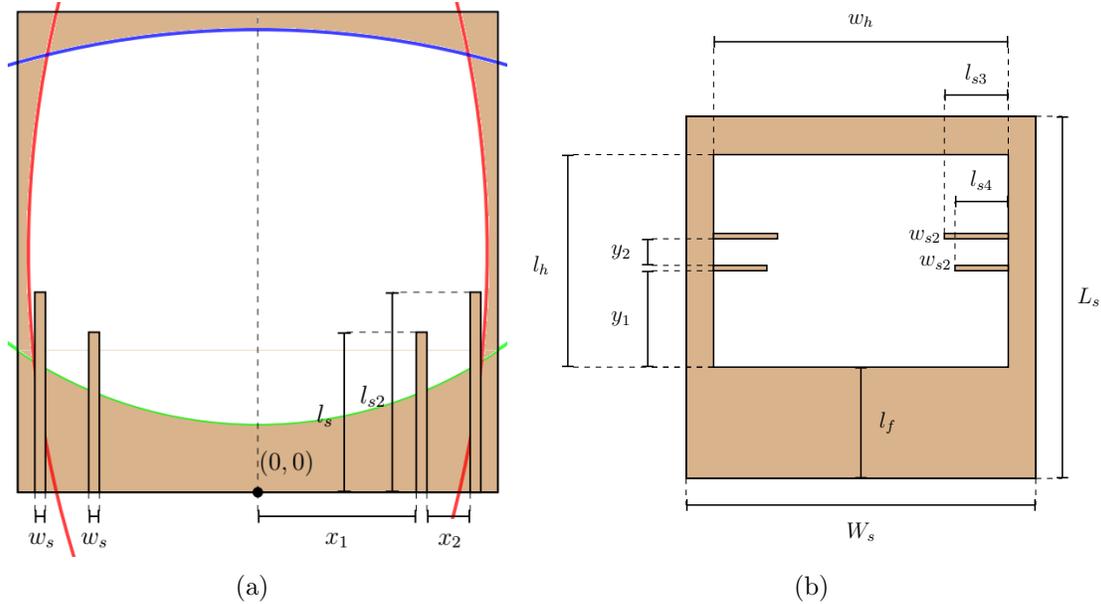


Figura 4.18: Adición de *stubs* en la tierra de los monopoles. (a) Monopolo circular. Las curvas de color verde, rojo y azul son arcos de circunferencia. Los centros de estas circunferencias, referenciados al punto $(0, 0)$, se ubican en $(0, 103.14 \text{ mm})$ para el arco verde, $(168.89 \text{ mm}, 50 \text{ mm})$ y $(-168.89 \text{ mm}, 50 \text{ mm})$ para los arcos rojos, y $(0, -88.89 \text{ mm})$ para el arco azul. Los radios de curvatura son de 88.89 mm , 216.17 mm y 185.22 mm . (b) Monopolo tenedor.

Tabla 4.5: Dimensiones de la Figura 4.18.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_s	65.6	L_s	68
y_1	18.1	y_2	5
x_1	33	x_2	9
w_h	55.3	l_h	39.9
l_s	33.33	l_{s2}	41.66
l_{s3}	12	l_{s4}	10
w_s	2.22	w_{s2}	1
l_f	20.9	-	-

4.2.1.3. Incorporación de líneas de meandro

La geometría de las líneas de meandro es idéntica a la expuesta en la Figura 4.5.a. Lo importante que se debe destacar en este caso es el lugar donde se incorporaron las líneas de meandro en los monopoles. Como se mencionó en el Capítulo 2, el principal responsable de la radiación es el agujero central en el plano de tierra. Por lo tanto, si se busca disminuir la frecuencia mínima, las líneas de meandro se deben implementar en la tierra de los monopoles.

Por disponibilidad de tiempo, esta técnica solo se alcanzó a implementar en el monopolo tenedor, obteniendo el diseño final de la Figura 4.19. Los parámetros se muestran en la Tabla 4.6. Además de las líneas de meandro se agregaron dos inductancias SMD en las posiciones señaladas en la figura. Esto se hizo ya que las simulaciones mostraron un peor

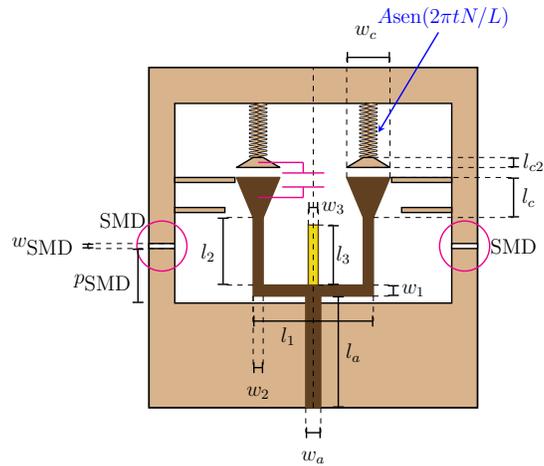


Figura 4.19: Diseño final del monopolo tenedor miniaturizado. En color café claro se muestra la cara inferior y en color café oscuro y amarillo se muestra la cara superior. El eje de simetría es marcado con línea punteada. t es la variable de parametrización que recorre el meandro.

Tabla 4.6: Dimensiones de la Figura 4.19.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
w_a	3 mm	l_a	22.3 mm
w_1	2.2 mm	l_1	24 mm
w_2	2 mm	l_2	13.5 mm
w_3	2 mm	l_3	12 mm
w_c	8.65 mm	l_c	8 mm
N	14	l_{c2}	2 mm
w_{SMD}	1 mm	p_{SMD}	10.9 mm
A	1.5 mm	L	10.8 mm

desempeño con líneas de meandro en esas posiciones. Además, los meandros se terminaron en zonas capacitivas de mayor ancho para aumentar la capacitancia de la estructura (véase la capacitancia color magenta en la figura). Tal como se hizo con el monopolo circular miniaturizado, se añadió un radiador auxiliar para mejorar el desempeño en las bandas de 1900 y 2600 MHz. Este radiador se muestra en color amarillo en la Figura 4.19.

4.2.2. Simulación

En esta sección se muestran los resultados obtenidos en la simulación de las antenas monopolo miniaturizadas. Los dibujos en HFSS se muestran en la Figura 4.20 y el parámetro S_{11} se muestra en la Figura 4.21. Como no existe una estructura de largo considerable en estos diseños, no se profundizó en el estudio de la eficiencia de radiación. De todos modos, esta se muestra en la Tabla 4.7 para cuatro puntos de frecuencia. La alimentación de los monopolos se da por medio de un cable coaxial de panel ubicado a 3 mm del borde la línea de alimentación, aunque también se podría dar con un conector tipo *edge-mounted*.

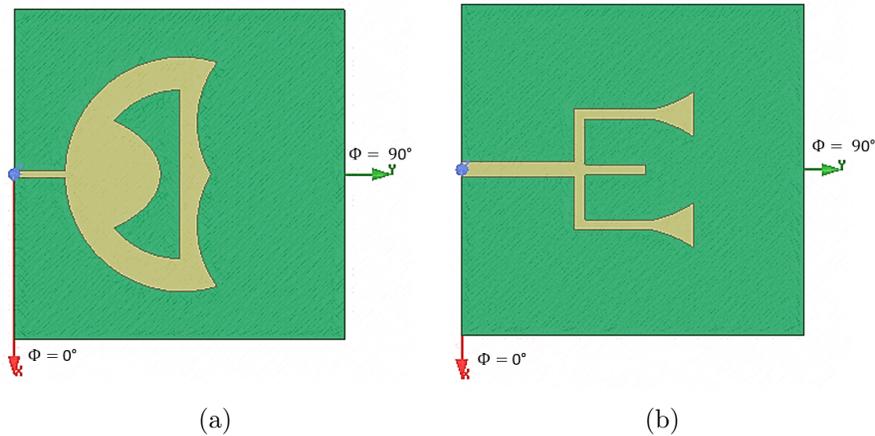


Figura 4.20: Dibujos en HFSS de los monopolos miniaturizados (solo se muestra la cara superior). (a) Monopolo circular. (b) Monopolo tenedor.

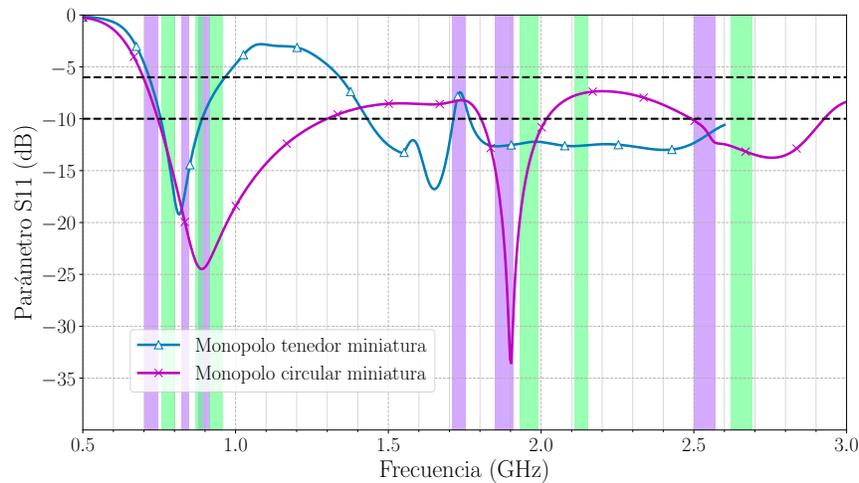


Figura 4.21: Magnitud del parámetro S_{11} simulado de los monopolos miniaturizados.

Como se puede observar, la eficiencia es mayor a 85 % en los 4 puntos mostrados. Esto se asocia al hecho de que no existen largas líneas de transmisión que enfatizen las pérdidas en el dieléctrico. El parámetro S_{11} , por su parte, cambia en comparación a la Figura 4.16. Esto es de esperar, ya que en el proceso de miniaturización solo se tuvo cuidado con no variar el parámetro S_{11} en las bandas de importancia (es decir, aquellas mostradas con franjas color morado en la figura). Cabe destacar que el monopolo tenedor no cumple con $S_{11} < -6$ dB en algunas zonas de la banda de 750 MHz. De todos modos, ya que posteriormente se incorpora el plano reflector, no se ahondó más en la optimización de esta antena por si sola.

Las ganancias de ambos monopolos en los planos xz y yz se muestran en las Figuras 4.22 y 4.23. Los cortes en el plano yz tienen formas similares al corte en el plano E de un dipolo de alambre común. Los cortes en el plano xz , en cambio, tienen una forma aproximadamente isotrópica debido a la simetría de la antena con respecto a este plano. Nótese que la ganancia del monopolo circular en 1900 MHz tiene mínimos locales en las cercanías del eje polar. Como se explica en los siguientes párrafos, esto se debe a que en esa frecuencia el dipolo actúa como una espira eléctricamente pequeña (o como un dipolo magnético).

Tabla 4.7: Eficiencia de los monopolos miniaturizados.

Frecuencia (MHz)	Eficiencia monopolo tenedor (%)	Eficiencia monopolo circular (%)
800	93	98
1700	94	88
1900	94	93
2600	93	92

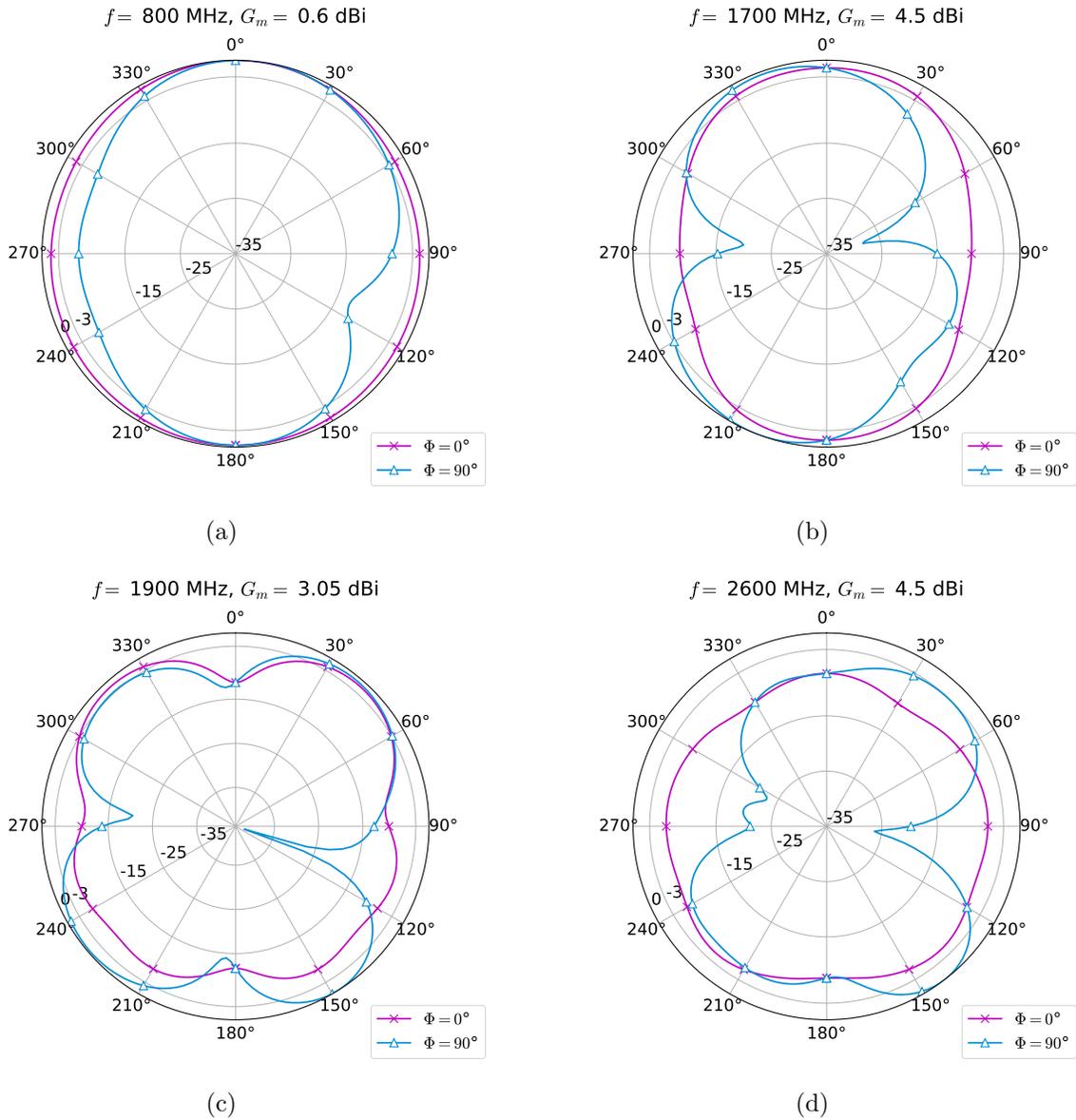


Figura 4.22: Ganancia total normalizada (en dB) del monopolo circular miniaturizado en los planos xz ($\Phi = 0^\circ$) e yz ($\Phi = 90^\circ$). (a) 800 MHz. (b) 1700 MHz. (c) 1900 MHz. (d) 2600 MHz. Los valores máximos (G_m) se muestran sobre los gráficos.

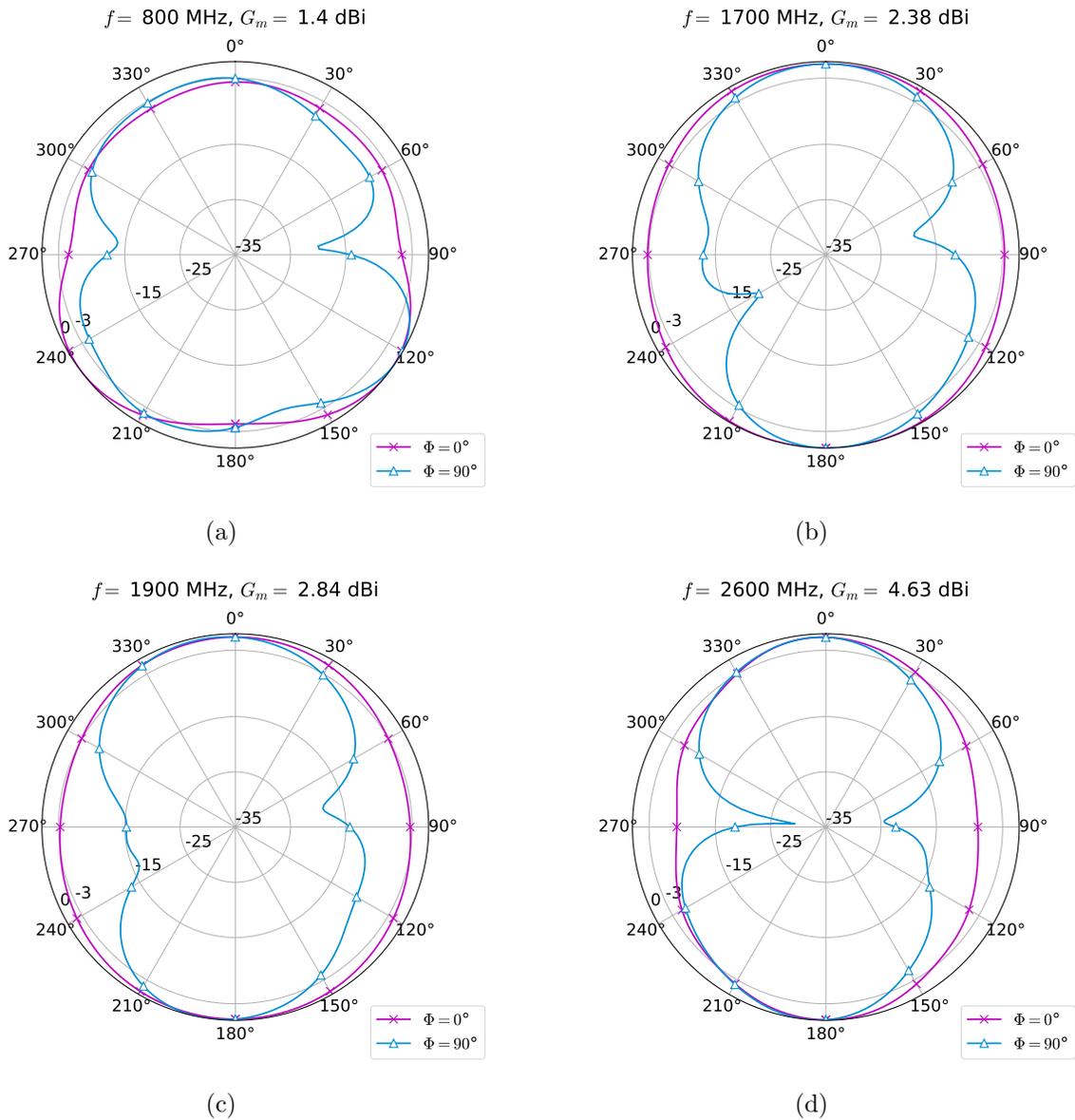


Figura 4.23: Ganancia total normalizada (en dB) del monopolo tenedor miniaturizado en los planos xz ($\Phi = 0^\circ$) e yz ($\Phi = 90^\circ$). (a) 800 MHz. (b) 1700 MHz. (c) 1900 MHz. (d) 2600 MHz. Los valores máximos (G_m) se muestran sobre los gráficos.

Como ejemplo para mostrar las técnicas usadas, en la Figura 4.24 se ilustra la distribución de corrientes del monopolo circular miniaturizado. En los paneles (a) y (b) se muestran las corrientes equivalentes del conductor superior en línea punteada. Se puede observar cómo en 800 MHz predomina una espira con radiación máxima en la dirección normal al plano (ya que las semicircunferencias están en fase). En 1700 MHz, en cambio, se forman espiras pequeñas (o dipolos magnéticos [6]), cada una con radiación máxima en las direcciones paralelas al plano. Nótese que en la estructura defectuosa del plano de tierra se forman corrientes que favorecen una máxima radiación en la dirección normal al plano en ambos casos. De todos modos, la radiación total corresponde a la superposición de todas las corrientes. Por lo tanto, como en 1700 MHz la contribución del conductor superior es nula en la dirección normal al plano, es de esperar que la radiación en 0° sea menor que en otras direcciones, tal como se ve

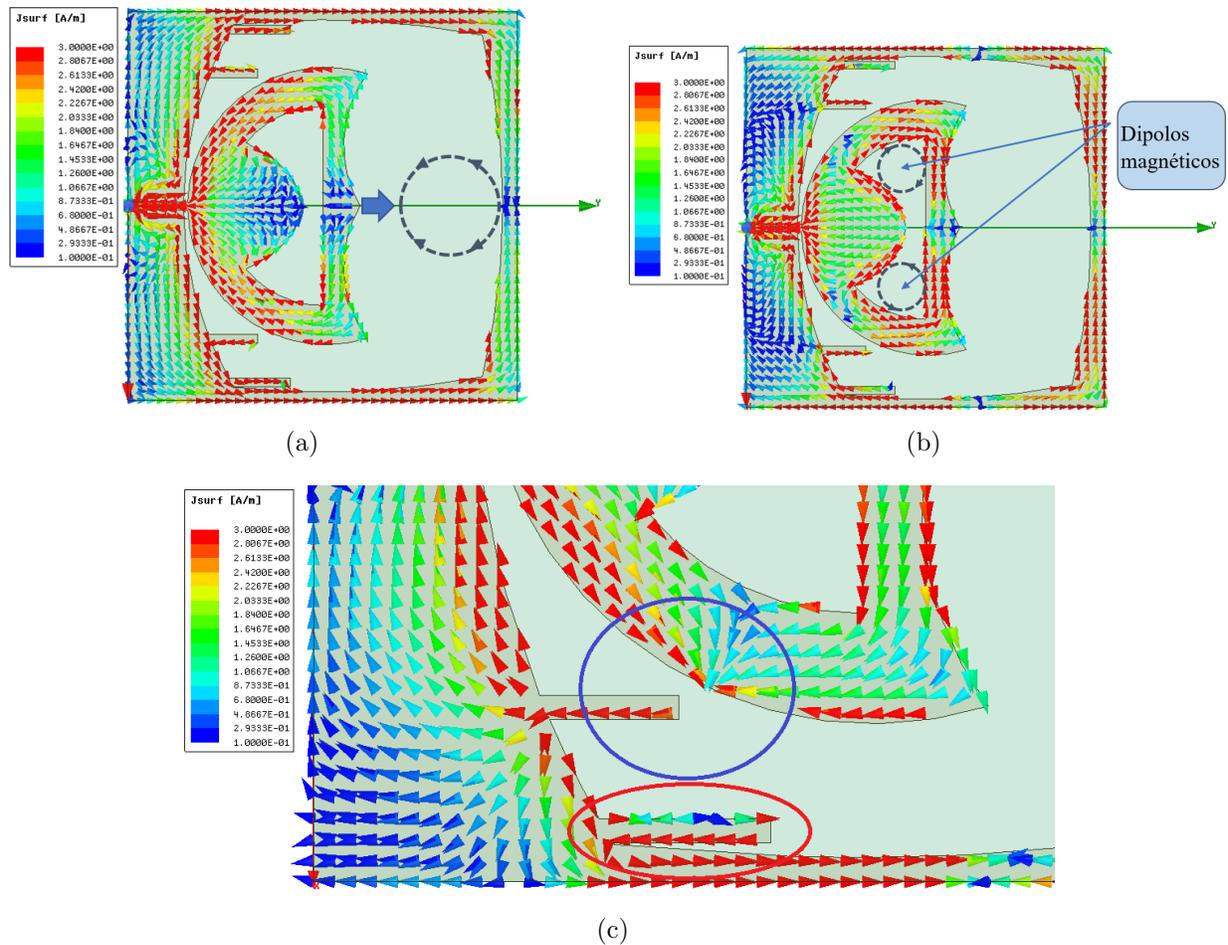


Figura 4.24: Distribución de corriente superficial (en el plano xy) en los conductores del monopolo circular miniaturizado. En línea punteada se muestran las distribuciones equivalentes de corriente. (a) Distribución en 800 MHz. (b) Distribución en 1900 MHz. Los dipolos magnéticos son antiparalelos y tienen una separación de aproximadamente $\lambda/4$. (c) Detalle de la distribución en los *stubs* en 2600 MHz.

en la Figura 4.22.c. Además, como los dipolos magnéticos equivalentes son antiparalelos, es de esperar que la radiación tampoco sea máxima en las direcciones paralelas al plano, sino que en una dirección comprendida entre $\theta > 0^\circ$ y $\theta < 90^\circ$.

El efecto de los *stubs* se muestra en la Figura 4.24.c. Encerrado en un círculo rojo se puede observar cómo la corriente toma un camino eléctrico más largo a través de los *stubs*, aumentando por ende la inductancia y el factor de miniaturización. Además, encerrado en un círculo azul se puede observar una acumulación de las líneas de corriente en la zona del conductor cercana al *stub*, hecho que muestra el efecto capacitivo de estos elementos.

Finalmente, para recalcar las diferencias entre los monopolos miniaturizados y los originales, en la Figura 4.25 se muestran los diseños originales y los miniaturizados, todos sujetos a la misma escala de tamaño. En la Figura 4.26 se muestran las Figuras 4.16 y 4.21, pero reordenadas de manera tal que sea más fácil la comparación.

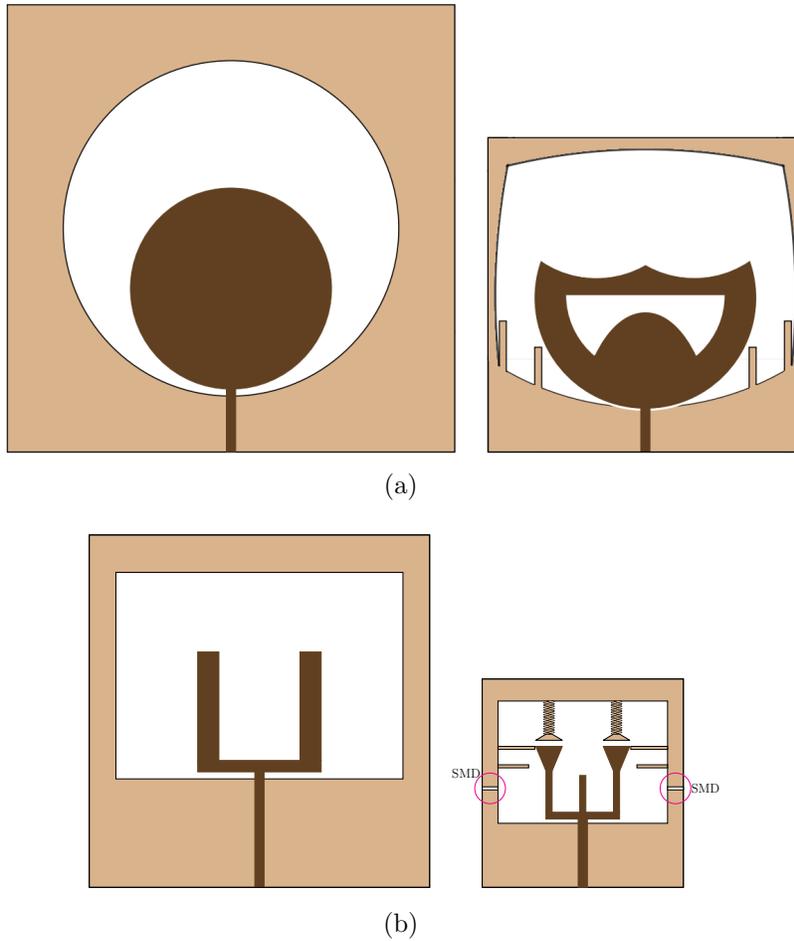


Figura 4.25: Comparación de tamaños entre los monopolos originales y los miniaturizados. La escala es la misma para ambos casos. En color café oscuro se muestran los conductores de la cara superior y en color café claro los de la cara inferior. (a) Monopolo circular. La reducción de tamaño es de 14.2 cm a 10 cm. (b) Monopolo tenedor. La reducción de tamaño es de 11.5 cm a 6.8 cm.

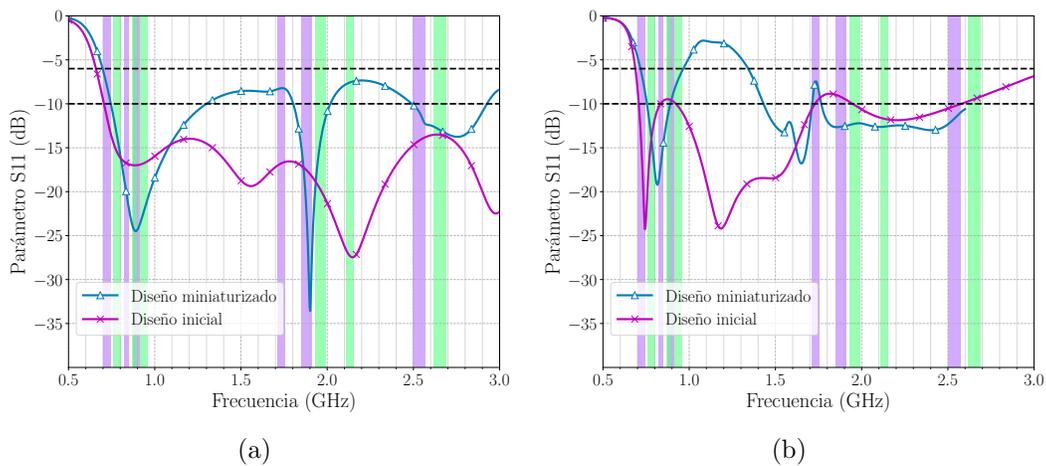


Figura 4.26: Comparación de los parámetros S_{11} simulados en los monopolos originales y los miniaturizados. (a) Monopolo circular. (b) Monopolo tenedor.

4.3. Conclusiones

En este capítulo se mostró el diseño de tres antenas que pueden ser usadas en el arreglo de Radiovisión. Específicamente, un diseño se derivó de la antena espiral Arquimediana, y los otros dos fueron desarrollados a partir del monopolo planar. Gracias a las técnicas de miniaturización empleadas, se confeccionaron diseños con tamaños reducidos. Específicamente, la antena espiral fue reducida desde un tamaño de 13 cm a 7.5 cm. En lo que respecta a los monopolos, el diseño circular fue reducido desde un tamaño de 14.2 cm a 10 cm, mientras que el diseño rectangular (o con forma de tenedor) fue reducido desde 11.5 cm a 6.8 cm. Los campos de visión que puede obtener un arreglo formado por estos diseños son de 67° para la espiral, 18° para el monopolo circular y 90° para el monopolo tenedor (todos evaluados en 2600 MHz). En las bandas menores o iguales a 1900 MHz la espiral y el monopolo tenedor tienen un campo de visión completo (180°).

En lo que respecta al parámetro S_{11} , el monopolo circular mantuvo un valor menor a -6 dB en todas las bandas de subida de datos. La antena espiral y el monopolo tenedor mantuvieron valores menores a -6 dB en algunas zonas de las bandas requeridas. Si bien no todas las bandas fueron completamente cubiertas por estos últimos dos diseños, no se profundizó más en su optimización, ya que la posterior integración del plano reflector puede cambiar la impedancia de entrada de las antenas. Por esta razón, conviene sintonizar el parámetro S_{11} después de incorporar el plano reflector.

Capítulo 5

Diseño del plano conductor magnético artificial

En este capítulo se muestra el diseño del metamaterial de este trabajo. Como se muestra en la subsección 2.2.3, el objetivo es sintetizar un plano conductor magnético (o análogamente, un material de alta permeabilidad o de alta impedancia), de forma tal que la interferencia de ondas sea constructiva en la dirección normal al plano de las antenas. Desafortunadamente, es difícil lograr un metamaterial con tales características en un gran ancho de banda. Por lo tanto, se deben explorar otras técnicas para lograr los objetivos de este trabajo. A continuación se muestra el diseño del metamaterial y las técnicas usadas para cumplir los requerimientos propuestos.

5.1. Requerimiento de ancho de banda

Un PMC proporciona un desfase nulo a la onda que incide en él en una sola frecuencia, o equivalentemente, presenta un parámetro $S_{11} = 1 \angle \Delta\Phi$, con $\Delta\Phi \approx 0^\circ$ solo en un rango acotado de frecuencias. Por lo tanto, surge la siguiente pregunta cuando se considera una antena ubicada a una distancia infinitesimal del plano PMC: ¿qué tanto puede variar $\Delta\Phi$ antes de que la interferencia se vuelva destructiva? Si se analiza la interferencia de dos ondas con igual frecuencia, se puede notar que la interferencia es constructiva cuando el desfase tiene valores comprendidos entre -90° y 90° (sin incluir estos extremos). Es decir, el metamaterial es útil siempre y cuando proporcione un desfase $\Delta\Phi$ comprendido entre los valores recién mencionados. En el caso de este trabajo, se optó por lograr un criterio más estricto, dado por $-45^\circ < \Delta\Phi < 45^\circ$. De esta manera, se define el ancho de banda del metamaterial como el rango de frecuencias en el que se cumple este último criterio.

La propiedad $\Delta\Phi = 0$ se cumple estrictamente en una sola frecuencia en los metamateriales PMC, y los anchos de banda para $-90^\circ < \Delta\Phi < 90^\circ$ documentados hasta la fecha son menores a 20% [23][45][46][47]. Fuera de las bandas de operación, los metamateriales se comportan

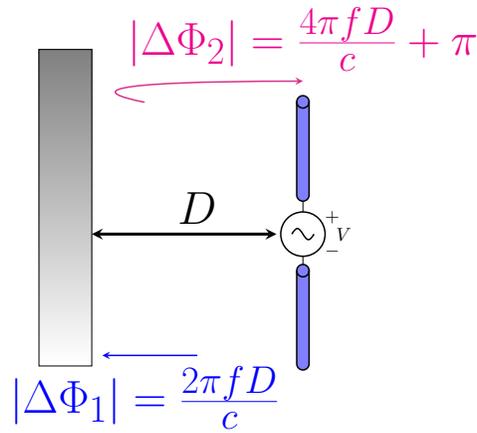


Figura 5.1: Antena ubicada a una distancia D de un plano PEC. La antena se ha dibujado como un dipolo solo por simplicidad.

como conductores comunes (es decir, con desfase de 180°). Por lo tanto, el metamaterial no podría ser diseñado como PMC en la banda completa de este trabajo. De todos modos, esto no es necesario, ya que solo se necesita que el metamaterial cubra una parte de las bandas. Para demostrar esto, considérese en primer lugar que se coloca un plano PEC a una distancia D de una antena rodeada por aire, como se muestra en la Figura 5.1. En tal caso, si la antena radía en una frecuencia f , la onda generada experimenta un desfase dado por (5.1) en el viaje desde la antena al plano PEC.

$$\Delta\Phi_1 = -\frac{2\pi f D}{c} \quad (5.1)$$

Tras reflejarse en el plano y volver a la antena, la onda experimenta un desfase total

$$\Delta\Phi_2 = -\frac{4\pi f D}{c} - \pi, \quad (5.2)$$

siendo π el desfase intrínseco (en radianes) de un plano PEC. Luego, recordando que la condición de interferencia constructiva se cumple para $-\pi/2 < |\Delta\Phi_2| < \pi/2$ -o equivalentemente para $3\pi/2 < |\Delta\Phi_2| < 5\pi/2$ -, se tiene que la interferencia es constructiva en todo el rango de frecuencias señalado en (5.3).

$$\frac{c}{8D} < f < \frac{3c}{8D} \quad (5.3)$$

Por lo tanto, si se usa una distancia de 39.4 mm (equivalente a $\lambda/4$ en 1900 MHz), la ecuación (5.3) se reduce a

$$950 \text{ MHz} < f < 2850 \text{ MHz}. \quad (5.4)$$

Considérese ahora una antena de banda ancha que opera en todas las bandas de subida de datos de telefonía celular y que se dispone frente a un plano PEC a una distancia de 39.4 mm. Debido al resultado expuesto en (5.4), solo en las bandas de frecuencias comprendidas entre 950 y 2850 MHz existe interferencia constructiva, mientras que en las bandas de 750, 850 y 900 MHz la interferencia es destructiva. Nótese que se puede elegir una distancia D mayor para que el límite inferior de (5.4) alcance los 700 MHz, pero en tal caso el límite superior tendrá un valor de 2100 MHz, lo que implica que habrá interferencia destructiva en la banda de 2600 MHz. Descrito de manera más general, un plano PEC solo asegura un correcto funcionamiento del sistema antena-reflector en un ancho de banda fraccional de 3:1 (o de 100%), siendo que el necesario para este trabajo es de 3.7:1 (o 115.15%). Es en este punto donde se hace necesario el metamaterial: se puede diseñar el MTM de forma tal que se comporte como PMC solo en las bandas donde hay interferencia destructiva. En el resto de las bandas el MTM se debe comportar como PEC.

Bajo estas consideraciones, existen dos opciones: que el MTM opere como PEC desde 950 MHz hasta 2850 MHz (en cuyo caso el MTM debe operar como PMC en la banda de 703-915 MHz), o que el MTM opere como PEC desde 700 MHz hasta 2100 MHz (en cuyo caso el MTM debe operar como PMC en la banda de 2600 MHz). En este trabajo se escogió la operación de PMC en la banda inferior, ya que de este modo la distancia entre antena y plano reflector es menor. Esto es preferible, ya que se puede obtener un arreglo más compacto y con mayor FBR. Además, si se usara la operación PEC en 700-2100 MHz, todas las bandas de telefonía en ese rango se encontrarían en los extremos, donde la interferencia constructiva es casi nula. Si se usa la operación PEC en 950-2850 MHz, en cambio, se tiene interferencia constructiva máxima en las bandas de 1700 MHz y 1900 MHz (ya que se encuentran aproximadamente en la mitad del intervalo). La interferencia máxima en las bandas inferiores se puede lograr con el correcto diseño del metamaterial. En resumen, se tiene el objetivo de crear un MTM que funcione como PMC entre 703 MHz y 915 MHz, es decir, con un ancho de banda porcentual de 26.18%.

Finalmente, cabe mencionar que como el MTM se ubica a una distancia de 39.4 mm, la onda experimenta un desfase máximo de $\Delta\Phi_0 = -86.6^\circ$ en 915 MHz debido al camino de ida y vuelta entre la antena y el plano reflector. Por lo tanto, el MTM se debe diseñar con un desfase comprendido entre $-45^\circ + |\Delta\Phi_0|$ y $45^\circ + |\Delta\Phi_0|$. Es decir, el metamaterial debe proporcionar un desfase comprendido entre 45° y 135° , aproximadamente.

5.2. Diseño y simulaciones

Cuando se diseñan metamateriales, la celda unitaria debe cumplir $a \ll \lambda$, siendo a el tamaño de la celda. Un límite fijo que se suele usar es $a < \lambda/4$ [22]. Además, como cada celda unitaria se puede considerar como un objeto re-radiador o dispersor, lo mejor es tener una celda unitaria lo más pequeña posible, ya que así la distancia de campo lejano de los dispersores es menor. Esto implica que las antenas se pueden colocar más cerca de un metamaterial con celdas unitarias más pequeñas. Además, es conocido que un metamaterial tiene mejor respuesta cuando su número de celdas unitarias es mayor [14][22]. Por lo tanto, si el plano reflector tiene un tamaño fijo, es mejor que la celda unitaria sea pequeña, ya que así

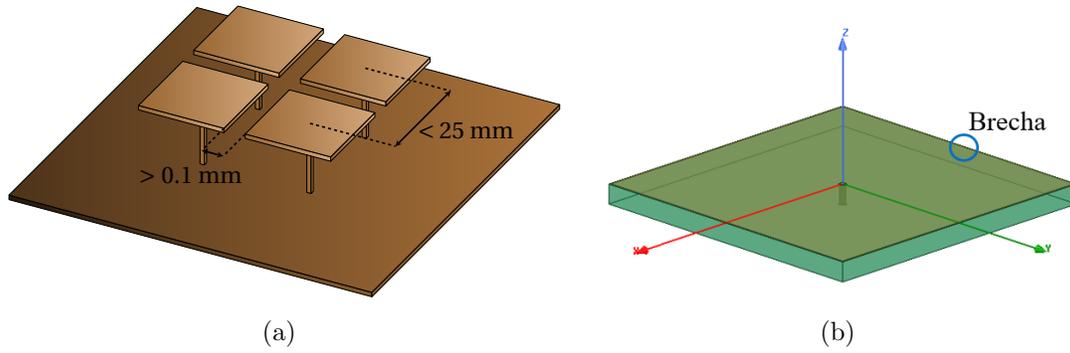


Figura 5.2: Primer metamaterial simulado. (a) Representación de 2×2 celdas unitarias que muestra las restricciones físicas del modelo. El sustrato dieléctrico no se muestra para acentuar las restricciones físicas en los conductores. (b) Dibujo de la celda unitaria en HFSS. La celda unitaria tiene un tamaño de $25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$, el parche superior tiene un tamaño de $24.95 \text{ mm} \times 24.95 \text{ mm}$, la brecha entre parches es de 0.1 mm y la vía central tiene un diámetro de 0.6 mm . El sustrato es FR4 de 1.5 mm de espesor. El plano de tierra tiene un tamaño de $25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$ y se ubica en la cara inferior (no visible).

se pueden colocar más celdas en el plano, obteniendo por consiguiente una mejor respuesta del MTM.

Dadas las restricciones descritas, se optó por diseñar un metamaterial con una restricción de tamaño máximo de 2.5 cm . Además, debido a la precisión de las máquinas de *LPKF*, se fijó una restricción para las brechas entre los parches PEC de 0.1 mm (ver Figura 5.2.a). Tras haber fijado estas restricciones, se procedió a simular la unidad base de la Figura 5.2.b, correspondiente al diseño *mushroom-like* propuesto en [23] (la simulación de celdas unitarias se muestra en el Anexo A). Si bien se propuso un diseño sin vías en el Capítulo 2, se comenzó con el diseño *mushroom-like* para tener un punto de partida. Los parámetros de diseño se fijaron en los límites recién mencionados (separación de 0.1 mm y tamaño de 2.5 cm).

El parámetro S_{11} de esta estructura se muestra en la Figura 5.3. El ancho de banda porcentual es de 5.6% y la frecuencia central es aproximadamente dos veces superior a la requerida. Esto implica que la celda unitaria debe ser más grande para lograr disminuir la frecuencia, pero esto no es posible por la restricción de tamaño de 2.5 cm . Por otro lado, como la frecuencia de resonancia ocurre para $1/\sqrt{(4L_p)C_s}$, una forma de disminuir la frecuencia es aumentando los valores de capacitancia y/o inductancia. El valor de capacitancia no puede ser aumentado, ya que para eso se debe disminuir la brecha entre celdas unitarias, lo que no es posible debido a la restricción de 0.1 mm . Para aumentar la inductancia se puede reducir el diámetro de la vía, pero se debe considerar que en la simulación realizada el diámetro es ínfimo.

Para lograr disminuir la frecuencia de operación y aumentar el ancho de banda se usó el diseño propuesto en la sección 2.3, cuya celda unitaria se muestra en la Figura 5.4. El parámetro S_{11} se muestra en la Figura 5.5.a. Cabe destacar que la separación entre las láminas de FR4 es de 5 mm y corresponde a un parámetro fijo. Esto se debe a que se pensó en separar las láminas por medio de una lámina de acrílico, la cual tiene un grosor fijo de 5 mm . De todos modos, posibles errores en la construcción pueden ocasionar que la separación sea distinta a 5 mm . En la Figura 5.5.b se muestra la sensibilidad del parámetro S_{11} ante variaciones en la separación de aire.

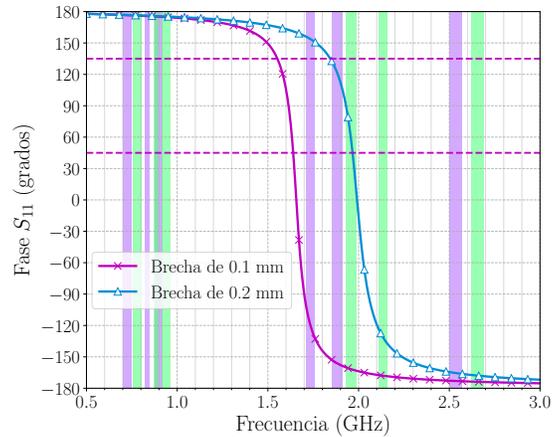


Figura 5.3: Fase del parámetro S_{11} de la celda unitaria de la Figura 5.2.b. El plano de referencia se ubica en el parche superior del MTM. Además se muestra la simulación con una brecha de 0.2 mm para demostrar el efecto capacitivo. Mientras mayor es la brecha, mayor es la frecuencia central de operación.

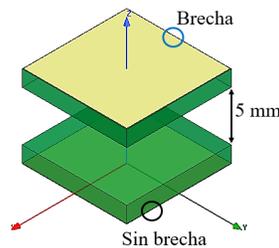


Figura 5.4: Unidad base del segundo metamaterial diseñado. El diseño se compone de dos placas de FR4 de 1.5 mm de espesor separadas por una distancia de 5 mm. La placa inferior no tiene ningún diseño (es decir, solo consta de un plano PEC en una cara). La unidad base tiene un tamaño de 12 mm \times 12 mm. La placa superior tiene brechas de 0.1 mm (es decir, el parche superior tiene un tamaño de 11.95 mm \times 11.95 mm). Las dos láminas de FR4 son de una sola cara.

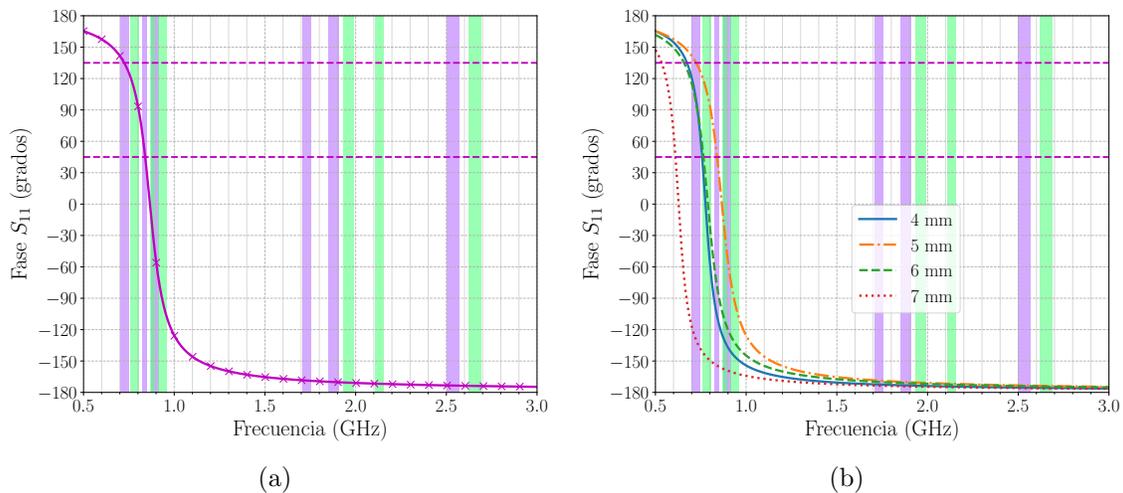


Figura 5.5: Fase del parámetro S_{11} de la celda unitaria de la Figura 5.4. El plano de referencia se ubica en el parche superior del MTM. (a) Valor nominal en la separación de aire (5 mm). (b) Sensibilidad en la separación de aire.

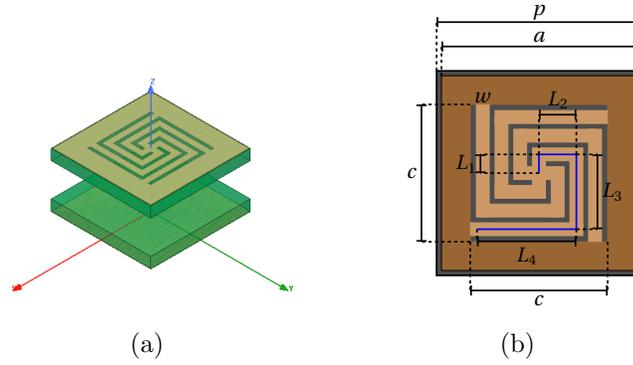


Figura 5.6: Unidad base del tercer metamaterial diseñado. El diseño se compone de dos placas de FR4 de 1.5 mm de espesor separadas por una distancia de 5 mm. La placa inferior no tiene ningún diseño (es decir, solo consta de un plano PEC en una cara). La unidad base tiene un tamaño de 15 mm \times 15 mm. La placa superior tiene brechas de 0.2 mm (es decir, el parche superior tiene un tamaño de 14.9 mm \times 14.9 mm). Las dos láminas de FR4 son de una sola cara. (a) Dibujo en HFSS. (b) Parámetros físicos. Al igual que con la antena espiral, se puede formar un solo brazo en las inductancias de espira. Los tres brazos restantes se obtienen con la ejecución de tres rotaciones consecutivas en 90°.

Tabla 5.1: Dimensiones de la Figura 5.6.b.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
L_1	1.3	L_2	2.6
L_3	5.2	L_4	6.9
w	0.9	c	9.5
a	14.9	p	15

Como se puede observar, el diseño propuesto logra una frecuencia central cercana a la buscada manteniendo un tamaño menor a 25 mm en la celda unitaria. Además, el ancho de banda porcentual es de 15.38%, tres veces superior al del diseño *mushroom-like* con vías. Las desventajas principales de este diseño son: (1) la brecha entre parches se encuentra en el límite de diseño (0.1 mm), (2) el parámetro S_{11} es sensible ante variaciones del espaciado de aire y (3) es difícil sintonizar la frecuencia central por medio de los parámetros libres (que son el tamaño de la celda unitaria y la brecha capacitiva entre celdas). Dadas estas desventajas, se optó por colocar una inductancia de espira (referenciada en [34]) en la cara superior de la celda unitaria (Figura 5.6). Esto se hizo ya que si se considera una inductancia en serie (L_s) en el modelo circuital del MTM *mushroom-like* con vías, se obtiene la impedancia superficial mostrada en (5.5). Por lo tanto, es más fácil sintonizar la frecuencia de resonancia, ya que se tienen 3 parámetros libres en este caso (el valor de L_s , el tamaño de la celda unitaria y el tamaño de la brecha). Si bien el argumento recién mencionado es válido solamente para la estructura *mushroom-like* con vías, la idea se puede extrapolar al MTM con brecha de aire por medio de la teoría del Capítulo 2. Los parámetros físicos de la espira se muestran en la Tabla 5.1 y el parámetro S_{11} del MTM se muestra en la Figura 5.7.

$$Z_s = i\omega(4L_p) \parallel \left(i\omega L_s + \frac{1}{i\omega C_s} \right) = \frac{i\omega(4L_p)(1 - \omega^2 L_s C_s)}{1 - \omega^2((4L_p) + L_s)C_s} \quad (5.5)$$

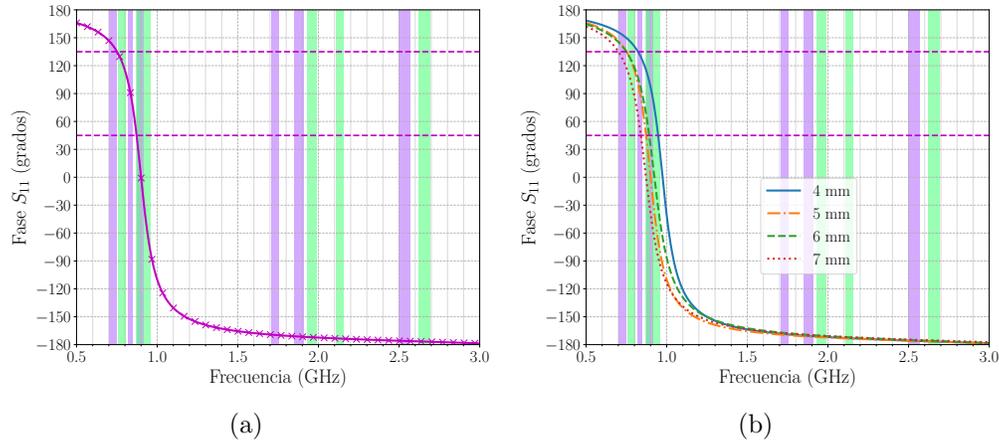


Figura 5.7: Fase del parámetro S_{11} de la celda unitaria de la Figura 5.6. El plano de referencia se ubica en el parche superior del MTM. (a) Valor nominal en la separación de aire (5 mm). (b) Sensibilidad en la separación de aire.

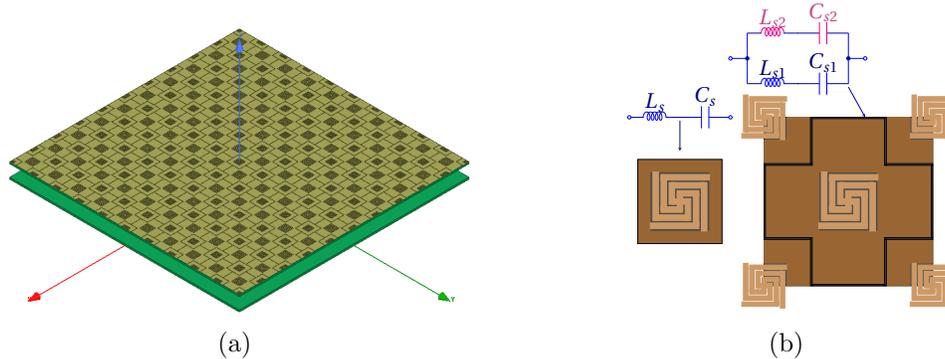


Figura 5.8: (a) Plano MTM de 20 cm \times 20 cm. La celda unitaria se compone de dos parches distintos y se muestra en la Figura 5.9. (b) Modelos circuitales del diseño de la Figura 5.6 y del último diseño propuesto.

La frecuencia central de este diseño se mantiene aproximadamente en el mismo rango que en el caso anterior (Figura 5.5), con un ancho de banda porcentual de 15%. Las ventajas son que la brecha entre parches es de 0.2 mm y el parámetro S_{11} es menos sensible ante las variaciones del espaciado de aire.

Como el diseño de la Figura 5.6 no cumple con el ancho de banda porcentual requerido, se diseñó un último prototipo (Figura 5.8). En la cara superior se usaron inductancias de espira y en la cara inferior se usaron agujeros para sintonizar el valor de inductancia. Para aumentar el ancho de banda se usó una técnica popular de los dispositivos de parche, que consiste en usar dimensiones similares dentro de una misma estructura. De este modo, es posible obtener resonancias cercanas que actúan como una sola banda más ancha [48]. Considerando esta técnica, se optó por usar dos parches levemente distintos dentro de la misma celda unitaria, tal como se muestra en el plano reflector de la Figura 5.8.a. En el panel (b) se muestra el modelo circuital, donde se pueden ver dos ramas en paralelo que forman dos resonancias en frecuencias cercanas. El diseño de la celda unitaria se muestra en la Figura 5.9. Las dimensiones se muestran en la Figura 5.10 y en la Tabla 5.2. En este caso la separación de aire es de 10 mm (se tienen láminas de acrílico de 10 mm disponibles para la construcción).

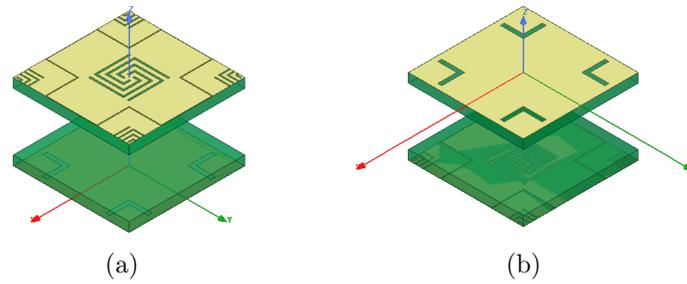


Figura 5.9: Unidad base del último metamaterial diseñado. El diseño se compone de dos láminas de FR4 de una sola cara y de 1.5 mm de espesor separadas por una distancia de 10 mm. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

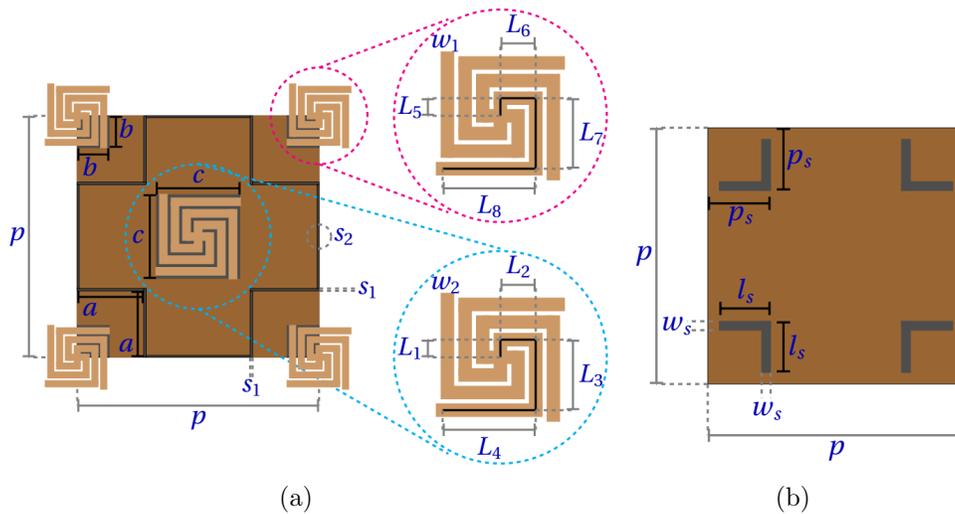


Figura 5.10: Dimensiones de la celda unitaria del diseño final del MTM. Ambos diseños poseen simetría en los dos ejes que forman el plano. (a) Lámina superior. En color café se muestran los conductores y en gris se muestra el sustrato. Se han usado dos tonalidades de café para resaltar las distintas geometrías. Las cuatro inductancias en las esquinas son iguales y deben ser truncadas de forma tal que solo quede lo que está dentro del cuadrado definido por $p \times p$. Nuevamente, todas las inductancias se pueden formar a partir de un solo brazo. (b) Lámina inferior.

Tabla 5.2: Dimensiones de la Figura 5.10. Nótese que la brecha dada por s_2 tiene el doble de tamaño cuando se juntan las celdas unitarias. Es decir, las brechas asociadas a s_2 tienen una dimensión de 0.15 mm (> 0.1 mm) en la estructura completa.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
L_1	0.96	L_5	0.73
L_2	1.92	L_6	1.46
L_3	3.84	L_7	2.92
L_4	5.1	L_8	3.85
w_1	0.66	w_2	0.53
s_1	0.2	s_2	0.075
a	5.5	b	2.655
c	7.02	p	20
l_s	4	w_s	0.7
p_s	4.9	-	-

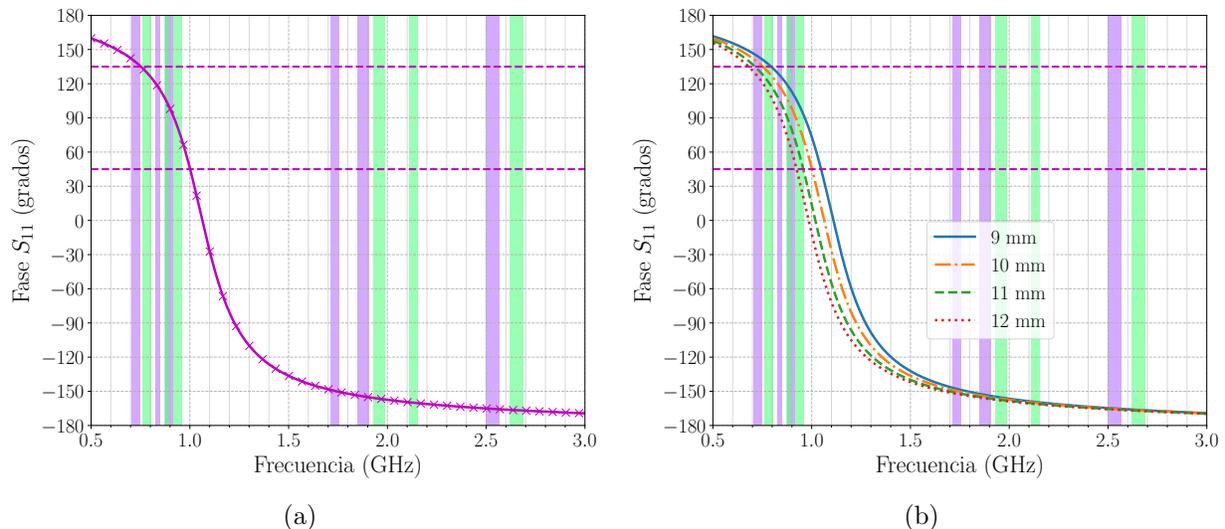


Figura 5.11: Fase del parámetro S_{11} de la celda unitaria de la Figura 5.9. El plano de referencia se ubica en el parche superior del MTM. (a) Valor nominal en la separación de aire (10 mm). (b) Sensibilidad en la separación de aire.

El parámetro S_{11} del último diseño se muestra en la Figura 5.11. El ancho de banda porcentual es de 28.6 %, por lo que este diseño satisface el requerimiento de ancho de banda. Además, nuevamente se tiene que el parámetro S_{11} es menos sensible con respecto a las variaciones de la separación de aire. Como se puede observar, la banda de 750 MHz no es cubierta con este diseño. De todos modos, los parámetros obtenidos fueron los mejores acorde a los plazos de entrega de esta memoria. La optimización de parámetros para cubrir la banda de 750 MHz se deja como trabajo a futuro.

Adicionalmente, en la Figura 5.12 se muestran las amplitudes de los parámetros S del segundo, tercer y último diseño de metamaterial. Como se puede observar, el parámetro S_{11} tiene valores cercanos a -1 dB a pesar de que el parámetro S_{21} tiene valores menores a -35 dB. Esto se debe a que existe atenuación en el MTM. Las resonancias del parámetro S_{11} concuerdan con los cruces por 0° en la fase. Cabe destacar que la atenuación en el último diseño es menor.

Para finalizar, a continuación se destacan algunos aspectos importantes acerca de las simulaciones del MTM:

- ✘ Las simulaciones de la celda unitaria consideran una onda plana incidiendo normalmente en el plano del MTM. En estricto rigor se deberían simular distintos ángulos de incidencia oblicua. Esto no se hizo ya que la literatura ha mostrado que no es necesario en esta topología de PMC [49] (el MTM tiene una respuesta prácticamente invariante ante el ángulo de incidencia).
- ✘ Si bien la onda incidente es plana en las simulaciones de celda unitaria, se debe considerar que en las aplicaciones con antenas estas se encuentran cercanas al plano. En el caso de este trabajo la distancia es de 39.4 mm, correspondiente a aproximadamente $\lambda/10$ en las bandas inferiores. Es decir, la distancia es tal que la antena se ubica en campo cercano, donde la onda generada no es plana. Esto en realidad no presenta un proble-

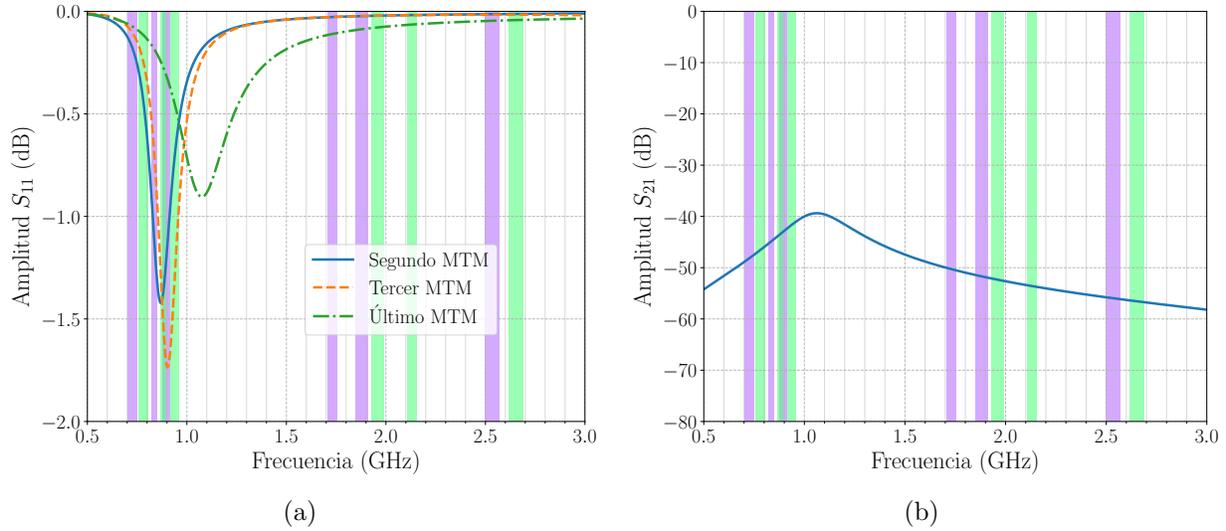


Figura 5.12: Amplitudes de los parámetros S del segundo, tercer y último diseño de MTM. El parámetro S_{11} cuantifica la potencia reflejada y el parámetro S_{21} cuantifica la potencia que se transmite a través del metamaterial. (a) Parámetro S_{11} . (b) Parámetro S_{21} del último diseño. Solo se muestra la transmisión en el último diseño ya que tanto el segundo como el tercer diseño tienen un plano PEC infinito (es decir, no hay potencia transmitida). El último diseño, en cambio, posee agujeros en el plano conductor inferior.

ma, ya que se debe tener en cuenta que muchas antenas tienen planos PEC ubicados en la zona de campo cercano y aun así los coeficientes de Fresnel (que suponen ondas planas incidiendo en planos infinitos) constituyen una buena primera aproximación. En el caso de un MTM ocurre lo mismo: la simulación con ondas planas en planos infinitos constituye una primera aproximación. Posteriormente el MTM debe ser sintonizado para corregir los cambios provocados por el tamaño finito y la inexistencia de una onda plana (generalmente se produce un cambio de la frecuencia central).

5.3. Conclusiones

En este capítulo se mostró el diseño y la simulación de un metamaterial PMC que opera en el rango de 750-1100 MHz (equivalente a un ancho de banda porcentual de 28.6%). El diseño propuesto tiene un tamaño de $2 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$, una altura de 1 cm y no requiere vías. Si bien la estructura no opera en la banda de 703-748 MHz, el diseño obtenido es suficiente para verificar si el MTM tiene un buen desempeño en su integración con las antenas del Capítulo 4. La optimización de parámetros para sintonizar la frecuencia central del MTM se propone como trabajo a futuro.

Capítulo 6

Diseño de las antenas compuestas

En este capítulo se muestra la integración del plano metamaterial del Capítulo 5 con las antenas del Capítulo 4. Como el monopolo circular miniaturizado tuvo el peor desempeño en lo que respecta a su tamaño, no se consideró en esta parte del desarrollo. Se debe recordar la razón por la que se diseñó más de una antena: comparar todos los desempeños y seleccionar la antena con mejor rendimiento para construir el arreglo.

6.1. Integración del MTM en la antena espiral

El dibujo en HFSS del plano metamaterial integrado con la antena espiral se muestra en la Figura 6.1. Se incluyó una perforación con un diámetro de 1 cm en el MTM para poder pasar el cable coaxial de alimentación a través del plano. Si bien en la simulación el cable coaxial tiene un diámetro exterior de 3 mm, en la realidad estos tienen un diámetro máximo de 9.6 mm. La distancia entre el plano metamaterial y la antena es de 39.4 mm.

El parámetro S_{11} de la espiral en Kappa438 y FR4, con y sin metamaterial, se muestra en la Figura 6.2. La simulación fue efectuada en 800 MHz y el barrido en frecuencia se realizó con la opción de interpolación. De manera general, se puede comparar el parámetro S_{11} con y sin MTM en 3 rangos de frecuencia. Primero, de 700 MHz a 960 MHz, donde se mantiene el comportamiento de múltiples resonancias en ambos casos, pero los mínimos ocurren en distintas frecuencias. Segundo, de 960 MHz a 1300 MHz, donde el parámetro S_{11} es mayor en el caso con MTM. Y tercero, de 1300 MHz a 3000 MHz, donde el parámetro S_{11} se mantiene prácticamente inalterado con la inserción del MTM.

Una posible explicación para el desplazamiento de las frecuencias de resonancia en las bandas inferiores (comprendidas entre 700 MHz y 960 MHz) es el acoplamiento con el plano reflector. En efecto, como el MTM se encuentra en la región de campo cercano, la reactancia

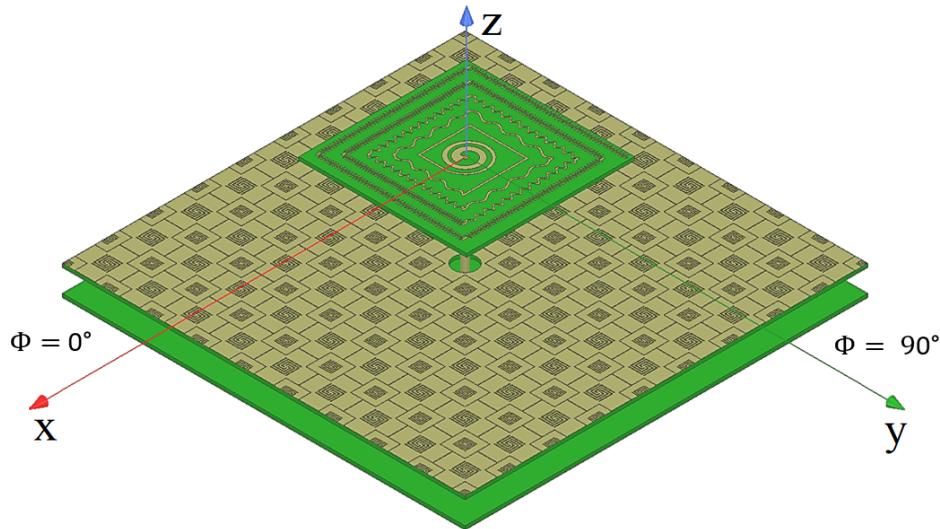


Figura 6.1: Dibujo en HFSS de la espiral integrada con el MTM. El plano reflector es de $18 \text{ cm} \times 18 \text{ cm}$, correspondiente a 9×9 celdas unitarias. La distancia entre la cara superior del MTM (que es la cara visible en el dibujo) y la antena es de 39.4 mm.

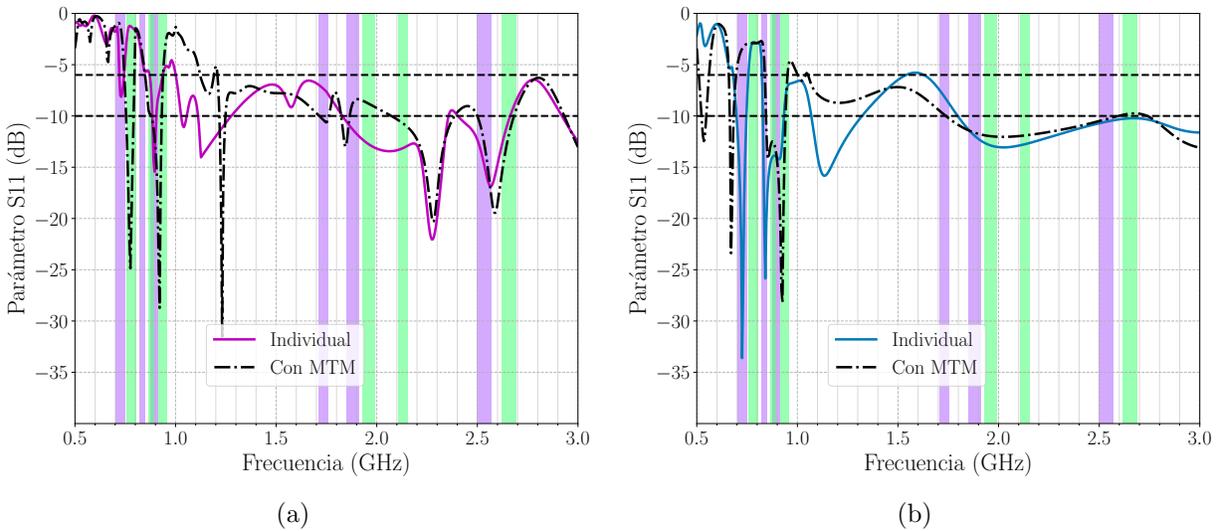


Figura 6.2: Magnitud del parámetro S_{11} . (a) Sustrato de la espiral: Kappa438. (b) Sustrato de la espiral: FR4.

de entrada de la antena puede ser alterada por la incorporación del plano reflector. Específicamente, los cruces por cero de la reactancia pueden ser desplazados, lo que implica un cambio en la adaptación de la antena y en la posición de las resonancias.

Antes de explicar las diferencias del parámetro S_{11} entre 960 MHz y 1300 MHz, conviene introducir los resultados de eficiencia y ganancia. La simulación de eficiencia y ganancia se muestra en la Figura 6.3, en donde se grafican los resultados de la antena individual y de aquella con MTM, ambas con Kappa438. Nótese que en 700 MHz la eficiencia cae desde 50 % en la antena individual a 35 % en la implementación con MTM. Usando la teoría de la subsección 2.2.3, esto no debería ocurrir si el MTM opera como PMC en esas frecuencias,

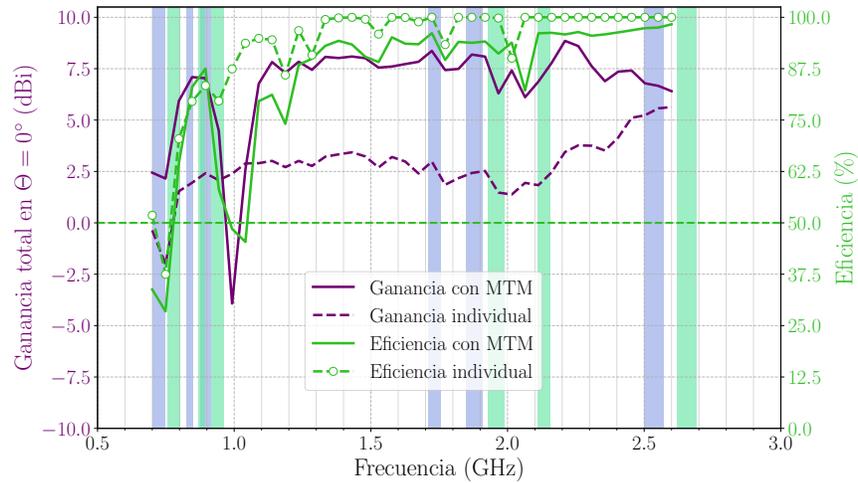


Figura 6.3: Eficiencia y ganancia total simulada de la antena individual y de su integración con el plano MTM. El sustrato es Kappa438 de 1.5 mm de espesor.

ya que tanto la potencia radiada como las pérdidas dieléctricas se mantienen inalteradas (la radiación solo es redistribuida, y no cancelada como ocurre con un plano PEC). A pesar de que el MTM no opera en la banda de 703-748 MHz según los requerimientos del Capítulo 5 (Figura 5.11), la disminución de eficiencia no se puede explicar por este medio, ya que la respuesta del MTM se desvía en tan solo 5° con respecto a la cota de 135° . Para explicar la disminución de eficiencia, considérese la simulación del parámetro S_{11} de la Figura 6.2.a. Como se puede observar, la resonancia en la banda de 750 MHz experimenta un desplazamiento desde 730 MHz hacia 780 MHz. Luego, como la radiación es mayor en las resonancias (debido al modelo de espiras equivalentes), se puede inferir que la máxima radiación también se desplaza con la incorporación del MTM. En consecuencia, es de esperar que se tenga una peor eficiencia en el caso con MTM, ya que la resonancia es desplazada y por lo tanto la radiación disminuye en la banda de 750 MHz.

Otro punto a considerar en la Figura 6.3 es que existe una disminución de eficiencia (de 93% a 45%) y ganancia (de 2.5 dBi a -3.5 dBi) en la banda de 950-1150 MHz en el caso con MTM. En la antena individual esta disminución no existe. Como el plano reflector es el único factor variable entre ambas curvas de eficiencia, el cambio se atribuye al MTM. Nótese que el metamaterial no presenta una banda de paso ni tampoco una banda de absorción lo suficientemente acentuada como para explicar la disminución de ganancia, por lo que la única explicación posible es que se excite una onda superficial con atenuación a través de la estructura metamaterial. En efecto, una onda superficial genera radiación hacia los costados y en la parte trasera debido a la difracción, disminuyendo consecuentemente la radiación en la dirección normal al plano ($\Theta = 0^\circ$). Esto explica la caída de 6 dB en ganancia, ya que esta disminución no se puede explicar únicamente con la caída de eficiencia (esta cae en un factor 2 aproximadamente, lo que se traduce en una caída de 3 dB en ganancia, no 6 dB). Para verificar la existencia de la onda superficial, se simuló la ganancia de la espiral con MTM en 990 MHz. Como se puede observar en la Figura 6.4, la ganancia en ambos planos $\Phi = 0^\circ, 90^\circ$ es de espacio completo. Además, la radiación es mayor en $z < 0$, siendo que es en esa dirección donde se encuentra el plano reflector. Esto demuestra la presencia de una onda superficial que se difracta en los bordes.

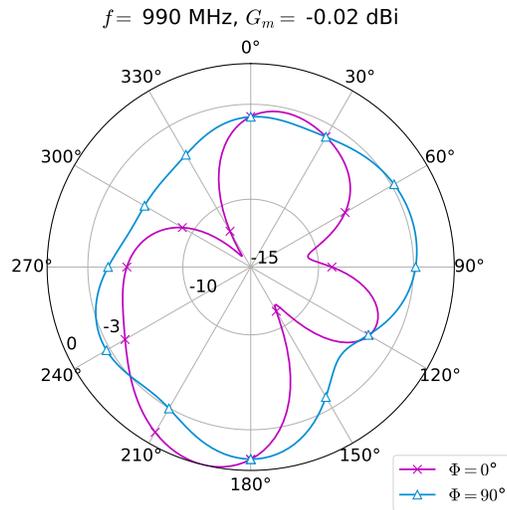


Figura 6.4: Ganancia total normalizada (en dB) de la antena espiral con MTM, simulada en 990 MHz.

La atenuación de la onda superficial (que es la causante de la disminución de la eficiencia) se debe a la generación de un campo eléctrico intenso en el sustrato FR4 que compone el metamaterial. Esto se puede verificar en la Figura 6.5, en donde se demuestra que el campo eléctrico máximo tiene más extensión en 990 MHz que en 800 MHz o 1900 MHz. En resumen, la disminución de 6 dB en la ganancia se descompone en 3 dB por la pérdida de eficiencia (producto de la atenuación en el MTM) y 3 dB por la redistribución de la potencia radiada.

Una vez que se ha explicado la formación de la onda superficial, es posible volver al análisis del parámetro S_{11} en el rango de 960-1300 MHz. Como la potencia radiada solo es redistribuida en esta banda, es de esperar que la resistencia de radiación no cambie en este rango de frecuencias. Sin embargo, la atenuación de la onda superficial a través del MTM incorpora una mayor resistencia de pérdidas dieléctricas. Por ende, es posible que el valor real de la impedancia de entrada aumente considerablemente por sobre los 50Ω , aumentando en consecuencia el valor del parámetro S_{11} .

Con respecto a la integración del MTM, hasta el momento solo se han analizado los cambios que este introduce en el parámetro S_{11} y en la eficiencia. Sin embargo, se debe recordar que el MTM no se incorpora para mejorar estas características de la antena individual. En efecto, el MTM es una estructura que **debe ser incorporada** en la antena, pero no para mejorar su parámetro S_{11} o su eficiencia, sino que para aumentar el FBR **sin empeorar** la eficiencia. Por lo tanto, el rendimiento de la antena con MTM no debe ser comparado con la antena sin MTM, sino que con la antena integrada con un plano PEC común. En la Figura 6.6 se muestra la eficiencia de la antena integrada con un plano PEC y con el plano MTM. Como se puede observar, la eficiencia es mayor con el plano MTM en las bandas inferiores, mientras que en las bandas superiores ambas eficiencias son semejantes (ya que en estas bandas el MTM se comporta como PEC). Es decir, el MTM cumple satisfactoriamente su propósito.

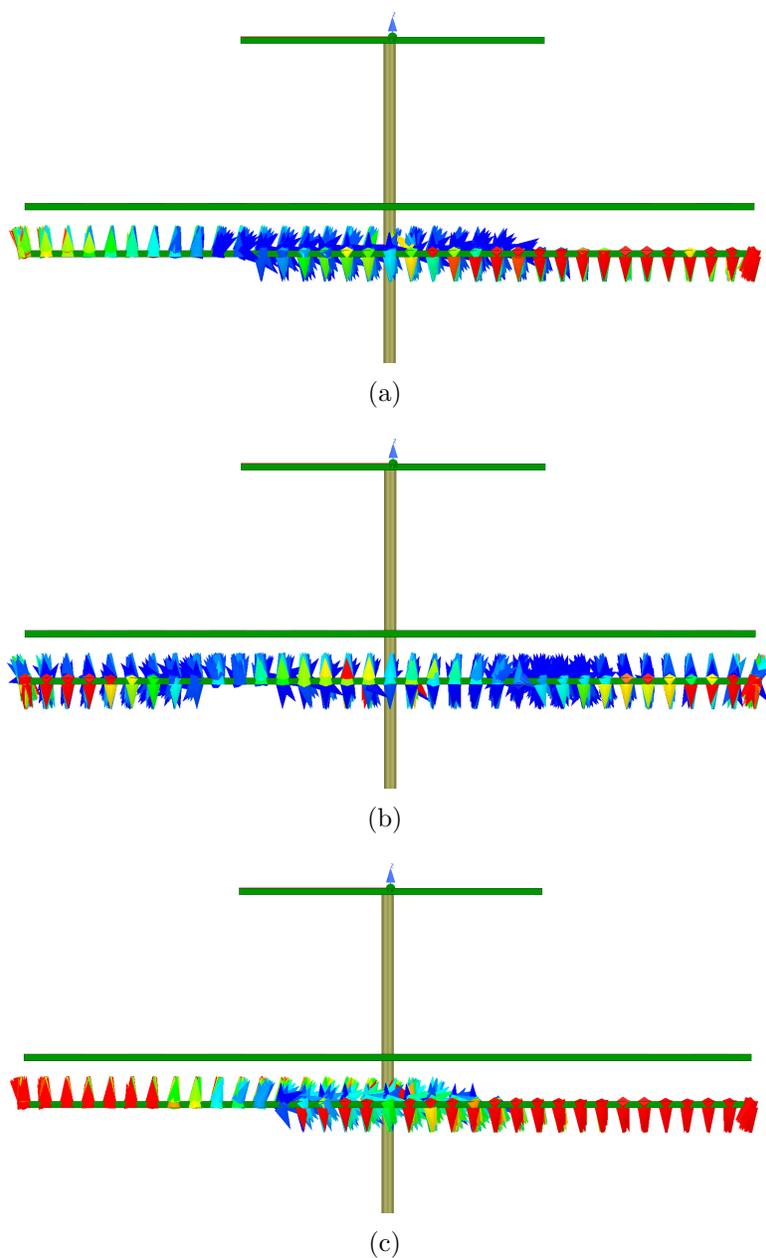


Figura 6.5: Campo eléctrico vectorial en una de las láminas de FR4 del MTM. (a) 800 MHz. (b) 1900 MHz. (c) 990 MHz. Como se puede observar, en 990 MHz el sustrato concentra más líneas de campo con intensidad máxima. Todas las figuras están sujetas a la misma escala: el color rojo representa el máximo y el color azul representa el mínimo.

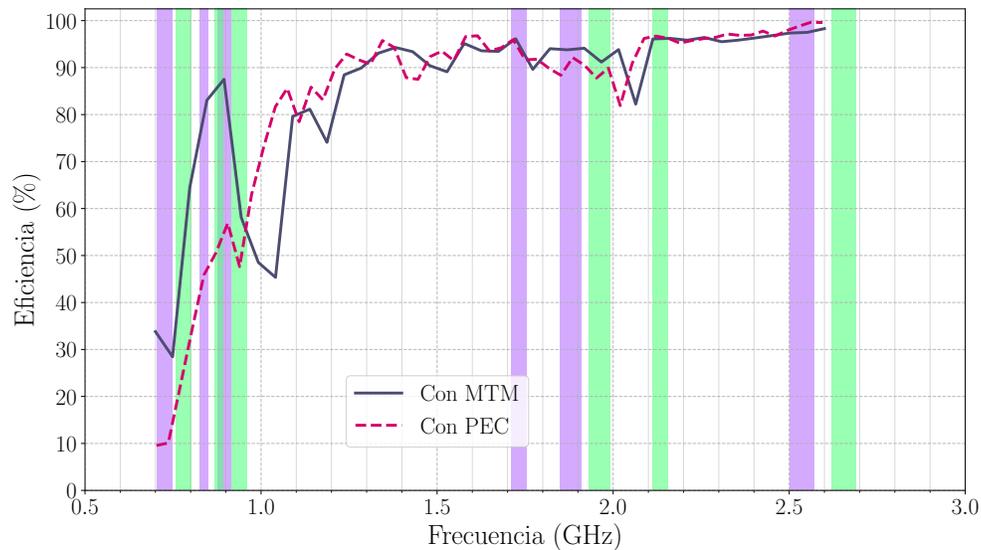


Figura 6.6: Eficiencia simulada con un plano reflector PEC y con el plano MTM. El sustrato es Kappa438 de 1.5 mm de espesor.

En cuanto a las características radiativas, en la Figura 6.7 se muestra la ganancia total (es decir, incluyendo ambas componentes de polarización) en los planos $\Phi = 0^\circ$ (xz) y $\Phi = 90^\circ$ (yz) en 4 frecuencias características. El HPBW y el FBR se muestran en la Tabla 6.1. Como se puede observar, el criterio de $\text{FBR} > 10$ dB no se cumple en 800 MHz. Esto se atribuye al pequeño tamaño del plano reflector, correspondiente a $\lambda/2$ en esa frecuencia. En efecto, si se aumenta el tamaño del plano desde $18 \text{ cm} \times 18 \text{ cm}$ a $24 \text{ cm} \times 24 \text{ cm}$, se obtiene la ganancia de la Figura 6.8, con un FBR de 12.6 dB y un incremento de eficiencia de 7% (desde 70% a 77%). Considerando que la aplicación final de este trabajo es un arreglo de 4×4 antenas con un tamaño de por lo menos 30 cm ($4 \times 7.5 \text{ cm}$), no se ahondará más en el bajo FBR de la antenna simulada, ya que en la implementación final el FBR será mayor. Por otro lado, el criterio de $\text{HPBW} = 90^\circ$ no se cumple en ninguna frecuencia.

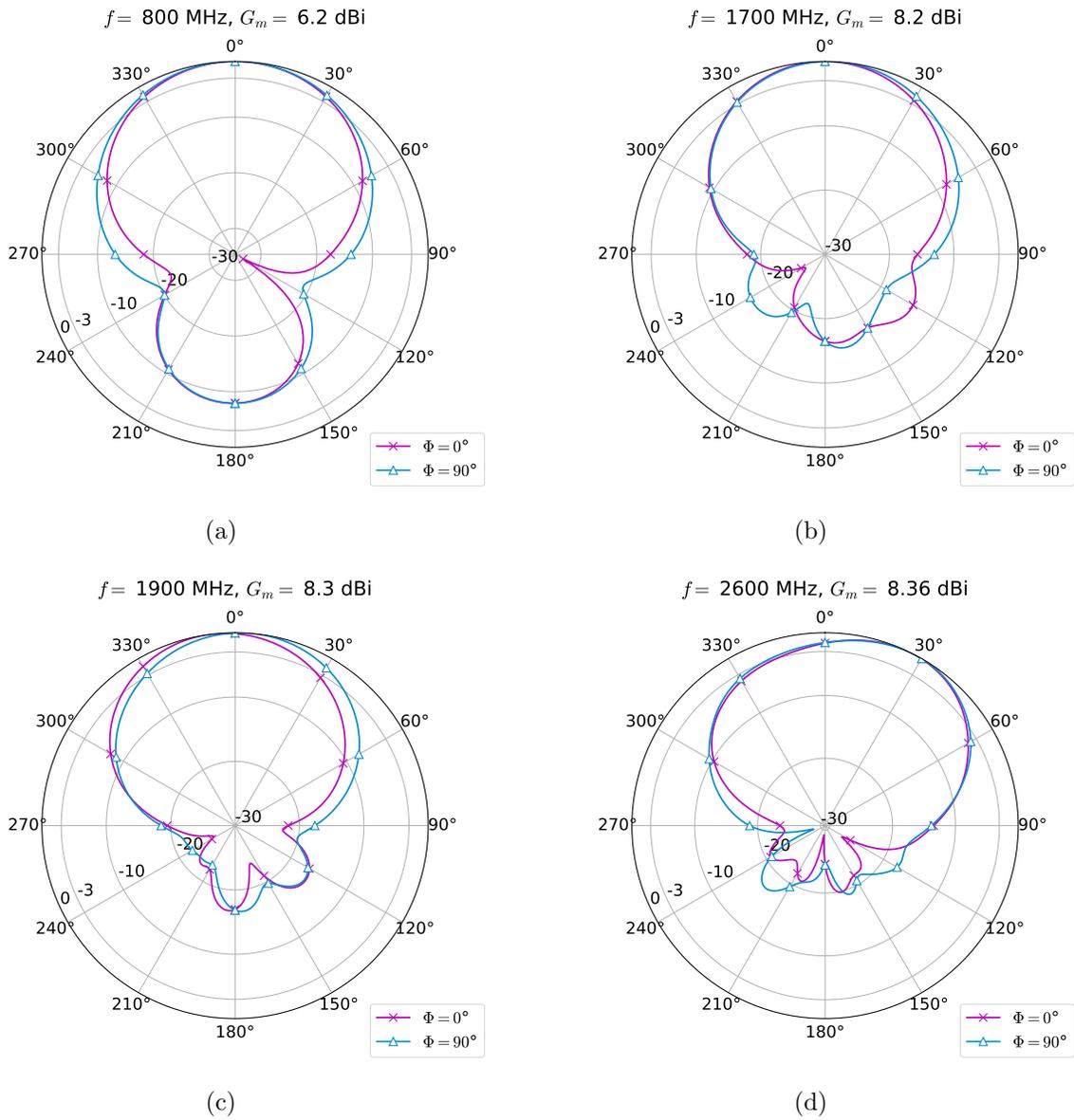


Figura 6.7: Ganancia total normalizada (en dB) de la espiral con MTM en los planos $\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$. (a) 800 MHz. (b) 1700 MHz. (c) 1900 MHz. (d) 2600 MHz.

Tabla 6.1: Valores de HPBW y FBR obtenidos en la simulación de la antena espiral con MTM. Nótese que todos estos valores se obtuvieron de la ganancia total (y no de una polarización en particular).

Frecuencia (MHz)	HPBW Plano xz ($^\circ$)	HPBW Plano yz ($^\circ$)	FBR Plano xz (dB)	FBR Plano yz (dB)
800	70	80	7.9	7.9
1700	66	72	16.4	16.4
1900	67	72	17.1	17.1
2600	75	75	24.6	24.6

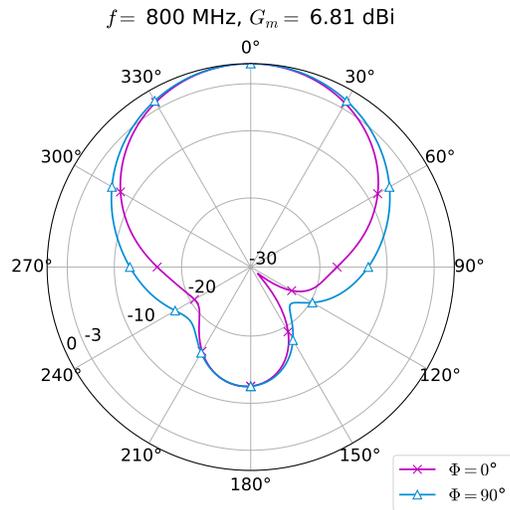


Figura 6.8: Ganancia total normalizada (en dB) de la espiral con un MTM de $24 \text{ cm} \times 24 \text{ cm}$ (12 celdas unitarias).

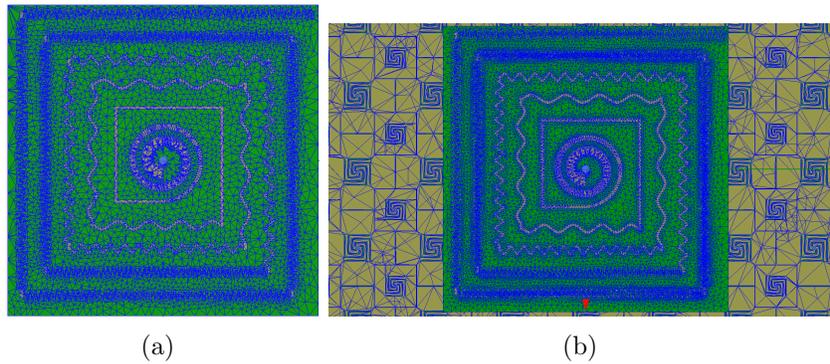


Figura 6.9: Ejemplo de la malla de discretización final en la simulación de la antenna con Kappa438 a 800 MHz. (a) Antena individual. (b) Antena con MTM.

Por otra parte, cabe destacar que el computador usado llegó al límite de RAM en las simulaciones con el plano metamaterial. En efecto, el computador usó hasta 100 Gb de RAM en el sexto paso iterativo. Un paso iterativo adicional requería más de los 127 Gb disponibles, por lo que para el diseño de la espiral con metamaterial solo se pudieron completar 6 pasos adaptativos (y no los 8 mencionadas en el Capítulo 3). La simulación con FR4 en 800 MHz convergió en 5 pasos adaptativos con un total de 867662 elementos. En cambio, la simulación con Kappa438 en 800 MHz no convergió en los 6 pasos y requirió un total de 1099530 elementos en la malla de discretización. Esto sugiere que las simulaciones con Kappa438 presentan más error que las simulaciones con FR4 en las bandas inferiores (ya que no convergieron). Además, la simulación con Kappa438 en 2600 MHz convergió en 4 pasos adaptativos con un total de 667226 elementos. Es decir, la simulación en 2600 MHz requirió menos recursos computacionales que la simulación en 800 MHz. Esto se puede explicar con la teoría de la subsección 2.4.2 de la siguiente forma. Como la zona de extinción de corriente se genera antes para frecuencias mayores, la malla de discretización cubre una zona menor de la espiral en 2600 MHz, generando por ende una menor cantidad de elementos. Además, cabe mencionar que las mallas de discretización de la estructura propuesta son densas en todas

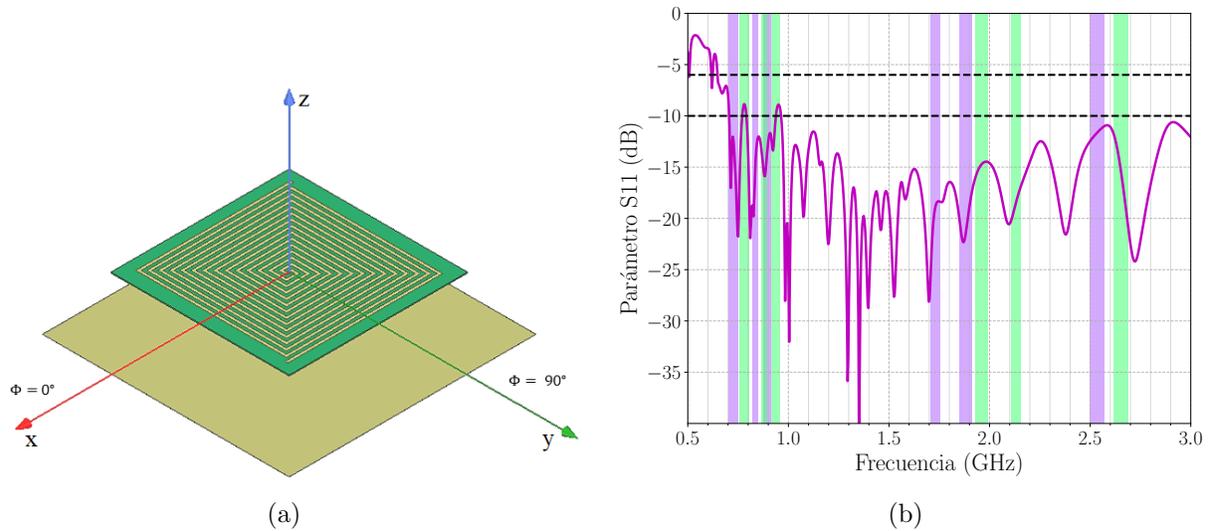


Figura 6.10: (a) Espiral Arquimediana común integrada con un plano reflector PEC de $18 \text{ cm} \times 18 \text{ cm}$. La estructura se alimenta mediante un puerto concentrado con una impedancia de 100Ω . La antena espiral tiene un tamaño de 13 cm . El plano reflector se encuentra a 39.4 mm de la antena. (b) Magnitud del parámetro S_{11} de la antena del panel (a).

las frecuencias (véase por ejemplo la Figura 6.9, donde se muestra la malla de discretización en una frecuencia baja). En otras palabras, no es correcto decir que a mayores frecuencias la malla es más fina. Por lo tanto, lo que predomina en el costo computacional es que tanto se extiende la corriente, y no la densidad de la malla de discretización. Así, existe la posibilidad de que las simulaciones con Kappa438 sean más confiables en las bandas superiores que en las bandas inferiores, ya que estas últimas tienen un mayor costo computacional.

Finalmente, para destacar todas las mejoras que se han realizado en la antena espiral, a continuación se muestra la comparación entre el diseño confeccionado en esta memoria y la espiral común de la Figura 6.10.a. En el panel (b) se muestra el parámetro S_{11} simulado. Cabe destacar que la espiral común tiene una impedancia promedio de 100Ω , por lo que no puede ser conectada directamente a una línea convencional de 50Ω (para la simulación se usó un puerto concentrado con una impedancia de 100Ω). Además, la espiral común tiene un tamaño de 13 cm , lo que implica un campo de visión de 0° en 2600 MHz . Es decir, si se construye un arreglo con esta antena, no importa en qué dirección se desee apuntar en 2600 MHz , siempre existirá un GL que creará una ambigüedad en la detección.

En lo que respecta a la eficiencia, en la Figura 6.11.a se muestra la eficiencia de la espiral común con y sin el plano reflector PEC. Como se puede notar, la eficiencia de la espiral común sin reflector es mayor a 50% en todas las bandas de telefonía móvil. La espiral propuesta en esta memoria, en cambio, presenta una eficiencia menor a 50% en la banda de 750 MHz . Esto se debe a que el largo eléctrico de la espiral propuesta en este trabajo es mucho mayor producto de las ondulaciones en los meandros. Por ende, como las pérdidas dieléctricas son proporcionales al largo de las líneas conductoras sobre el sustrato, se tiene una peor eficiencia en la banda de 750 MHz en la espiral de esta memoria.

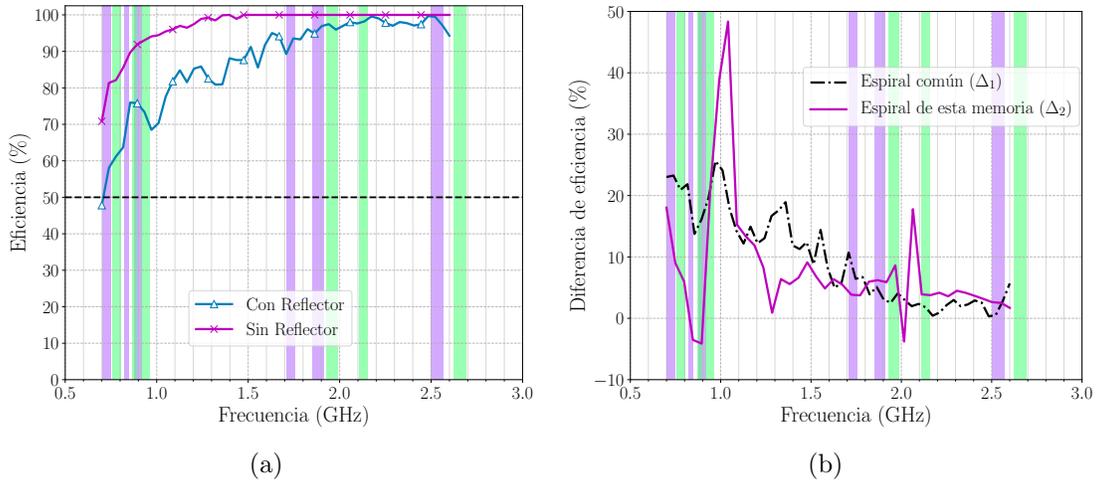


Figura 6.11: (a) Eficiencia de la espiral Arquimediana común de la Figura 6.10 con y sin el plano reflector PEC. (b) Diferencias $\Delta_1 = \xi_{sp} - \xi_{cp}$ y $\Delta_2 = \xi_{sm} - \xi_{cm}$.

Por otra parte, la incorporación del plano PEC disminuye la eficiencia en la espiral común, sobre todo en las bandas inferiores. Para comparar el desempeño del MTM de esta memoria con la situación común de la Figura 6.10, se debe cuantificar qué tanto afecta incorporar un plano reflector en las antenas espirales. En otras palabras, se debe comparar cuánto cambia la eficiencia tras incorporar un plano reflector en cada situación. Para esto, considérese la siguiente notación: ξ_{cp} y ξ_{sp} son las eficiencias de la espiral común con y sin plano reflector PEC, respectivamente, ξ_{cm} y ξ_{sm} son las eficiencias de la espiral de esta memoria con y sin MTM, respectivamente, $\Delta_1 = \xi_{sp} - \xi_{cp}$ es la disminución de eficiencia tras incorporar un plano PEC en la espiral común, y $\Delta_2 = \xi_{sm} - \xi_{cm}$ es la disminución de eficiencia tras incorporar el plano MTM en la espiral de esta memoria. Los valores de Δ_1 y Δ_2 se muestran en la Figura 6.11.b. Como se puede observar, la diferencia de eficiencia en las bandas inferiores es menor con MTM que con PEC (inclusive es negativa entre 830 MHz y 910 MHz, lo que quiere decir que la eficiencia mejora con la incorporación del MTM). En las bandas superiores las diferencias no son significativas. Nuevamente, esto demuestra las ventajas de usar un metamaterial en este trabajo.

En lo que respecta a los patrones de radiación, en la Figura 6.12 se muestran las ganancias simuladas de la antena espiral común con PEC en 800 MHz y 1700 MHz. Con objetivos de comparación, se superponen en las mismas figuras los patrones de radiación de la Figura 6.7 en 800 MHz y 1700 MHz. En la Tabla 6.2 se muestra una comparación entre la espiral común y la espiral propuesta en esta memoria. Como se puede observar, además de la considerable mejora en el campo de visión en 2600 MHz, la espiral propuesta en esta memoria tiene un campo de visión completo en las bandas de 1700 MHz y 1900 MHz, mientras que la espiral común tiene campos de visión reducidos de 41° y 25° . Por ende, la miniaturización de la antena es una acción necesaria. A pesar de que el parámetro S_{11} empeora, sin la miniaturización no sería posible observar grandes campos de visión en 1700 MHz y 1900 MHz. Más aun, en 2600 MHz sería imposible detectar la ubicación de un teléfono, ya que siempre se obtendrían por lo menos dos ubicaciones distintas (correspondientes al lóbulo principal y a los GLs).

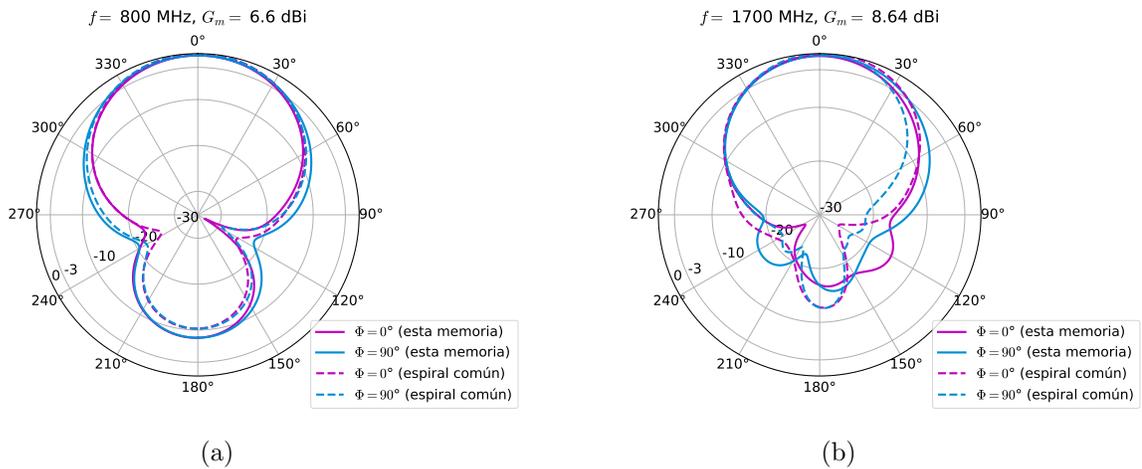


Figura 6.12: Ganancia total normalizada (en dB) de la espiral común con un plano reflector PEC y de la espiral de este trabajo con el plano reflector MTM. (a) 800 MHz. (b) 1700 MHz.

Tabla 6.2: Comparación entre la espiral común y la espiral propuesta en esta memoria. Los valores mostrados están en la notación x/y , en donde x corresponde a la espiral común y y a la espiral de este trabajo.

*Con plano reflector. Los valores mostrados se tomaron del centro de las bandas de subida de datos.

**Disminución de eficiencia tras incorporar un plano reflector (PEC para el caso común y MTM para esta memoria). Los valores mostrados se tomaron del centro de las bandas de subida de datos.

***En el plano xz .

Figura de mérito	750 MHz	850 MHz	900 MHz	1700 MHz	1900 MHz	2600 MHz
Tamaño físico (cm)	13 / 7.5					
Tamaño eléctrico (λ)	0.33 / 0.19	0.37 / 0.21	0.39 / 0.23	0.74 / 0.43	0.82 / 0.48	1.13 / 0.65
Campo de visión sin GLs ($^\circ$)	180 / 180	180 / 180	180 / 180	41 / 180	25 / 180	0 / 67
Parámetro S_{11} (dB)	-22 / -6	-12 / -6	-14 / -20	-22 / -10	-18 / -8	-12 / -18
Eficiencia (%) *	53 / 32.5	70 / 83	75 / 83	92 / 95	96 / 94	98 / 97
Δ Eficiencia (%) **	23 / 13	18 / -1.5	18 / -1.5	8 / 4	4 / 6	1.4 / 2.6
Dirección de máxima radiación ($^\circ$) ***	0 / 0	0 / 0	0 / 0	7 / 0	0 / 8	28 / 28
HPBW ($^\circ$) ***	72 / 69	77 / 80	77 / 72	69 / 66	58 / 67	85 / 75
FBR (dB) ***	7.3 / 6.8	11.4 / 9	12.3 / 8.4	12.7 / 16.4	12 / 17.1	26 / 24.6
Ganancia máxima (dBi)	6 / 2.34	7.4 / 7.1	7.4 / 7	8.64 / 8.2	8.95 / 8.3	8.42 / 8.36

6.2. Integración del MTM en la antena monopolo tenedor

El dibujo en HFSS de la antena monopolo con el plano MTM se muestra en la Figura 6.13, en donde nuevamente se incluyó la perforación de 1 cm de diámetro para el cable coaxial. El parámetro S_{11} de la antena individual y de su integración con el MTM se muestra en la Figura 6.14. Como se puede observar, la incorporación del metamaterial reduce el ancho de banda en las frecuencias inferiores. En particular, la banda de 750 MHz no es completamente cubierta bajo el criterio $S_{11} < -6$ dB.

La ganancia total en los planos $\Phi = 0^\circ$ (xz) y $\Phi = 90^\circ$ (yz) se muestra en la Figura 6.15 para 4 frecuencias características. El HPBW y el FBR se muestran en la Tabla 6.3. Como

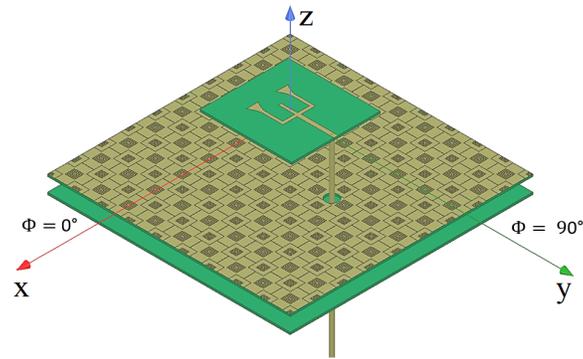


Figura 6.13: Dibujo en HFSS del monopolo integrado con el MTM. El plano reflector es de $18 \text{ cm} \times 18 \text{ cm}$. La distancia entre la cara superior del MTM (que es la cara visible en el dibujo) y la antena es de 39.4 mm .

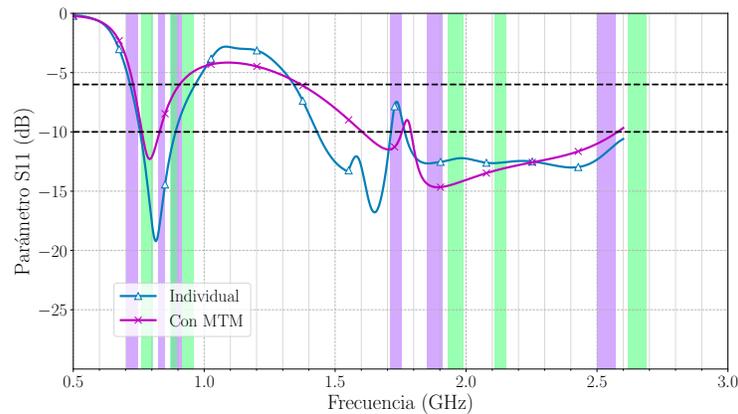


Figura 6.14: Magnitud del parámetro S_{11} del monopolo tenedor individual y de su integración con el MTM.

Tabla 6.3: Valores de HPBW y FBR obtenidos de la simulación de la antena monopolo tenedor con MTM. Nótese que todos estos valores se obtuvieron de la ganancia total.

Frecuencia (MHz)	HPBW Plano xz ($^\circ$)	HPBW Plano yz ($^\circ$)	FBR Plano xz (dB)	FBR Plano yz (dB)
800	42	42	30.9	30.9
1700	86	51	13.7	13.7
1900	78	56	16.5	16.5
2600	80	65	20.3	20.3

se puede observar en la Figura 6.15, los patrones de radiación en 1700, 1900 y 2600 MHz son semejantes a lo esperado, es decir, corresponden a los patrones del Capítulo 4, pero con menores niveles en $\theta \in [90^\circ, 270^\circ]$ producto de la incorporación del plano reflector. Por otro lado, el patrón de radiación en 800 MHz muestra una forma que no supone la presencia de un plano reflector. Es más, los máximos se encuentran en la región $\theta \in [90^\circ, 270^\circ]$, y la forma mostrada guarda semejanza con un dipolo vertical ubicado sobre un plano de tierra finito (nótese el detalle en la Figura 6.15.a). Por lo tanto, esta forma del patrón de radiación se puede asociar a que el coaxial está radiando en esa frecuencia debido al desbalance de corrientes (como en la Figura 2.12.c) y a la alta impedancia encontrada.

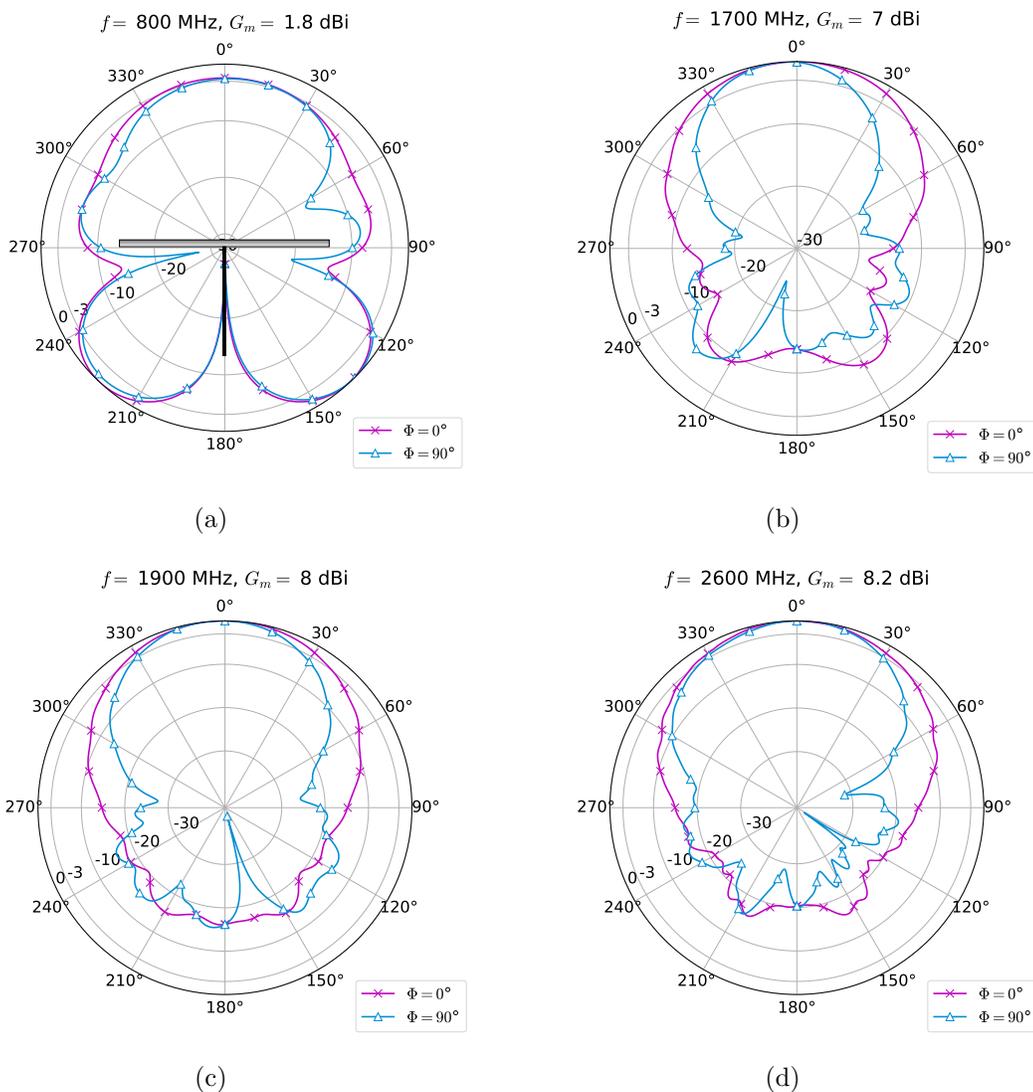


Figura 6.15: Ganancia normalizada (en dB) del monopolo tenedor con MTM en los planos $\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$. (a) 800 MHz. (b) 1700 MHz. (c) 1900 MHz. (d) 2600 MHz.

Para verificar que el problema está efectivamente en el coaxial, se simuló la misma estructura antena-reflector con un puerto concentrado. La ganancia obtenida se muestra en la Figura 6.16, en donde se observa la eliminación del máximo en la zona trasera. Además, la simulación con un puerto concentrado muestra una resonancia con un valor máximo de impedancia de 600Ω en la banda inferior. Esto se debe a que la antena fue cargada de forma casi puramente inductiva sin incorporar una línea de adaptación. Los dos resultados recién mencionados verifican la hipótesis de que el coaxial radía y establece como trabajo a futuro disminuir la impedancia de la antena en las frecuencias bajas.

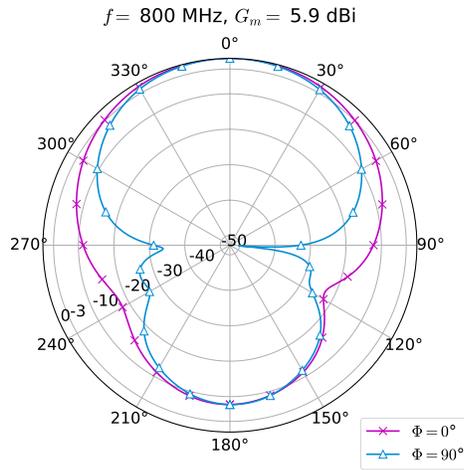


Figura 6.16: Ganancia total normalizada (en dB) del monopolo tenedor con MTM sin cable coaxial. Se usó un puerto concentrado (*lumped port*) para la alimentación.

6.3. Conclusiones

En este capítulo se integró el plano metamaterial del Capítulo 5 con las antenas del Capítulo 4. En cuanto al parámetro S_{11} , la antena espiral compuesta mostró resonancias desplazadas con respecto a su versión sin MTM. En principio, la antena compuesta no cubre todas las bandas inferiores, pero presenta múltiples resonancias que cubren las bandas de **bajada** de datos. Si bien estas bandas no son de interés, los resultados muestran que el diseño propuesto podría cubrir las bandas requeridas (las de **subida** de datos) mediante el ajuste de parámetros. De todos modos, debido al gran costo computacional requerido, las simulaciones en las bandas inferiores no convergieron con Kappa438, por lo que los resultados del parámetro S_{11} no son completamente confiables en tales bandas. Por este motivo, se optó por construir la antena espiral para medir su parámetro S_{11} y para verificar los resultados simulados. Por otra parte, la eficiencia y la ganancia sí son confiables, ya que tales simulaciones se efectuaron con un barrido discreto de 50 puntos en frecuencia (a diferencia del parámetro S_{11} , que se efectuó con un barrido interpolado de 750 puntos).

En lo que respecta al desempeño del plano metamaterial, se demostró mediante simulaciones que este presenta una mejor eficiencia con respecto a un plano PEC común, por lo que cumple satisfactoriamente su objetivo.

Finalmente, con respecto al monopolo tenedor, se concluye que la antena compuesta no logró cubrir todas las bandas de subida de datos bajo el criterio $S_{11} < -6$ dB. Además, el patrón de radiación en las bandas inferiores es de espacio completo, siendo esta una característica inaceptable para Radiovisión. Por ende, a pesar de su pequeño tamaño y de su buen desempeño en las bandas superiores, se descarta el diseño del monopolo tenedor en este trabajo. De todos modos, el problema en las bandas inferiores se atribuye a una desadaptación de impedancia. En consecuencia, el diseño del monopolo tenedor puede ser corregido para incorporarlo en otras aplicaciones, lo que se propone como trabajo a futuro.

Capítulo 7

Implementación y mediciones

7.1. Antena Espiral

7.1.1. Construcción

Las espirales compuestas fueron construidas usando los siguientes cuatro materiales básicos: FR4 (sustratos del MTM), Kappa438 (sustrato de la espiral), acrílico (soportes) y nylon (tornillos). La antena espiral se muestra en la Figura 7.1 y el metamaterial se muestra desmontado en la Figura 7.2. El ensamblaje de ambas partes se muestra en la Figura 7.3 (en el panel (a) se muestra la antena individual y en el panel (b) el arreglo de 2×2). Como se puede observar en las Figuras 7.1 y 7.2, los sustratos tienen agujeros que permiten la inserción de los tornillos de nylon. En los sustratos de las espirales los agujeros se ubican a 3.5 mm de los bordes (tanto en la antena individual como en el arreglo), y sus diámetros son de 4.2 mm (correspondiente a un agujero M4 pasante según la norma ISO). Cabe destacar que se aumentó el tamaño de la antena de 7.5 cm a 8.5 cm para poder incluir los agujeros sin afectar el desempeño eléctrico. De todos modos, se debe recordar que el tamaño de la antena es relevante solo en la construcción del arreglo (lo importante es la distancia entre antenas). En el arreglo se mantuvo la dimensión de 7.5 cm en cada antena, ya que no es necesario colocar 4 perforaciones en cada elemento, sino que solo en los bordes del arreglo completo (Figura 7.3.b). En los sustratos del metamaterial, los agujeros se ubican a 36 mm del centro en la antena individual y a 76.5 mm en el arreglo. Estas posiciones se escogieron para no alterar considerablemente la forma de las celdas unitarias. Nótese que el metamaterial consta de $9 \times 9 = 81$ celdas. En la literatura se muestra que variaciones en el 10 % de las celdas o menos no afecta el desempeño del metamaterial completo [22]. Basado en esto, la variación de las 5 celdas para insertar agujeros no debería afectar el desempeño del plano reflector.

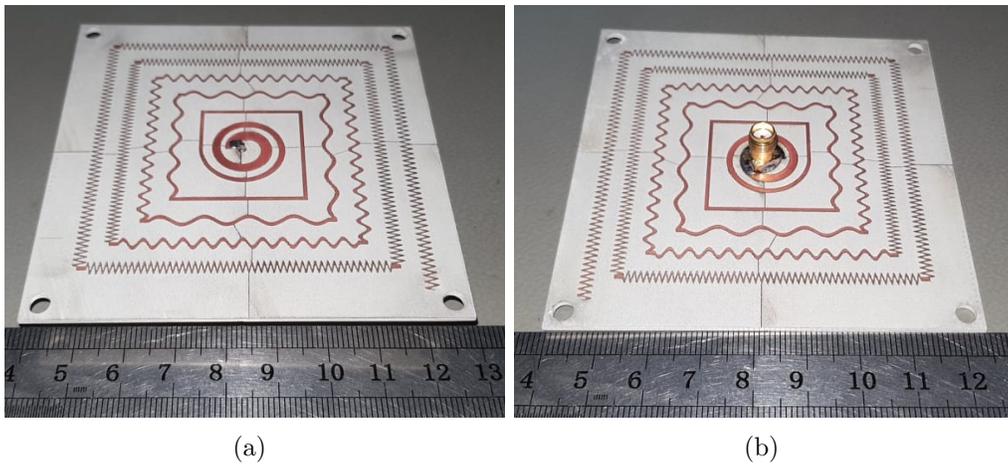


Figura 7.1: Antena espiral construida. (a) Cara superior. (b) Cara inferior.

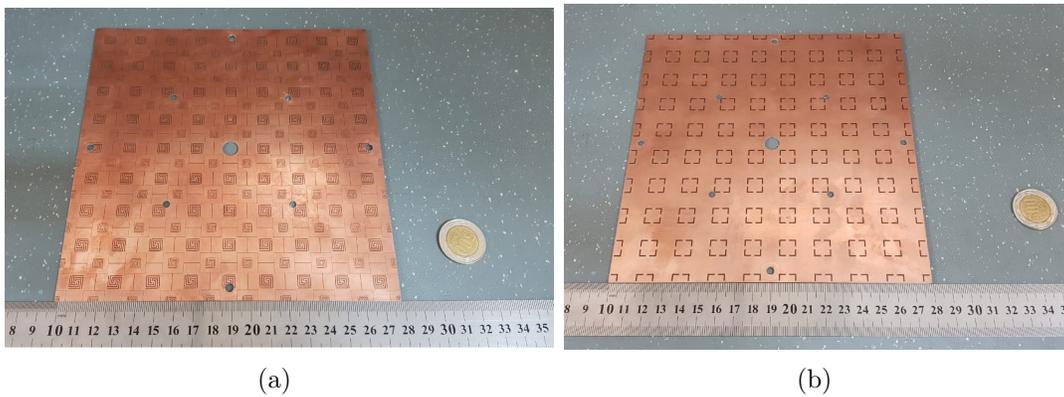


Figura 7.2: Metamaterial construido. (a) Sustrato superior. (b) Sustrato inferior. Ambos sustratos son de una sola cara y 1.5 mm de espesor. Las dimensiones son 18 cm \times 18 cm.

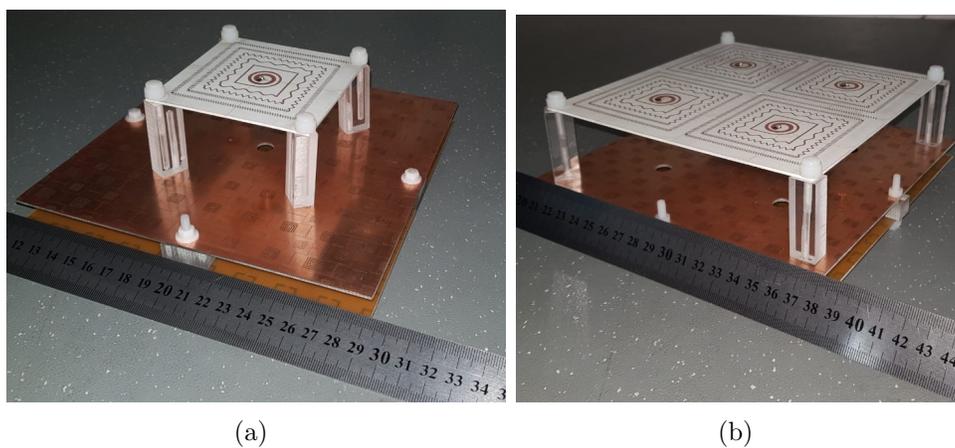


Figura 7.3: Antena espiral construida en conjunto con el plano reflector. (a) Antena individual. (b) Arreglo de 2×2 antenas. Los soportes de acrílico tienen alturas de $3.9 \text{ cm} \pm 0.5 \text{ mm}$ (separación antena-MTM) y 1 cm (separación entre láminas del MTM). El MTM tiene la misma dimensión en ambos casos (18 cm \times 18 cm).

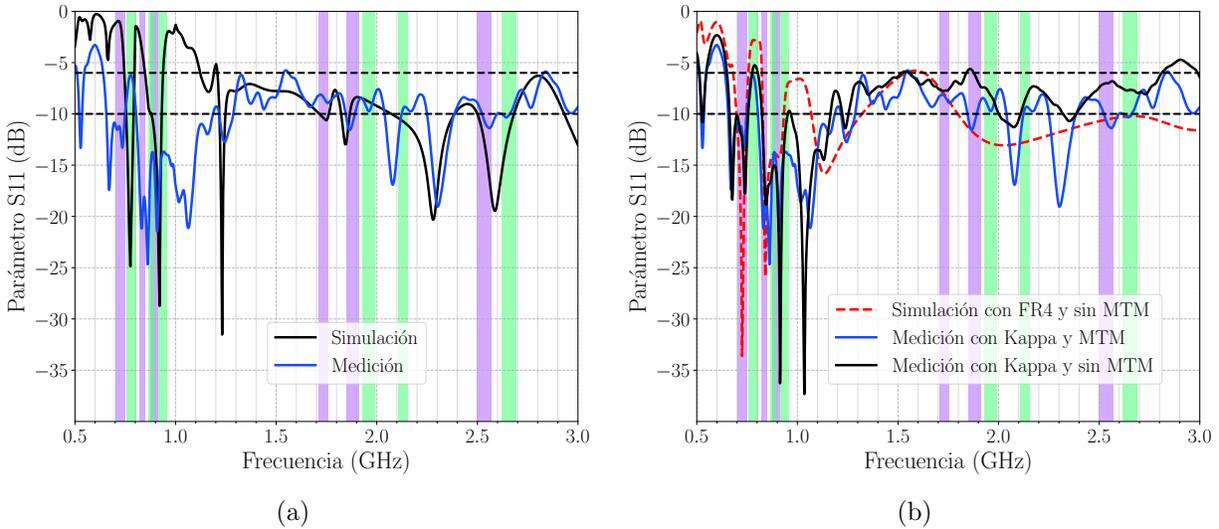


Figura 7.4: Magnitud del parámetro S_{11} de la antena espiral con MTM. (a) Comparación entre medición y simulación. (b) Comparación entre mediciones con y sin MTM. Se adjunta además la simulación en FR4 y sin MTM.

7.1.2. Caracterización de la antena individual

El parámetro S_{11} de la antena individual y de su integración con el plano metamaterial se muestra en la Figura 7.4. En el panel (a) se muestra la antena integrada con el MTM, mientras que en el panel (b) se comparan las mediciones de la antena individual y de aquella con MTM. Se muestra además la simulación en FR4 (sin metamaterial) para efectos comparativos.

En primer lugar, cabe destacar que se cumple el criterio $S_{11} < -6$ dB desde 640 MHz hasta 3000 MHz (equivalente a un ancho de banda fraccional de 129.7%). Es decir, al menos según este criterio, la antena cubre todas las bandas de telecomunicaciones de la Tabla 1.1, incluyendo además las bandas de bajada de datos. El criterio $S_{11} < -10$ dB se cumple en las bandas completas de 750, 850 y 900 MHz. En la banda de 1900 MHz esto se cumple desde 1850 a 1890 MHz -correspondiente al 67% de la banda-, y en la banda de 2600 MHz se cumple desde 2520 a 2570 MHz -lo que corresponde al 71.43% de la banda-. Es decir, la antena construida cubre el 87.7% de las bandas de subida de datos con $S_{11} < -10$ dB.

En lo que respecta a las diferencias entre simulación y medición, se puede notar que la medición con Kappa438 y MTM muestra semejanzas con la simulación con Kappa438 y MTM en las bandas superiores (desde 1300 MHz a 3000 MHz). En las bandas inferiores (desde 500 MHz a 960 MHz), en cambio, la medición con Kappa438 y MTM muestra semejanzas con la simulación con FR4 sin MTM. Esto valida lo expuesto en las conclusiones del Capítulo 6, es decir, que las simulaciones del parámetro S_{11} de la antena con Kappa438 y MTM no son confiables en las bandas inferiores debido al gran costo computacional que requieren. En particular, en las bandas superiores la simulación con Kappa438 convergió (esto explica la semejanza simulación-medición en estas bandas), mientras que en las bandas inferiores la simulación con FR4 convergió (esto explica la semejanza entre la simulación con FR4 y la medición con Kappa438 en las bandas inferiores).

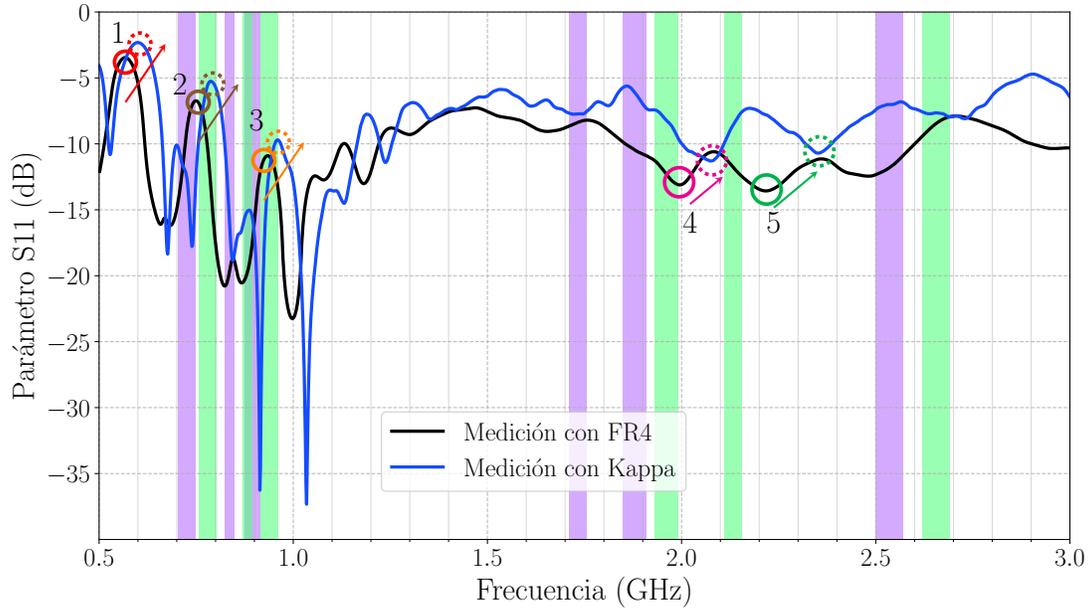


Figura 7.5: Magnitud del parámetro S_{11} de la antena espiral sin MTM, construida en FR4 y Kappa438. Los círculos con línea continua se marcan en la medición del FR4, mientras que aquellos con línea punteada se marcan en la medición con Kappa438.

Tabla 7.1: Posiciones de las resonancias y antiresonancias de la Figura 7.5. La letra C hace referencia a los círculos continuos y la letra P a los punteados.

Círculo	Frecuencia (MHz)	Parámetro S_{11} (dB)
C1	565	-3.4
P1	600	-2.2
C2	750	-6.8
P2	787	-5.3
C3	934	-11
P3	960	-9.6
C4	1993	-13.1
P4	2077	-11.2
C5	2217	-13.7
P5	2351	-10.8

Por otra parte, como la simulación con FR4 guarda semejanzas con la medición con Kappa438, se podría pensar que en realidad el sustrato Kappa438 no tiene una tangente de pérdidas de 0.005. Si este fuera el caso, entonces los errores se verían tanto en las bandas inferiores como en las superiores, y esto no ocurre. Además, considérese la Figura 7.5, en donde se muestra el parámetro S_{11} de la antena espiral sin MTM, construida con sustratos FR4 y Kappa438. Los círculos de esta figura se ubican en resonancias y antiresonancias. En la Tabla 7.1 se muestran las posiciones de estos círculos. Como se puede observar, todas las resonancias y antiresonancias son desplazadas en frecuencia en un sustrato con respecto al otro, lo que se debe a una diferencia entre las permitividades de ambos medios (el sustrato Kappa tiene $\epsilon_r = 4.38$, pero el FR4 tiene un ϵ_r que generalmente varía entre 4.4 y 4.7). Si se corrigen estos desplazamientos, se puede observar que todas las resonancias y antiresonancias con FR4 tienen menores valores del parámetro S_{11} con respecto al Kappa438. Esto demuestra

que el FR4 tiene mayores pérdidas dieléctricas, ya que las ondas reflejadas¹ son mayormente atenuadas en el FR4, implicando un parámetro S_{11} menor.

En conclusión, se descarta la posibilidad de que las diferencias en las resonancias de las bandas inferiores se deban a las pérdidas dieléctricas. La razón por la que se tienen estas diferencias yace en el costo computacional requerido: se requieren más de los 127 Gb de RAM disponibles para que las simulaciones con Kappa438 y MTM converjan en las bandas inferiores.

Con respecto a la Figura 7.4.b, se rescata un aspecto muy importante que puede ayudar a reducir el tiempo de simulación en el futuro. Esto es que la incorporación del MTM no afecta considerablemente el parámetro S_{11} de la antena individual (cosa que no ocurre en la simulación, como se muestra en la Figura 6.2). Es más, las curvas medidas con MTM tienen mayor semejanza con el parámetro S_{11} simulado en FR4 y sin MTM. Esto se puede explicar con el hecho de que la incorporación del MTM incrementa mucho el costo computacional de la simulación, acarreado en consecuencia más errores.

Además del parámetro S_{11} , se efectuaron mediciones de patrón de radiación y de ganancia absoluta en tres frecuencias distintas: 820, 1890 y 2530 MHz. Los resultados de estas mediciones se muestran en la Figura 7.6. Las simulaciones en cada plano se encuentran normalizadas con respecto al máximo simulado, y las mediciones en cada plano se muestran normalizadas con respecto al máximo medido. Los valores de las mediciones absolutas se muestran sobre las figuras en el formato x/y , siendo x el valor medido e y el valor simulado. Además, en la Tabla 7.2 se muestran las ganancias absolutas medidas y simuladas, en la Tabla 7.3 se muestra el HPBW medido y simulado, y en la Tabla 7.4 se muestra el FBR medido y simulado.

La ganancia absoluta medida tiene diferencias de hasta 7 dB entre simulaciones y mediciones. Estas grandes diferencias se deben a la dificultad que implica medir patrones de radiación sin una cámara anecoica. El error rms entre medición y simulación es de 2.72 dB, lo que demuestra que las mediciones se deberían realizar nuevamente en una cámara anecoica. Los resultados obtenidos en este trabajo se pueden considerar como preliminares para verificar el funcionamiento de la antena.

En lo que respecta al HPBW y el FBR, se obtienen errores rms de 15° y 1.12 dB, respectivamente. El valor promedio del HPBW es de 71.42° , con una diferencia de 18.58° con respecto al objetivo propuesto. Como la antena base tiene un tamaño de 7.5 cm, el campo de visión sin GLs en 2600 MHz es de 67° en el arreglo. Por lo tanto, al menos para el tamaño conseguido, no es necesario tener un HPBW de 90° . El FBR es mayor al especificado en las bandas representadas por las mediciones de 1890 MHz y 2530 MHz. En 820 MHz, en cambio, tanto los valores medidos como simulados son menores a lo especificado. De todos modos, esto se atribuye al tamaño del plano reflector, como se indicó en el Capítulo 6. En efecto, dado el tamaño de la antena, la futura aplicación de este trabajo consiste en un arreglo de 4×4 antenas con un plano reflector de por lo menos $30 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$. Por lo tanto, un FBR menor a 10 dB en la antena individual no es determinante para la aplicación final, ya que este puede ser mejorado con el aumento de tamaño del plano reflector.

¹Recordando el modelo equivalente de la espiral, que incluye una zona de alimentación.

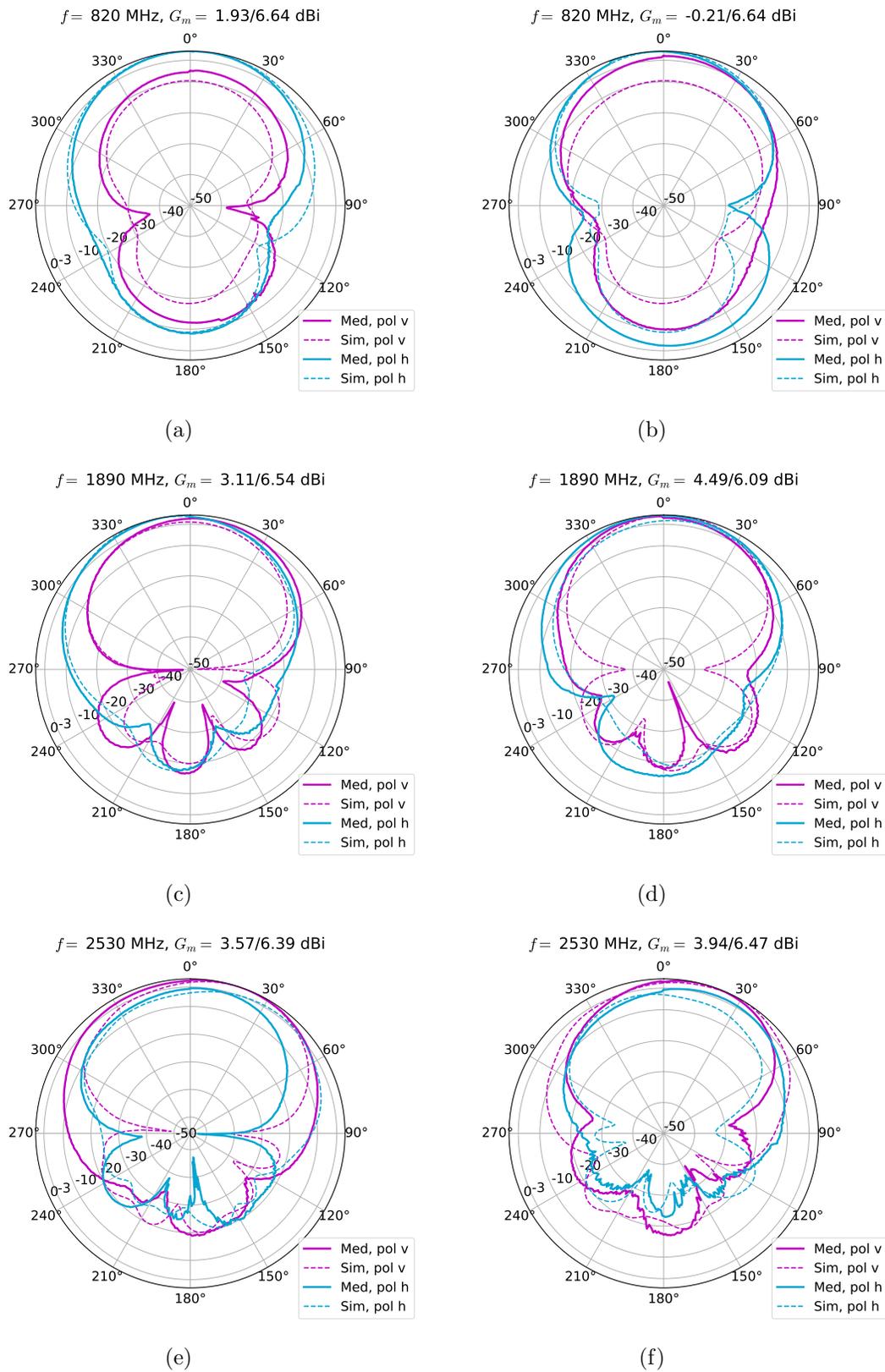


Figura 7.6: Ganancias absolutas de Ludwig (en dB) en los planos $\Phi = 0^\circ$ (figuras (a), (c) y (e)) y $\Phi = 90^\circ$ (figuras (b), (d) y (f)). Figuras (a) y (b): 820 MHz. Figuras (c) y (d): 1890 MHz. Figuras (e) y (f): 2530 MHz.

Tabla 7.2: Ganancia absoluta medida y simulada. Las ganancias mostradas corresponden a las descomposiciones de Ludwig [31]. Nótese que estas ganancias no son iguales a las ganancias totales del Capítulo 6. xV y xH denotan las mediciones en el plano xz ($\Phi = 0^\circ$) en las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. yV e yH denotan las mediciones en el plano yz ($\Phi = 90^\circ$) en las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente (ver Figura 3.8).

Frecuencia (MHz)	Med \ Sim - xV (dBi)	Med \ Sim - xH (dBi)	Med \ Sim - yV (dBi)	Med \ Sim - yH (dBi)
820	-3.44 \ -2.96	1.93 \ 6.64	-3.99 \ -2.96	-0.21 \ 6.64
1890	2.03 \ 4.25	3.11 \ 6.54	2.21 \ 2.62	4.49 \ 6.09
2530	3.57 \ 6.39	0.25 \ 4.06	3.94 \ 6.47	1.68 \ 1.79

Tabla 7.3: HPBW medido y simulado.

Frecuencia (MHz)	Med \ Sim - xV ($^\circ$)	Med \ Sim - xH ($^\circ$)	Med \ Sim - yV ($^\circ$)	Med \ Sim - yH ($^\circ$)
820	66 \ 70	75 \ 86	67 \ 90	66 \ 70
1890	67 \ 65	73 \ 72	66 \ 85	84 \ 60
2530	98 \ 67	67 \ 68	62 \ 76	66 \ 74

Tabla 7.4: FBR medido y simulado.

Frecuencia (MHz)	Med \ Sim - xV (dB)	Med \ Sim - xH (dB)	Med \ Sim - yV (dB)	Med \ Sim - yH (dB)
820	5.78 \ 8.7	8.5 \ 9	8.4 \ 8.7	4.5 \ 9
1890	15.69 \ 17.49	17.98 \ 17.53	16.93 \ 17.49	15.11 \ 17.53
2530	18.74 \ 20.19	29.89 \ 22	16.19 \ 20.19	19.74 \ 22

Nótese que a grandes rasgos la forma del patrón de radiación es similar en simulación y medición. Específicamente, las posiciones de los lóbulos principales y laterales son similares en ambos casos (con un error máximo de 20° en 2530 MHz). Sin embargo, la cantidad de lóbulos laterales y mínimos locales, además del nivel de estos últimos, no es igual en ambos casos. Esto se atribuye nuevamente al montaje experimental, ya que las mediciones de patrón de radiación requieren estrictamente de una cámara anecoica.

Como medición final de la antena individual, se formó un radioenlace con dos de las antenas espirales diseñadas. En un punto del radioenlace se colocó la antena individual de la Figura 7.3.a y en el otro se colocó el arreglo de la Figura 7.3.b con una sola antena alimentada (las demás antenas fueron tapadas con material absorbente y se terminaron en cargas de 50Ω). Ambas antenas se separaron a una distancia de 2.1 metros. Con esto se pudo medir la ganancia total en la dirección normal al plano de las antenas en función de la frecuencia. Además de usar la separación nominal de 3.94 cm entre la antena y el plano reflector, se usó una separación de 2.5 cm. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 7.7.

Como se puede observar, existe una disminución en la ganancia que supone la aparición de una onda superficial en 1350 MHz (3.94 cm) y 1450 MHz (2.5 cm). Como en ambos casos el metamaterial es el mismo, se puede deducir que la excitación de la onda superficial no se da únicamente cuando la fase del parámetro S_{11} del MTM tiene cierto valor, sino que depende además del tipo de excitación. Cabe destacar que la ganancia en 700 MHz disminuye en 9 dB con respecto al máximo. Si bien esto no es idóneo, se debe considerar que según (3.2) las pérdidas de espacio libre son menores en 700 MHz que en 2300 MHz (donde se ubica el máximo de ganancia) por un factor de 11.4 dB. Por lo tanto, cuando se forma un radioenlace con dos de las antenas espirales construidas, la potencia recibida en 700 MHz es mayor que la recibida en 2300 MHz, a pesar de que en esta última frecuencia la ganancia es mayor.

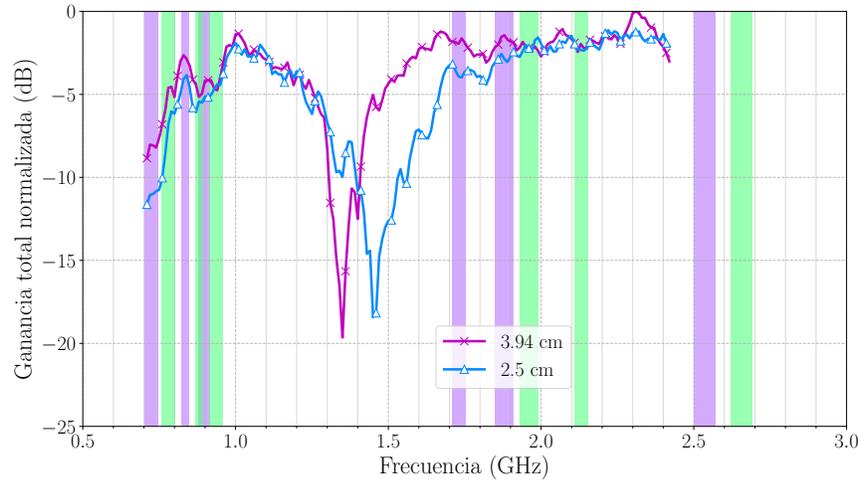


Figura 7.7: Ganancia total en la dirección normal al plano de las antenas. Los valores están normalizados con respecto al máximo valor medido en frecuencia. No se pudo medir sobre 2.4 GHz por problemas con los equipos de medición.

7.1.3. Caracterización del arreglo de 2×2

Tras medir la antena espiral individual y verificar su correcto funcionamiento, se implementó y caracterizó el arreglo de la Figura 7.3.b. El parámetro S_{11} medido en cada una de las antenas y el acople medido en tres pares (parámetros S_{21} , S_{31} y S_{41}) se muestra en la Figura 7.8. La nomenclatura usada se muestra en la Figura 7.9. Con respecto al parámetro S_{11} , se pueden observar variaciones entre las antenas del arreglo. Esto se debe al posicionamiento de las antenas con respecto al metamaterial, los bordes y los agujeros del sustrato. Nótese que las antenas 3 y 4 cumplen el criterio $S_{11} < -10$ dB en todas las bandas de subida de datos. El acople muestra valores menores a -10 dB en todas las bandas y en los tres pares de antenas. Estos niveles de acople son bajos, tal como se requiere en un arreglo.

La ganancia en los planos $\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$ se muestra en las Figuras 7.10 y 7.11. Además, para efectos de comparación, se superpone en cada uno de los gráficos la ganancia que se obtiene tras multiplicar la ganancia de la Figura 7.6 con los factores de arreglo (FA) teóricos. En estas figuras las dos polarizaciones se encuentran normalizadas con respecto al máximo de cada plano. Las dos ganancias (medición del arreglo y medición de la antena individual multiplicada por el FA) son normalizadas por separado. Los valores absolutos de ganancia se muestran en la Tabla 7.5. Cabe mencionar que el FBR nuevamente es menor a 10 dB en 820 MHz ya que el MTM tiene las mismas dimensiones en el arreglo y en la antena individual.

Las diferencias entre las polarizaciones V y H concuerdan entre el arreglo y la antena individual. Sin embargo, la posición de los lóbulos laterales y mínimos locales cambia considerablemente. Esto se puede asociar al aumento de ganancia en el arreglo: como la ganancia es mayor y el ancho de haz es menor en el arreglo, las reflexiones en objetos distantes son mayores, aumentando por ende la interferencia de múltiples caminos en la medición. Nuevamente, esto se puede mejorar si se usa una cámara anecoica. Además, se debe considerar el acople entre antenas, que si bien es menor a -10 dB, puede alterar el nivel de los mínimos locales.

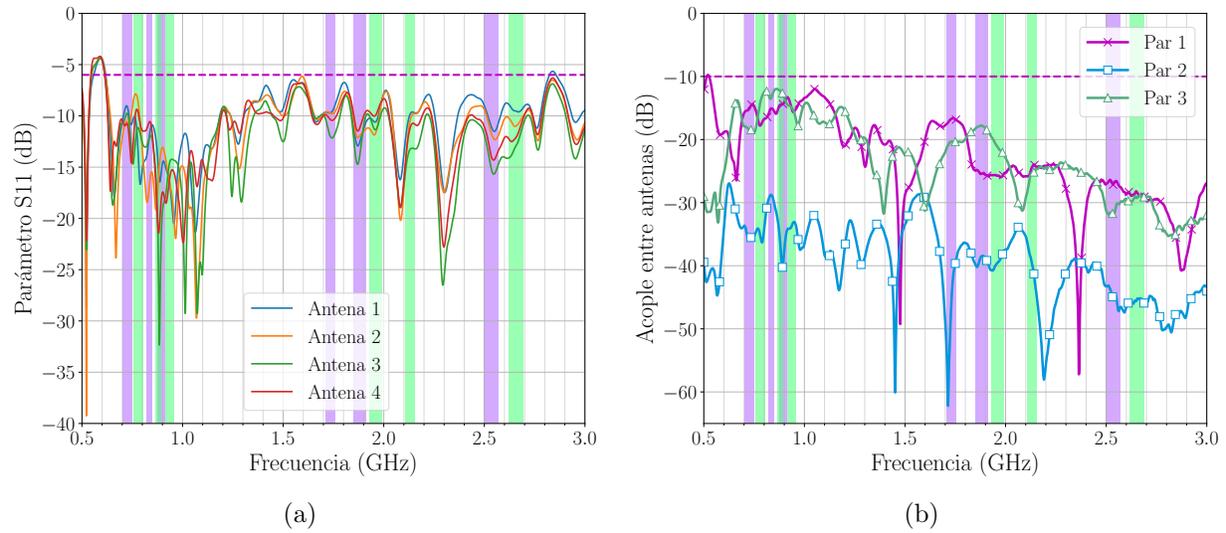


Figura 7.8: Magnitud de los parámetros S del arreglo de la Figura 7.3.b. La nomenclatura de antenas se muestra en la Figura 7.9. (a) Parámetro S_{11} . (b) Acople entre antenas.

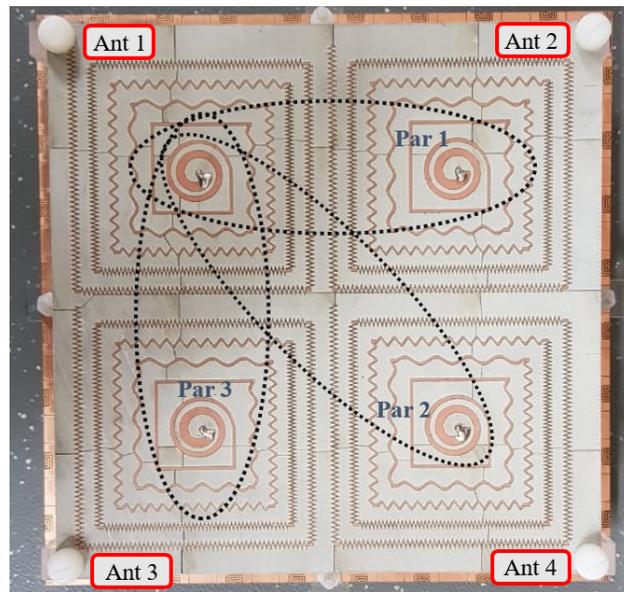


Figura 7.9: Disposición de antenas usada en la Figura 7.8.

Tabla 7.5: Ganancia absoluta medida en el arreglo de 2×2 antenas.

Frecuencia (MHz)	Med - xV (dBi)	Med - xH (dBi)	Med - yV (dBi)	Med - yH (dBi)
820	1.36	3.43	4.29	2.13
1890	4.8	4.99	4.89	6.12
2530	7.5	3.75	7.23	3.25

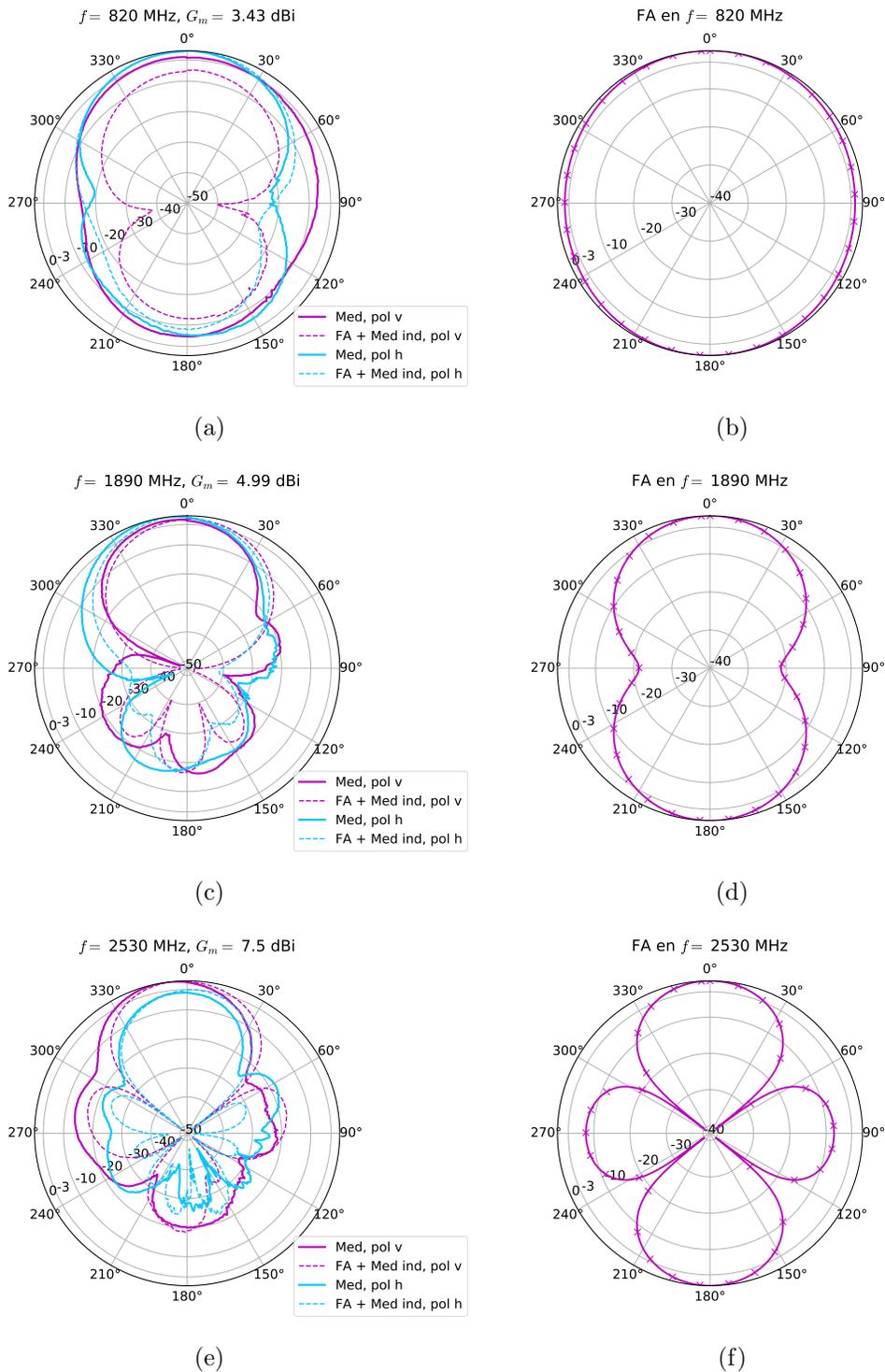


Figura 7.10: Ganancias absolutas de Ludwig (en dB) en el plano $\Phi = 0^\circ$ (figuras (a), (c) y (e)). Las figuras (b), (d) y (f) muestran el factor de arreglo teórico (FA). Figuras (a) y (b): 820 MHz. Figuras (c) y (d): 1890 MHz. Figuras (e) y (f): 2530 MHz.

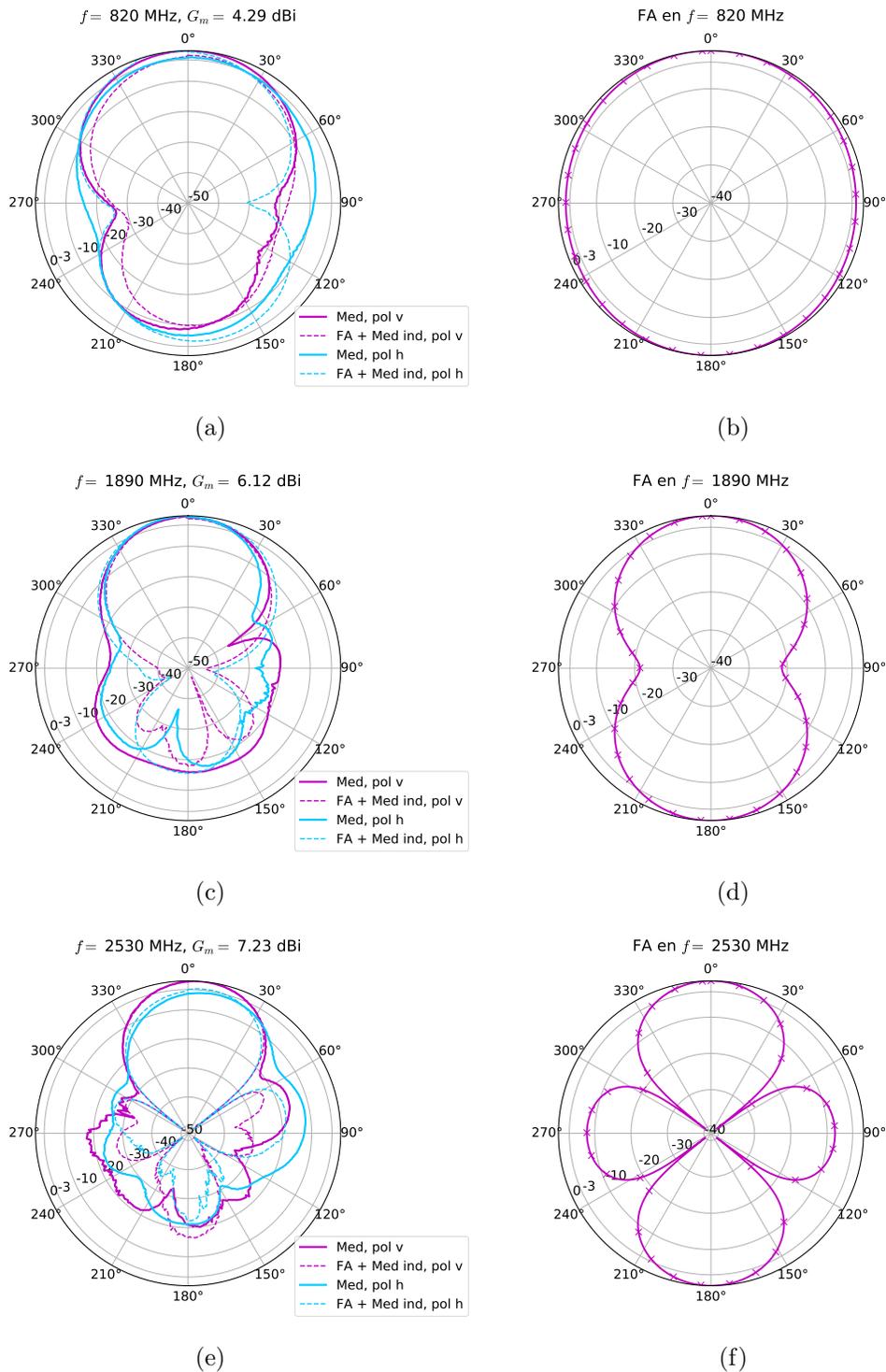


Figura 7.11: Ganancias absolutas de Ludwig (en dB) en el plano $\Phi = 90^\circ$ (figuras (a), (c) y (e)). Las figuras (b), (d) y (f) muestran el factor de arreglo teórico (FA). Figuras (a) y (b): 820 MHz. Figuras (c) y (d): 1890 MHz. Figuras (e) y (f): 2530 MHz.

Tabla 7.6: Diferencia entre la ganancia absoluta medida en el arreglo (G_a) y aquella medida en la antena individual (G_i). $\Delta = G_a - G_i$.

Frecuencia (MHz)	Δ xV (dB)	Δ xH (dB)	Δ yV (dB)	Δ yH (dB)
820	4.8	1.5	8.28	2.34
1890	2.77	1.88	2.68	1.63
2530	3.93	3.5	3.29	1.57

En cuanto a las ganancias máximas medidas se tiene lo siguiente: cuando se analizan arreglos, el factor de arreglo multiplica al factor de elemento (patrón de radiación de la antena individual [2]). Estos dos factores se asocian directamente con el campo eléctrico (o el vector de Poynting, o la intensidad de radiación [2][6]), pero no con la ganancia. Si bien la ganancia es proporcional al cuadrado del campo eléctrico, las constantes de proporcionalidad afectan los valores absolutos. Por ende, si se desea analizar la ganancia normalizada del arreglo (como se hizo en las Figuras 7.10 y 7.11), es posible multiplicar el factor de arreglo con la ganancia de la antena individual, ya que se pueden ignorar las constantes de proporcionalidad. En cambio, si se desean analizar valores absolutos, no se puede simplemente multiplicar el factor de arreglo con la ganancia de la antena individual. En consecuencia, no se pueden comparar los valores teóricos y medidos (se requeriría medir el patrón de radiación 3D para poder integrar la potencia radiada en todo el espacio). De todos modos, es posible realizar una comparación cualitativa. Las ganancias absolutas del arreglo son mayores a las ganancias de la antena individual (Tabla 7.6), tal como se espera de la teoría de arreglos. Evidentemente, la diferencia de 8.28 dB en la medición yV en 820 MHz se atribuye a un error experimental, ya que el factor de arreglo no tiene un ancho de haz lo suficientemente delgado como para explicar esa variación. Es más, el factor de arreglo tiene un carácter poco directivo en esa frecuencia, ya que la separación de 7.5 cm es eléctricamente pequeña en 820 MHz (equivalente a 0.2λ).

Finalmente, cabe destacar que la separación entre antenas es menor a $\lambda/2$ en todas las bandas de telefonía móvil salvo por aquella centrada en 2600 MHz, en donde la separación es de 0.65λ . Como ya se ha mencionado, esta separación ocasiona la generación de GLs en 2600 MHz cuando se intenta sintetizar el haz del arreglo en direcciones superiores a $|\Theta_0| = 33.5^\circ$. Para mostrar esto, el arreglo de 2×2 antenas fue alimentado con cables coaxiales de distinto largo, de forma tal que se generó un máximo de radiación en $\Theta_0 = 30^\circ$, aproximadamente. La ganancia medida y el FA teórico se muestran en la Figura 7.12. Como se puede observar, se forma un GL en el factor de arreglo con la misma intensidad que el máximo en $\Theta_0 = 30^\circ$. Este GL ocasiona un lóbulo lateral apuntando en 315° en el haz sintetizado, con una intensidad casi tan alta como la del lóbulo principal. Por ende, se crea una ambigüedad que imposibilita detectar fuentes en $|\Theta_0| > 33.5^\circ$ (aproximadamente) en 2530 MHz.

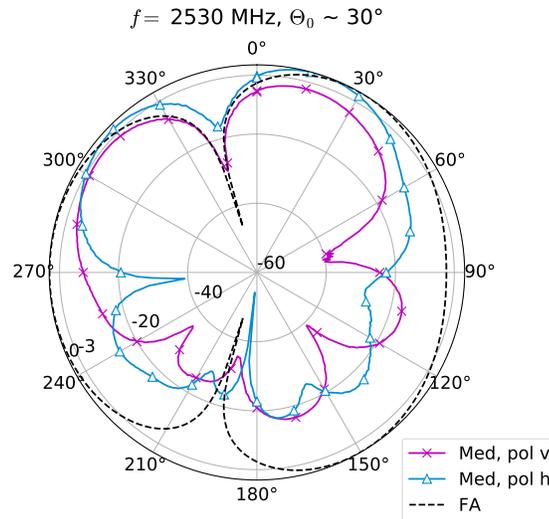


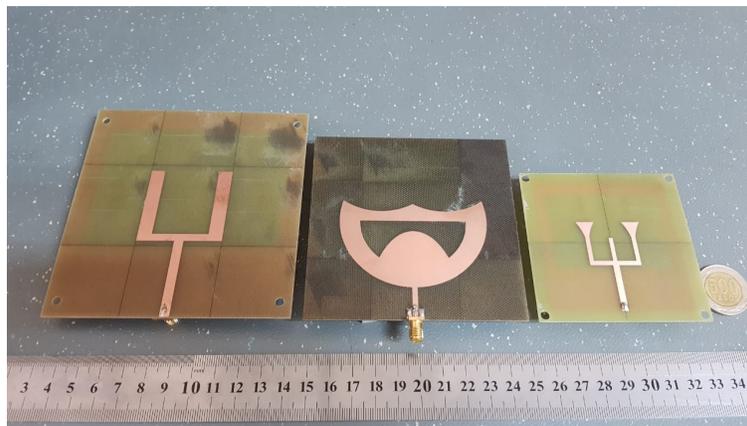
Figura 7.12: Ganancias absolutas de Ludwig (en dB) en el plano xz ($\Phi = 0^\circ$). El desfase necesario para apuntar en $\theta_0 \approx 30^\circ$ se dio por medio de cables coaxiales de distinto largo.

7.2. Monopulos

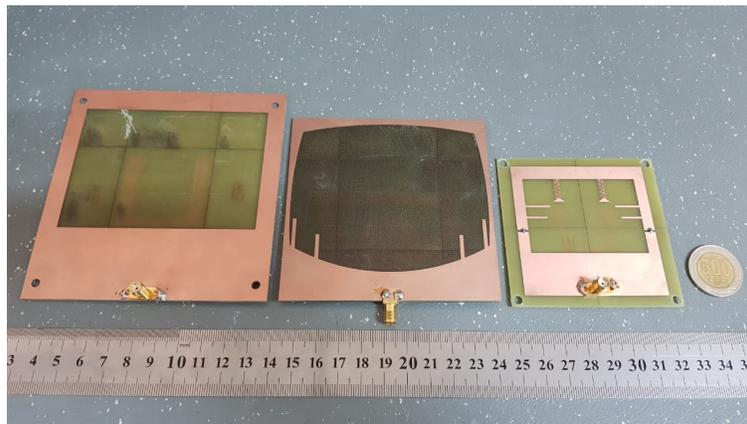
Como se mencionó en los Capítulos 4 y 6, los dos monopulos mostraron desempeños insatisfactorios en características determinantes para este trabajo. En particular, el monopolo circular mostró un tamaño máximo de 10 cm, muy superior al de 6.8 cm requerido. El monopolo tenedor mostró un patrón de radiación con máximos en la dirección contraria a la buscada. Por estas razones no se realizaron medidas de patrón de radiación en estas antenas. Solo se midió el parámetro S_{11} para validar las simulaciones. Las antenas construidas se muestran en la Figura 7.13, en donde además se muestra el monopolo tenedor no miniaturizado a modo de comparación. El parámetro S_{11} del monopolo tenedor con MTM se muestra en la Figura 7.14.a y el del monopolo circular sin MTM se muestra en la Figura 7.14.b. Como se puede observar, el monopolo circular cumple el criterio $S_{11} < -6$ dB en todas las bandas de subida de datos. El monopolo tenedor, en cambio, cumple $S_{11} < -6$ dB en todas las bandas salvo por aquella centrada en 750 MHz.

Se debe destacar que si bien estas antenas no son útiles para esta aplicación, pueden ser de utilidad en otras aplicaciones. En particular, el monopolo circular tiene un tamaño de 0.23λ en su frecuencia mínima de operación, inferior al tamaño común que se muestra en la literatura (0.3λ). Además, si se restringe su aplicación a 1500 MHz, el tamaño del monopolo circular permite un campo de visión completo sin GLs, con un ancho de banda porcentual de 76.5% (de 670 MHz a 1500 MHz). Por otra parte, este monopolo se puede usar para formar arreglos en los que solo se busca una elevada ganancia. Si el arreglo solo apunta en $\theta = 0^\circ$, los GLs aparecen cuando la separación es mayor a λ [2]. En consecuencia, esta antena podría funcionar desde 670 MHz hasta 3000 MHz en tales aplicaciones.

En lo que respecta al monopolo tenedor, sus aplicaciones se restringen a aquellas en las que se busca un patrón de radiación de espacio completo. El tamaño logrado en esta antena es su principal ventaja.

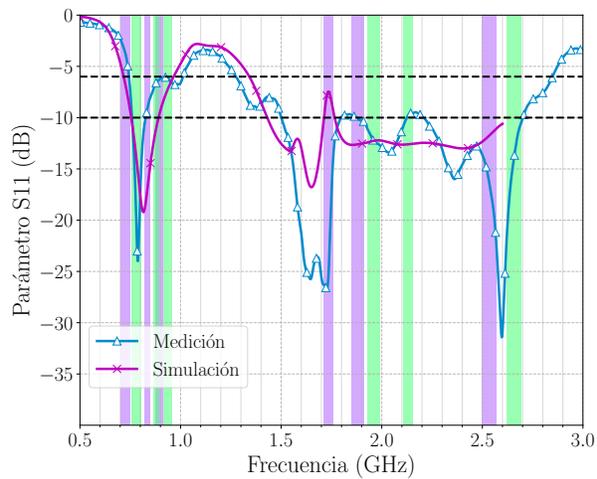


(a)

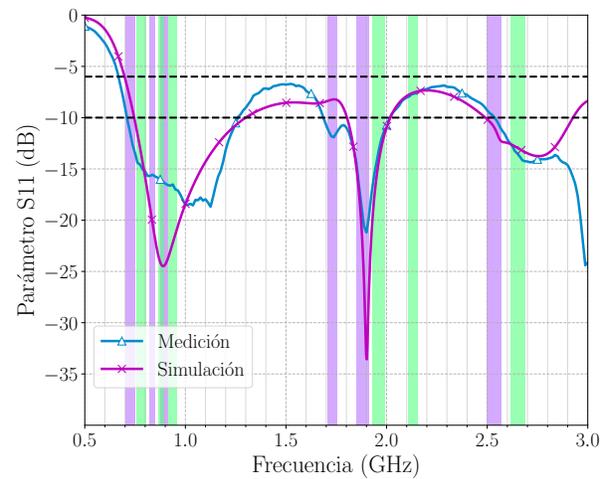


(b)

Figura 7.13: Monopolos construidos. (a) Cara superior. (b) Cara inferior.



(a)



(b)

Figura 7.14: Magnitud del parámetro S_{11} de los monopolos. (a) Monopolo tenedor miniaturizado integrado con el plano MTM. (b) Monopolo circular miniaturizado.

7.3. Conclusiones

Tras haber presentado 3 diseños de antena base junto con un plano reflector metamaterial, se escogió la antena espiral como aquella con mejores características. Esta antena fue construida en sustrato Kappa438 y fue caracterizada mediante su parámetro S_{11} y su patrón de radiación 2D en tres frecuencias distintas, 820 MHz, 1890 MHz y 2530 MHz. Tras verificar el correcto funcionamiento de la antena espiral, esta fue implementada en un arreglo de 2×2 antenas, el que fue caracterizado mediante sus parámetros S y su patrón de radiación 2D. Además, se construyó el monopolo tenedor integrado con el MTM y el monopolo circular individual. En estos dos diseños solo se midió el parámetro S_{11} para validar las simulaciones.

Los resultados obtenidos en la antena espiral individual son satisfactorios. En particular, la antena posee un ancho de banda porcentual de 129.7% (desde 640 MHz a 3000 MHz) que cubre todas las bandas de telefonía móvil según el criterio $S_{11} < -6$ dB. Además, el 87.7% de las bandas de subida de datos es cubierto bajo el criterio $S_{11} < -10$ dB. Con respecto a las características radiativas, se obtuvo un HPBW promedio de 71.42° y un FBR mayor a 10 dB en las bandas superiores. Como el tamaño de la antena es de 7.5 cm, el campo de visión sin GLs es de 67° en 2600 MHz. Por ende, si bien el HPBW es menor al especificado en el Capítulo 1, su valor está por sobre el campo de visión efectivo del arreglo (es decir, la limitación se da en el tamaño de la antena, no en el HPBW). El FBR es menor a 10 dB en las bandas inferiores, pero esto puede ser corregido si se aumenta el tamaño del plano reflector. Finalmente, cabe destacar que los máximos del patrón de radiación no se encuentran en $0^\circ \pm 5^\circ$ en algunos casos (por ejemplo en 2530 MHz). Sin embargo, en tales casos los valores en $0^\circ \pm 5^\circ$ tienen menos de 3 dB de diferencia con respecto al máximo. Esta diferencia no es relevante si se usan técnicas de *beamforming* o de detección de dirección de arribo (DoA por sus siglas en inglés) en el arreglo.

Con respecto al arreglo de 2×2 , se demostró que el haz sintetizado cumple con lo esperado, es decir, tiene mayor ganancia y las formas de los lóbulos principales están en acuerdo con lo esperado por el factor de arreglo teórico. El parámetro S_{11} es similar en las 4 antenas, lo que demuestra repetibilidad y fidelidad en el proceso de construcción. El acople entre antenas es menor a -10 dB, siendo esta la cota usual para caracterizar el acople en arreglos. Un nivel de -10 dB en el acople puede afectar nulos y lóbulos laterales. Aun así, los lóbulos laterales mostraron niveles menores a -10 dB con respecto al máximo.

Capítulo 8

Conclusiones y Trabajo futuro

En este trabajo se han diseñado, construido y caracterizado tres antenas candidatas para el arreglo de Radiovisión -una antena espiral y dos monopolos planares-, además de un plano reflector basado en metamateriales para lograr radiación de semi-espacio. La antena con mejor rendimiento fue la espiral, con un tamaño de 7.5 cm y un ancho de banda fraccional de 129.7% bajo el criterio $S_{11} < -6$ dB, el cual cubre todas las bandas de telefonía móvil desde 700 MHz a 2600 MHz. Además, la antena cubre el 87.7% de las bandas de subida de datos bajo el criterio $S_{11} < -10$ dB. Con respecto a las características radiativas, se obtuvo un FBR mayor a 10 dB en todas las bandas entre 1700 MHz y 2600 MHz y un HPBW con valor promedio de 71.42° , que permite un campo de visión consistente con el dado por el tamaño de la antena base. Con respecto al HPBW y el FBR, si bien no se logró lo especificado en todas las bandas, sí se demostró un diseño mejorable y cercano a los requerimientos pedidos. En lo que respecta a la eficiencia, se obtuvo un valor en simulación mayor a 50% en todas las bandas salvo por aquella centrada en 750 MHz, donde se obtuvo un promedio de 32.5%. De todos modos, un aumento en el tamaño del plano reflector demostró aumentar la eficiencia en las bandas inferiores.

En lo que respecta a las dos antenas monopolo, se obtuvo un parámetro $S_{11} < -6$ dB en todas las bandas de subida de datos, salvo por el monopolo tenedor, que no logró cubrir la banda de 750 MHz completa. Además, los patrones de radiación simulados mostraron máximos en 0° con respecto a la normal del plano en todas las bandas, salvo por aquella centrada en 1900 MHz en el monopolo circular (máximos en 45° y 150°) y por aquellas centradas en 750, 850 y 900 MHz en el monopolo tenedor (máximo en 120°). Estas dos antenas no fueron implementadas en un arreglo ya que no lograron dos características necesarias para la aplicación. En el monopolo circular se alcanzó un tamaño de 10 cm, lo que limita el campo de visión a tan solo 18° en la banda de 2600 MHz. En el monopolo tenedor se identificó una alta impedancia que causó una operación de radiación en el cable coaxial, implicando la formación de un patrón de radiación con lóbulos en todo el espacio. De todos modos, se identificaron los problemas que causaron estas dos características, por lo que estas antenas poseen el potencial para seguir siendo desarrolladas.

Trabajo a futuro

El trabajo a futuro que se desprende de este trabajo tiene relación con la depuración y posterior optimización de las antenas diseñadas. En primer lugar, se debe mejorar la eficiencia de la antena espiral en la banda de 750 MHz. Relacionado con esto, se deben medir las pérdidas en el sustrato Kappa438 para verificar que tiene una tangente de pérdidas 4 veces menor que la del FR4. El tamaño de la antena se puede mantener en 7.5 cm, ya que existen técnicas que permiten tratar los lóbulos de enrejado generados en la banda de 2600 MHz. Con respecto a la dificultad de simular la espiral en las bandas inferiores, se propone modelar la antena para simularla en un lenguaje de programación (como Python) mediante ecuaciones.

En relación a los monopolos planares, se deben incorporar líneas de meandro en el plano de tierra (cara inferior) del monopolo circular para reducir el tamaño de la antena. En lo que respecta al monopolo tenedor, se debe solucionar el problema asociado a la radiación del coaxial en las bandas inferiores. Para esto se deben incorporar capacitancias o una línea de adaptación que reduzca la impedancia en tales frecuencias.

El metamaterial también debe ser mejorado. En particular, se debe sintonizar su frecuencia central para que cubra la banda de 750 MHz. Además, el metamaterial puede ser diseñado en un sustrato distinto al FR4 para disminuir sus pérdidas. En relación al plano reflector metamaterial, también se debe realizar un estudio paramétrico de la separación entre la antena y el plano reflector.

Finalmente, se debe construir el arreglo de 4×4 antenas y se deben implementar técnicas de *beamforming* o de detección de dirección de arribo (DoA) para localizar los teléfonos móviles.

Bibliografía

- [1] <https://www.gsma.com/> [Consulta: 25 de abril de 2020]
- [2] W. Stutzman y G. Thiele. *Antenna Theory and Design*. Tercera Edición. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 2013.
- [3] <https://www.registratuimei.cl/2017/09/24/bandas-de-frecuencia-utilizadas-chile/> [Consulta: 1 de diciembre de 2019]
- [4] https://es.wikipedia.org/wiki/Bandas_de_frecuencias_LTE [Consulta: 1 de diciembre de 2019]
- [5] https://es.wikipedia.org/wiki/Bandas_de_frecuencia_GSM [Consulta: 1 de diciembre de 2019]
- [6] C. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Cuarta Edición. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 2016.
- [7] S. Sepúlveda. *Diseño y fabricación de antenas planares basadas en estructuras metamateriales*. Memoria para optar al título de ingeniero civil eléctrico, Universidad de Chile, 2018.
- [8] D. Albornoz. *Diseño y fabricación de un arreglo de antenas metamaterial alimentado mediante acoplamiento por apertura a 5.8 GHz en sustrato FR4*. Memoria para optar al título de ingeniero civil eléctrico, Universidad de Chile, 2019.
- [9] C. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. Segunda Edición. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 2012.
- [10] D. Felbacq y G. Bouchitté. *Metamaterials Modeling and Design*. Estados Unidos, Pan Stanford Publishing, 2017.
- [11] A. Sihvola. *Electromagnetic Mixing Formulas and Applications*. Londres, Reino Unido, The Institution of Engineering and Technology, 2008.
- [12] J. Reitz, F. Milford y R. Christy. *Fundamentos de la teoría electromagnética*. Cuarta Edición.
- [13] D. Pozar. *Microwave Engineering*. Cuarta Edición. John Wiley & Sons, 2016.

-
- [14] N. Engheta y R. Ziolkowski. *Metamaterials. Physics and Engineering explorations*. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 2006.
- [15] K. Fujimoto y H. Morishita. *Modern Small Antennas*. Estados Unidos, Cambridge University Press, 2013.
- [16] C. Bohren y D. Huffman. *Absorption and Scattering of Light by Small Particles*. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 1983.
- [17] E. Hecht. *Optics*. Quinta Edición. Estados Unidos, Pearson, 2017.
- [18] M. Born y E. Wolf. *Principles of optics*. Séptima Edición. Reino Unido, Cambridge university press, 2003.
- [19] D. Jackson. *Classical Electrodynamics*. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 1962.
- [20] X. Tong. *Functional Metamaterials and Metadevices*. Springer, 2018.
- [21] C. Caloz. *Metamaterial Dispersion Engineering Concepts and Applications*. IEEE, 2011.
- [22] C. Caloz y T. Itoh. *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 2006.
- [23] D. Sievenpiper, L. Zhang, F. Jimenez, N. Alexópoulos y E. Yablonovitch. *High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band*. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, no. 11, Noviembre 1999.
- [24] D. Sievenpiper. *High-Impedance Electromagnetic Surfaces*. A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering. University of Californio, Los Ángeles, 1999.
- [25] M. Radway. *Mode Theory of Multi-Armed Spiral Antennas and Its Application to Electronic Warfare Antennas*. A thesis submitted to the Faculty of the Graduate School of the University of Colorado in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy, 2011.
- [26] G. Tejada, P. Solis y J. Aguilar. *Ultra Wideband Antennas: Design, Methodologies, and Performance*. CRC Press, 2016.
- [27] V. Rumsey. *Frequency independent antennas*. Estados Unidos, Nueva York, Academic Press, 1966.
- [28] R. Elliott. *Antenna Theory and Design, Revised Edition*. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 2003.
- [29] J. Kaiser. *The Archimedean Two-Wire Spiral Antenna*. IRE Transactions on antennas and propagation, 1959.
- [30] https://es.wikipedia.org/wiki/Zona_de_Fresnel [Consulta: 5 de enero de 2020]

- [31] G. Masters y S. Gregson. *Coordinate system plotting for antenna measurements*.
- [32] B. Sirbu, T. Tekin y D. Pouhè. *Design and Simulation of an Equiangular Spiral Antenna for Extremely High-Frequencies*. The 8th European Conference on Antennas and Propagation, 2014.
- [33] N. Ooi, S. Mohamad, M. Islam y N. Hasbullah. *Performance Comparison between Archimedean and Equiangular Spiral Antenna*. Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering, 2017.
- [34] I. D. Robertson y S. Lucyszyn. *RFIC and MMIC design and technology*. Reino Unido, Londres, The institution of Electrical Engineers, 2001.
- [35] N. Liu, P. Yang y W. Wang. *Design of a Miniaturized Ultra-wideband Compound Spiral Antenna*. IEEE, 2013.
- [36] D. Li, L. Li, Z. Li y G. Ou. *Four-Arm Spiral Antenna Fed by Tapered Transmission Line*. IEEE Antennas and wireless propagation letters, vol. 16, 2017.
- [37] G. Gao, B. Hu y J. Zhang. *Design of a Miniaturization Printed Circular-Slot UWB Antenna by the Half-Cutting Method*. IEEE Antennas and wireless propagation letters, vol. 12, 2013.
- [38] L. Guo, S. Wang, X. Chen y C.G. Parini. *Study of compact antenna for UWB applications*. Electronics letters, vol. 46, 2010.
- [39] M. Sun, Y. Zhang y Y. Lu. *Miniaturization of Planar Monopole Antenna for Ultrawideband Radios*. IEEE Transactions on Antennas and propagation, vol. 58, 2010.
- [40] D. Guha y Y. Antar. *Microstrip and printed Antennas. New trends, techniques and applications*. Reino Unido, John Wiley & Sons, 2011.
- [41] L. Weng, Y. Guo, X. Shi y X. Chen. *An overview on defected ground structure*. Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 7, 173–189, 2008.
- [42] M. Khandelwal, B. Kanaujia y S. Kumar. *Defected ground structure: Fundamentals, Analysis, and Applications in Modern Wireless Trends*. International Journal of Antennas and Propagation, 2017.
- [43] G. Breed. *An introduction to defected ground structures in microstrip circuits*. High Frequency Electronics, 2008.
- [44] R. Mongia, I. Bahl y P. Bhartia. *RF and microwave coupled-line circuits*. Boston, Londres, Artech House, 1999.
- [45] M. Mantash y A. Tarot. *On the Bandwidth and Geometry of Dual-Band AMC Structures*.
- [46] E. Kim, J. Yoon, Y. Yoon y C. Kim. *Low Profile Dual-band Reflector Antenna with*

- Dual Resonant AMC*. IEEE, 2011.
- [47] Q. Liu. *Low Profile Wideband Planar AMC Surface for X-band applications*. IEEE, 2017.
- [48] K. Wong. *Compact and Broadband Microstrip antennas*. Estados Unidos, John Wiley & Sons, 2002.
- [49] M. Ameen, V. Ramireddy y R. Chaudhary. *A Compact Dual-Band and Dual-Polarized Open-Ended ZOR Antenna with AMC Ground Plane for 4G-LTE/WLAN/WiMAX Applications*. IEEE, 2018.

Anexo A

Simulación de celdas unitarias en HFSS

HFSS proporciona un modo de simulación muy útil para analizar estructuras periódicas. Específicamente, este modo es conveniente cuando se desea diseñar una estructura periódica (teóricamente infinita) compuesta de una celda unitaria que se repite con un periodo espacial \mathbf{a} . En tal caso, el *software* solo resuelve las ecuaciones de Maxwell en el espacio asociado a la celda unitaria -y no en toda la estructura que se sintetiza a partir de ella-, reduciendo por ende el tiempo y el costo de cómputo.

Existen dos maneras principales en las que se puede usar una estructura periódica: como medio de propagación o como reflector. Como en este trabajo se usa un metamaterial para implementar un plano reflector, en este anexo solo se explica la simulación para el caso de reflexión.

En primer lugar, se debe construir la celda unitaria en el modo de simulación *drive modal*. Por ejemplo, una de las celdas unitarias de este trabajo es aquella mostrada en la Figura A.1.a. Es recomendable multiplicar la celda unitaria según el vector de periodicidad \mathbf{a} solo

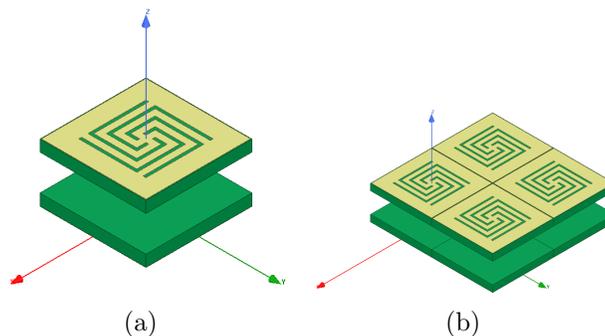


Figura A.1: Ejemplo de celda unitaria en el modo *driven modal*. (a) Celda unitaria compuesta por sustratos FR4 y cobre. (b) Estructura de 2×2 celdas unitarias que permite verificar la correcta creación de la estructura.

para verificar que la estructura ha sido creada correctamente, tal como se muestra en la Figura A.1.b. Esto solo se debe hacer como verificación: luego se **deben** eliminar los elementos multiplicados.

Posteriormente, se debe añadir una caja de aire¹ con una altura de por lo menos $12h$ hacia cada lado, siendo h la altura de la celda unitaria (Figura A.2.a).

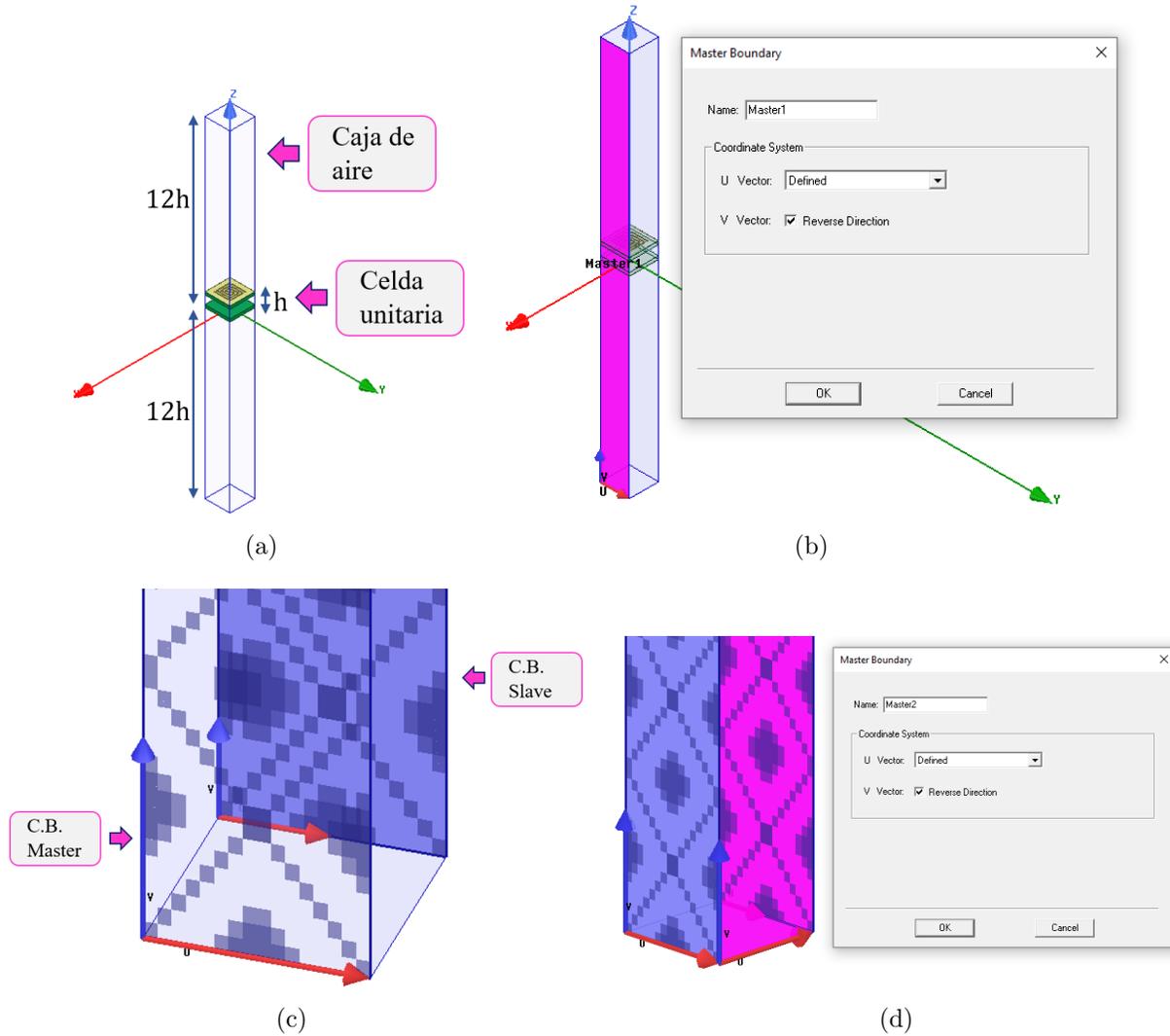


Figura A.2: Creación de los bordes de la estructura e incorporación de las condiciones de borde (C.B.). (a) Dimensiones de la caja de aire. (b) Creación de la primera C.B. *master*. (c) Disposición de las C.B. *master* y *slave*. (d) Creación de la segunda C.B. *master* (en magenta). Se muestra además su disposición con respecto a la primera C.B. *master* (en azul).

¹Este es el medio desde donde proviene la onda. En el caso de esta memoria es aire. En cualquier otro caso se debe colocar el material correspondiente.

Tras la creación de la caja de aire, solo queda por definir las condiciones de borde (C.B.) y la excitación en la estructura creada. Las C.B. son conocidas como condiciones de borde periódicas, ya que establecen la periodicidad de la estructura. Para crearlas, se debe seleccionar una cara que presente periodicidad, como en la Figura A.2.b. Luego, se debe asignar la C.B. *master* en esa cara y se deben asignar los dos vectores ortogonales asociados a ella (ver vectores u y v en la figura). Posteriormente, en la cara paralela y opuesta a la recién seleccionada se debe asignar la C.B. *slave*. Los vectores u y v deben ser paralelos a los creados en la cara anterior (Figura A.2.c). Lo recién descrito permite establecer la periodicidad de la celda unitaria **en una** dirección. Los vectores u y v establecen la orientación con la que se repiten las celdas unitarias (en este caso, todas las celdas son paralelas). Para asignar la periodicidad en la otra dirección, se debe repetir el mismo proceso (asignar C.B. *master* y *slave*) en las dos caras perpendiculares a las anteriores. El único detalle que se debe tener en cuenta es la disposición de los vectores u y v de ambas C.B. *master*. La disposición que se debe asignar es aquella mostrada en la Figura A.2.d.

Finalmente, se deben asignar los puertos de excitación. En las simulaciones con estructuras periódicas se deben asignar excitaciones de Floquet (no *wave ports* ni *lumped ports*), que corresponden a ondas planas con polarización lineal. Se deben crear dos puertos, uno a cada lado de la estructura. La creación de una de las excitaciones se muestra en la Figura A.3, en donde se muestran las dos polarizaciones que son consideradas en la simulación (vectores a y b). La flecha azul corresponde a la operación *de-embedding*, que permite mostrar los resultados (parámetro S_{11}) referenciados con respecto al metamaterial (y no con respecto a la ubicación del puerto de Floquet). Cabe destacar que la simulación de MTM en esta memoria se realizó con 20 pasos adaptativos y con un criterio de convergencia $\Delta S = 0.001$.

En resumen, la simulación de la celda unitaria solo requiere modificar dos pasos con respecto a una simulación normal: (1) usar una excitación tipo *floquet port* y (2) usar condiciones de borde periódicas *master/slave*.

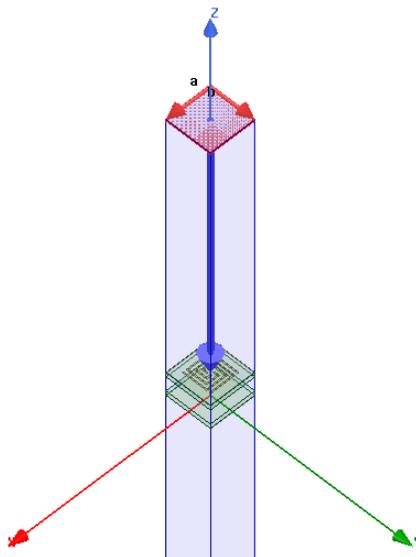


Figura A.3: Asignación de la excitación de Floquet.

Anexo **B**

Código en Python para las mediciones de patrón de radiación

```
# Míticos autores: Pablo Astudillo y David Monasterio.
```

```
import time
import serial
import pyvisa
import numpy as np
from pathlib import Path
```

```
# Conexión a instrumentos.
```

```
serial = serial.Serial('COM3')
rm = pyvisa.ResourceManager("@py")
psg = rm.open_resource('TCPIP::192.168.1.34::INSTR')
cxa = rm.open_resource('TCPIP::192.168.1.35::INSTR')
print(psg.query("*IDN?"))
print(cxa.query("*IDN?"))
```

```
# Parámetros generales.
```

```
N = 361; # Número de puntos.
freq = 0.82e9; # Frecuencia en Hz.
step = 1; # Paso.
```

```
# CXA
span = 0 # cxa span [Hz]
res_bw = 200e3 # [Hz]
```

```
vid_bw = 1e3 # [Hz]
n_sweep = 5 #

filename = 'Med.csv'

# Inicialización de memoria.

datos = np.zeros((N, 2))
trace_data = np.zeros(n_sweep)
theta = np.zeros(N)

# Seteo instrumentos.

cxa.write('FREQ:CENTER %f Hz' % freq)
cxa.write('FREQ:SPAN %f Hz' % span)
cxa.write('BAND %f Hz' % res_bw)
cxa.write('BAND:VID %f Hz' % vid_bw)
cxa.write('SWE:POIN %d' % n_sweep )
cxa.write(':FORM:DATA REAL,32');
cxa.write(':FORM:BORD SWAP');

theta = np.linspace(0, N * step - 1, N) * np.pi / 180
cxa.values_format.use_binary('f', False, np.array)

time.sleep(8)

for i in range(N):

    serial.write(b"%d\n" % step)
    time.sleep(0.5)
    try:
        trace_data=cxa.query_values(':TRAC? TRACE1')
    except:
        pass
    datos[i - 1, 1] = np.mean(trace_data);
    datos[i - 1, 0] = theta[i - 1];

np.savetxt(filename, datos, delimiter = ",", fmt = '%1.4f')
```