

SISTEMA MULTIFRECUENCIA DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE EL USO DE LINEA COPLANAR

Álvaro Miró Merino

Tutor: D. Elías De los Reyes Davó

Cotutor: Pablo Santón Pons

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela
Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación
de la Universitat Politècnica de València, para la
obtención del Título de Graduado en Ingeniería de
Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Curso 2019-20

Valencia, 23 de Junio de 2020

Resumen

En este documento se ve reflejado el trabajo realizado para la finalización del grado en Ingeniería en Tecnologías y Servicios de Telecomunicación. La idea principal es la de incorporar un adaptador de impedancias y un cortocircuito variable en un mismo dispositivo, en este caso, usando una línea coplanar diseñada específicamente para cumplir el objetivo.

El dispositivo adaptará impedancias haciendo uso de dos placas con permitividades relativas concretas, desplazándose a lo largo de la coplanar actuando como dos condensadores. El cortocircuito variable será usado de la misma forma, en este caso con material conductor. De esta forma, se presenta un sistema innovador, sencillo y con gran versatilidad ya que, aparte de poder adaptar prácticamente cualquier impedancia, es capaz de operar a las frecuencias de 433 MHz, 915 MHz y 2,45 GHz.

El trabajo se ha finalizado satisfactoriamente, mostrando una futura línea de trabajo de investigación para conseguir un producto comercializable.

Resum

En aquest document s'observa el projecte realitzat per a finalitzar el grau en Enginyeria en Tecnologies i Servicis de Telecomunicació, amb menció en Sistemes de Telecomunicacions. La idea principal és la d'incorporar un adaptador d'impedàncies i un cortocircuit variable en un mateix dispositiu, una línia coplanar dissenyada específicament per a complir l'objectiu.

El dispositiu adaptarà impedàncies fent ús de dos plaques amb permitivitats relatives concretes, desplaçant-se per la coplanar actuant com dos condensadors. El cortocircuit variable serà implementat de la mateixa manera, en este cas amb un material conductor. D'esta manera, es presenta un sistema innovador, senzill i amb gran versatilitat ja que, a banda de poder adaptar pràcticament qualsevol impedància, és capaç d'operar a les freqüències de 433 MHz, 915 MHz i 2,45 GHz.

El treball s'ha finalitzat satisfactòriament, mostrant una línia futura de treball d'investigació per a aconseguir un producte comercialitzable.

Abstract

This document has the object of showing the work terminating with the “Ingeniería de Sistemas y Servicios de Telecomunicación” degree. The main idea is to incorporate an impedance matcher and a variable short circuit in the same device, in this case, using a coplanar waveguide specifically designed to reach the objective.

The device will adapt circuits using two plates with specific relative permittivity, moving along the coplanar acting as two capacitors. The variable short circuit will be used in the same way, in this case with conductive material. In this way, an innovative, simple and highly versatile system is presented since, apart from being able to match practically any impedance, it is capable of operating at the frequencies of 433 MHz, 915 MHz and 2.45

GHz.

The work has been successfully completed, with a future line of research work to achieve a marketable product.

Índice general

I Memoria

1. Introducción	1
1.1. Estado del arte	2
1.2. Objetivos	3
2. Metodología	5
2.1. Gestión del proyecto	5
2.2. Distribución en tareas	5
2.3. Distribución temporal	5
3. Marco teórico	7
3.1. Teoría electromagnética	7
3.1.1. Líneas de transmisión	8
3.1.2. Carta de Smith	8
3.1.3. Parámetros S	10
3.2. Adaptación de impedancias	10
3.2.1. Cálculo de S_{22}^T	11
3.2.2. Adaptador doble slug	13
3.2.3. Adaptador con elementos concentrados	14
3.2.4. Sistema de adaptación de impedancias	15
3.3. Línea coplanar	16
3.3.1. Características de la guía de onda coplanar	16
3.3.2. Modos de orden superior	17
4. Implementación	20
4.1. Software	20
4.1.1. COMSOL Multiphysics	20
4.1.2. HFSS	22
4.2. Estudio paramétrico de la línea	25
4.2.1. Construcción del modelo 2D y 3D	25
4.2.2. Condiciones de funcionamiento y dimensionado	26
4.2.3. Modelo final	31
4.3. Adaptación de impedancias	35
4.3.1. Dimensiones del material	35
4.3.2. Comportamiento del adaptador	37
4.3.3. Ejemplo de adaptación	38

4.4. Cortocircuito variable	40
5. Pliego de condiciones	42
5.1. Diseño gráfico	42
5.1.1. Software: SOLIDWORKS	42
5.1.2. Piezas principales	42
5.1.3. Piezas complementarias	43
5.2. Ensamblaje	44
5.3. Partida económica	45
6. Medidas y resultados	46
6.1. Herramientas	46
6.1.1. Analizador de redes Keysight N9917A	46
6.1.2. MATLAB	46
6.2. Resultados	46
6.2.1. Cortocircuito variable	48
6.2.2. Adaptador de impedancias	50
7. Conclusiones	51
Bibliografía	52
II Anexos	
A. Planos del diseño	54

Parte I

Memoria

Capítulo 1

Introducción

Este proyecto de fin de grado es fruto de la colaboración entre la empresa de investigación y desarrollo Microbiotech S.L. y los alumnos de cuarto curso del grado de Ingeniería y Servicios de Telecomunicación Álvaro Miró Merino y Samuel Soriano Gómez durante su estancia en prácticas.

El trabajo propuesto ha consistido en la investigación y desarrollo de un dispositivo multifuncional a partir de una guía coplanar que funcione en el rango del espectro electromagnético de las microondas. Dicho trabajo está desarrollado bajo una serie de directrices que tienen como objetivo llevar el producto final a la realidad para servir de herramienta o formar parte de futuros proyectos de Microbiotech S.L.

El dispositivo coplanar ha sido concebido para desplegar dos tipos de aplicaciones. Un sistema de caracterización dieléctrica desarrollado por Samuel Soriano Gómez y un sistema de adaptación de impedancias desarrollado por Álvaro Miró Merino. Esta memoria recoge la totalidad de conocimientos desplegados tanto de forma conjunta como individualmente centrándose cada componente en su sistema.



Figura 1.1: Imagen del proyecto

Este documento se ha dividido en 7 capítulos. Se parte de una introducción a la necesidad y al estado del arte, con los objetivos a lograr para completar el proyecto. De igual forma se muestra la metodología abordada para realizar el trabajo. Seguidamente se presenta el marco teórico del proyecto donde se introducen las bases teóricas que conforman el diseño del sistema. Más tarde se muestran las simulaciones realizadas para observar el comportamiento, y una vez mecanizado el diseño, como se muestra en el pliego de condiciones, se muestran los resultados finales obtenidos en el proyecto. La memoria concluye con una serie de conclusiones y líneas futuras y unos anexos que amplían la información del proyecto.

1.1. Estado del arte

El proyecto surge como necesidad a un sistema multifrecuencia que sea capaz de realizar distintas aplicaciones.

Las antenas se han convertido en una parte esencial en el campo de la electrónica, donde incluso sin saberlo, llevamos encima varias antenas a lo largo del día. Al tratar las antenas, el término adaptación de impedancias suele aparecer junto a ella. Esto se debe a que una antena debe estar adaptada para que opere a la banda de frecuencias especificada con la máxima eficiencia posible, lo que deriva en un mayor alcance, menor potencia consumida (ya que se desperdicia menos), se reducen sus temperaturas... [1]

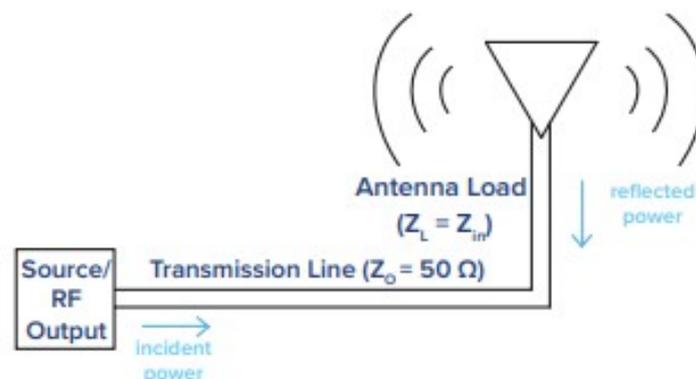


Figura 1.2: Esquema del circuito de una antena

De igual forma que es algo importante para las antenas, lo es para otras aplicaciones, donde el objetivo es minimizar la potencia reflejada por el sistema para conseguir la mayor eficiencia posible.

Las formas más comunes para realizar una adaptación son las de formar una red en L" formado por una combinación de dos elementos concentrados (bobinas o condensadores) tal y como muestra la Figura 1.3.

La diferencia de nuestro dispositivo frente a estos métodos es que no sólo permite realizar otras aplicaciones, sino que también implementa un sistema adaptativo que es capaz de variar la adaptación y ajustarse a cada circuito o carga fácilmente.

Mientras tanto, el cortocircuito variable se utiliza principalmente para conseguir precisio-

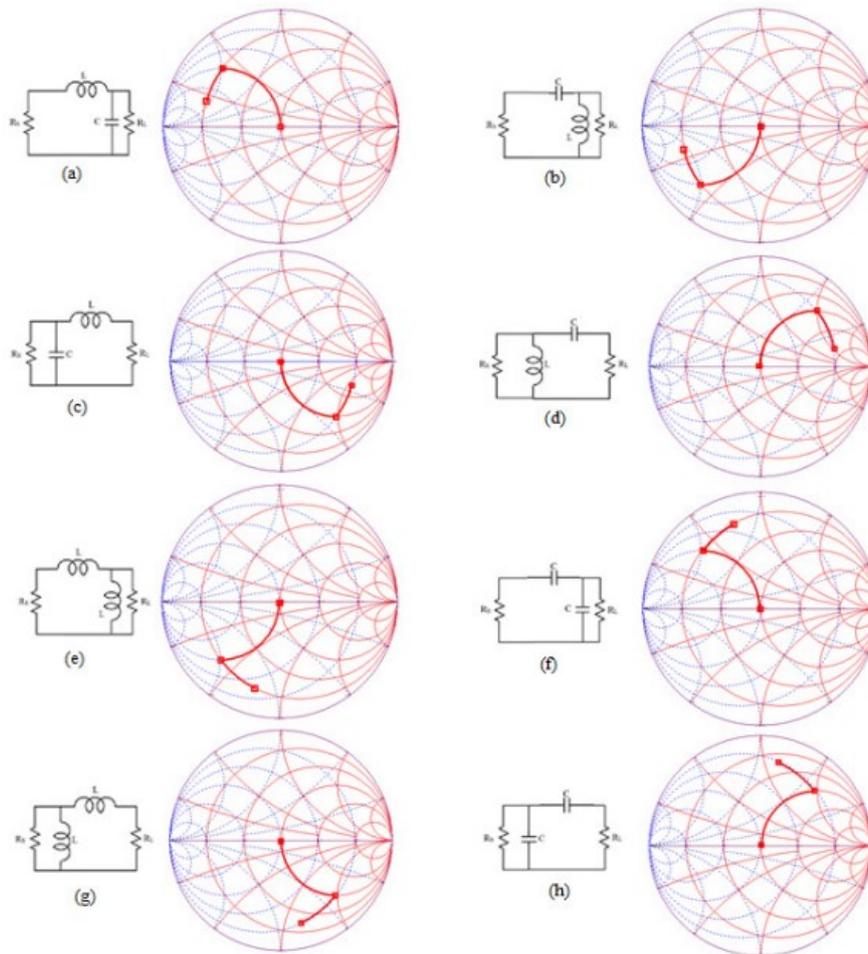


Figura 1.3: Posibles combinaciones para la red en L

nes altas en medidas de laboratorios, medida de campos... [2]

Se suelen implementar en guías de ondas o en cables coaxiales, y su inconveniente es su alto precio. Por esto, el hecho de poder implementarlo en un dispositivo que también permite la adaptación de impedancias y la caracterización de materiales lo convierte en un dispositivo innovador.

1.2. Objetivos

Los objetivos a lograr en el proyecto son los siguientes:

- Dimensionar una guía coplanar adaptada a 50Ω con el ancho y alto propuesto
- Obtener un buen funcionamiento para las frecuencias 433 MHz, 915 MHz, 2.45 GHz y 5.8 GHz
- Lograr, a las frecuencias especificadas, un círculo de radio $|\rho|$ constante de radio 0.9

para lograr adaptar prácticamente cualquier valor, y una vez adaptado, que su valor no esté fuera del círculo de radio 0.1

- Lograr implementar un cortocircuito variable usando el concepto del adaptador de impedancias
- Preparar el dispositivo de cara a una posible comercialización
- Que el sistema sea intuitivo, fiable y dinámico

Capítulo 2

Metodología

2.1. Gestión del proyecto

Para la realización del proyecto descrito, se ha trabajado con una metodología concreta. El seguimiento del proyecto se ha realizado mediante reuniones periódicas presenciales (mientras fue posible), y telemáticas, generalmente semanalmente con el fin de informar de los avances y plantear dudas que hayan surgido, así como definir los siguientes objetivos a realizar.

El seguimiento diario ha sido realizado mediante anotaciones en una libreta con el fin de servir como guía del trabajo y poder organizarlo correctamente.

2.2. Distribución en tareas

A continuación se presentan la distribución planteada para el seguimiento del proyecto:

ID	Tarea	Explicación
1	Estudio teórico	Introducción al proyecto. Para ello se estudian las bases de una línea coplanar, adaptación de impedancias, y se aprende a utilizar el software necesario para el proyecto
2	Diseño del dispositivo	Se establecen las dimensiones y estructura de la guía coplanar para su mecanización
3	Simulaciones	Tras establecer las dimensiones del diseño, se realizan las simulaciones pertinentes para observar su comportamiento
4	Modelo real	Se comprueba el comportamiento del sistema una vez mecanizado
5	Redacción de memoria	Se redactan tanto la memoria como la presentación

Tabla 2.1: Tabla de organización de tareas

2.3. Distribución temporal

Este proyecto se ha realizado durante el segundo cuatrimestre del curso 2019/2020. Debido al inicio del estado de alarma, algunas tareas como las comprobaciones del modelo real se

han visto afectadas por lo que se verá reflejado en el diagrama temporal, donde en Abril y Mayo solo se ha podido trabajar desde casa.

En el siguiente diagrama las tareas aparecen representadas con su respectiva ID (mostradas en la tabla 2.1) y organizadas por meses:

Febrero 2020	Marzo 2020	Abril 2020	Mayo 2020	Junio 2020
1 , 2	2, 3	3, 5	3, 5	3, 4, 5

Tabla 2.2: Diagrama temporal

Capítulo 3

Marco teórico

Antes de introducir el proyecto y sus resultados, es importante mostrar las bases teóricas del mismo y de su origen.

3.1. Teoría electromagnética

Según el profesor Constantine A. Balanis, la teoría de campos electromagnéticos es una disciplina enfocada al estudio de cargas, en reposo y movimiento, que producen corrientes y campos electromagnéticos. Por lo tanto, es indispensable para el entendimiento, estudio, diseño y manejo de sistemas prácticos como antenas, circuitos y dispositivos de microondas, radiofrecuencia y comunicaciones ópticas [3].

Estos fenómenos eléctricos y magnéticos son descritos por las ecuaciones de Maxwell, publicadas por Maxwell en 1873. En estas ecuaciones se recogen un conjunto de leyes básicas obtenidas a través de experimentos a lo largo del siglo XIX por varios científicos (Faraday, Ampere, Gauss, Lenz, Coulomb, Volta y otros).

$$\nabla \times E = \frac{-\partial B}{\partial t} - M \quad (3.1a)$$

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} + J \quad (3.1b)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (3.1c)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (3.1d)$$

Sabemos que en estas ecuaciones [4] cada símbolo representa lo siguiente:

- E es el campo eléctrico
- H es el campo magnético
- D es la densidad de flujo eléctrico
- B es la densidad de flujo magnético
- M es la densidad de corriente magnética (ficticia)
- J es la densidad de corriente eléctrica
- ρ es la densidad de carga eléctrica

3.1.1. Líneas de transmisión

A parte de conocer estas ecuaciones, un apartado importante es el de las líneas de transmisión. Tal y como define el profesor David Pozar [4], una línea de transmisión es una red de parámetros distribuidos, donde las tensiones y corrientes pueden variar en magnitud y fase a lo largo de su longitud.

Las líneas de transmisión se suelen representar como una línea de 2 cables, haciendo referencia a que en la propagación TEM siempre se tiene como mínimo dos conductores. Además, un trozo de línea de longitud infinitesimal Δz puede representarse y modelarse como un circuito de elementos concentrados como se puede apreciar en la Figura 3.1, donde R , L , G y C son cantidades por unidad de longitud definidas de la siguiente forma:

- R = resistencia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en Ω/m .
- L = inductancia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en H/m .
- G = conductancia en paralelo por unidad de longitud, en S/m .
- C = capacitancia en paralelo por unidad de longitud, en F/m .

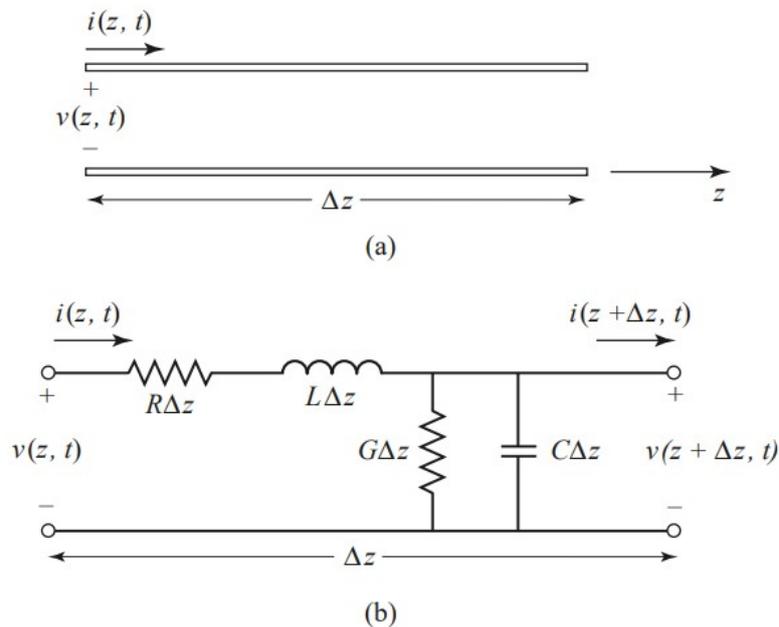


Figura 3.1: Representación de línea de transmisión y circuito equivalente de elementos concentrados

3.1.2. Carta de Smith

Para entender los resultados obtenidos, es importante conocer la carta de Smith (fig 3.2). Esta herramienta gráfica fue desarrollada por P. W. Smith para analizar y diseñar líneas

de transmisión, en 1939. Generalmente se usa para realizar conversiones entre coeficientes de reflexión e impedancias normalizadas [5].

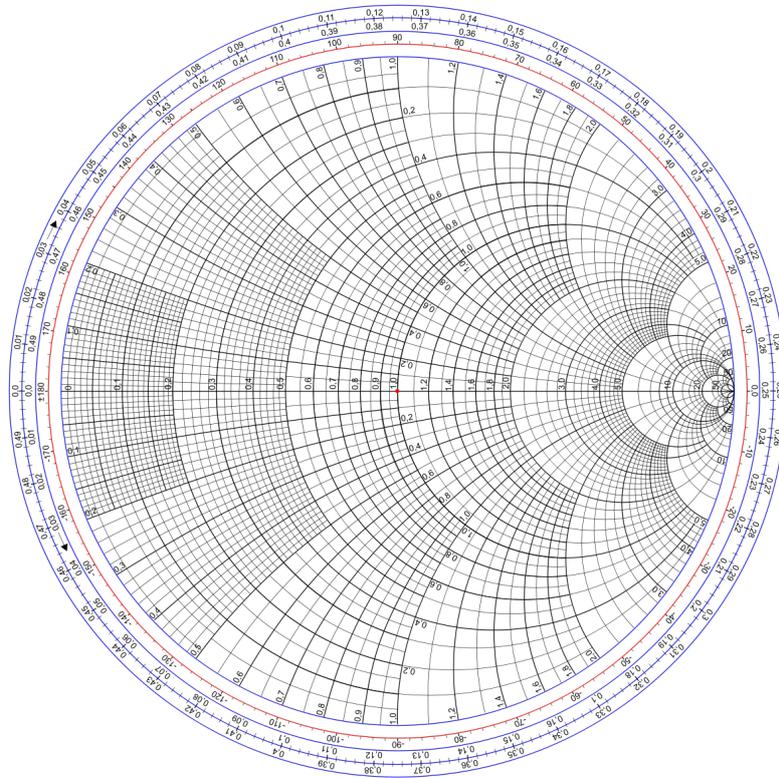


Figura 3.2: Carta de Smith

Para realizar dicha conversión se hace uso de los círculos de impedancia (o admitancia) dibujados en la carta. Al trabajar, se utilizan valores normalizados, obteniendo la normalización dividiendo la impedancia en cuestión por la impedancia característica de la línea.

Otra utilidad que presenta la carta, es la de trasladar elementos a lo largo de la línea y obtener su valor una vez desplazados. Para ello se hace uso de las escalas que presenta en su contorno, calibradas en base a longitudes de onda, distinguiéndose entre desplazamiento hacia carga (escala interior) y hacia generador (alejarse de la carga, escala exterior). Las escalas cubren un rango de 0 a 0.5λ , reflejando la periodicidad característica de las líneas de transmisión. De esta forma, una línea de longitud $\lambda/2$ requiere una rotación de $2\beta l = 2\pi$ alrededor del centro de la carta, llevando al punto a su posición original, mostrando que la impedancia de entrada de la carga vista a través de una línea de longitud $\lambda/2$ no varía.

Para representar coeficientes de reflexión en la carta de Smith se hace uso de una escala separada, que generalmente se suele mostrar en la misma hoja, donde aparecen valores entre 0 y 1. Para trasladar dicho coeficiente se hace uso de un compás, abriéndolo conforme indique la escala, y con él, realizando una circunferencia de radio el mismo coeficiente ρ y centro el mismo que la propia carta.

3.1.3. Parámetros S

Ya que se va a tratar con la carta de Smith y con la adaptación de impedancias haciendo uso de una línea de transmisión, es necesario introducir el concepto de parámetros S.

La matriz de dispersión surge como una necesidad para caracterizar circuitos en la banda de microondas, proporcionando una descripción completa del modelo para cada uno de sus N puertos. Dicha matriz se encuentra formada por su conjunto de parámetros S_{mn} , los cuales se obtienen a partir de los parámetros a_n (ondas de tensión incidentes) y b_m (ondas de tensión reflejadas) [6].

En la ecuación (3.2) se representa la matriz de dispersión de un dispositivo de 2 puertos:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

de donde se obtiene:

$$S_{mn} = \frac{b_m}{a_n} \quad (3.3)$$

De esta forma se consigue definir a las ondas reflejadas en los puertos m y n en función de las ondas incidentes y los parámetros S. El esquemático para una red de 2 puertos sería el mostrado en la Figura 3.3.

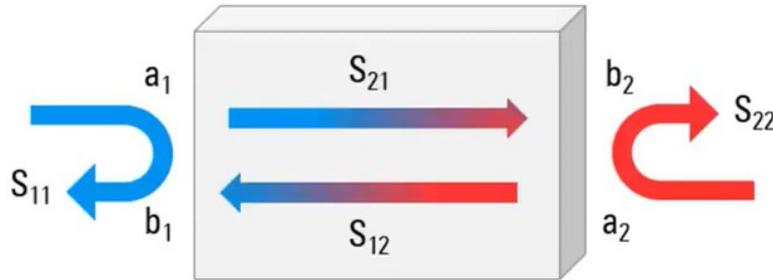


Figura 3.3: Red de dos puertos

Es importante remarcar de cara al proyecto que los parámetros S_{11} y S_{22} reflejan los coeficientes de reflexión vistos por los puertos 1 y 2 respectivamente.

3.2. Adaptación de impedancias

La adaptación de impedancias es una técnica utilizada para garantizar que se transfiera la máxima potencia de señal posible al receptor [7]. Esto se consigue eliminando las ondas reflejadas generadas al transmitir señal entre dispositivos de distinta impedancia característica Z_0 .

Este procedimiento no solo es útil y necesario para asegurar la máxima transferencia de potencia, si no que componentes como antenas, amplificadores de bajo ruido... Pueden mejorar la relación señal a ruido. También ayuda a reducir los errores de fase y amplitud.

El comportamiento del dispositivo desarrollado está basado en la adaptación de impedancias mediante doble "slug" (fig. 3.4), el cual se introduce en [8]. En este tipo de técnica, se presentan dos obstáculos conocidos (A y B), tomando como grados de libertad los parámetros l y l_1 . Por lo tanto, el conjunto debe presentar un coeficiente de reflexión S_{22}^T con módulo variable dependiendo de la longitud l . De esta forma, si se desea ser capaz de adaptar cualquier impedancia, dicho módulo debe estar comprendido entre 0 y 1. Una vez logrado, se podrá sintetizar cualquier carga mediante la corrección de fase obtenida por la longitud l_1 .

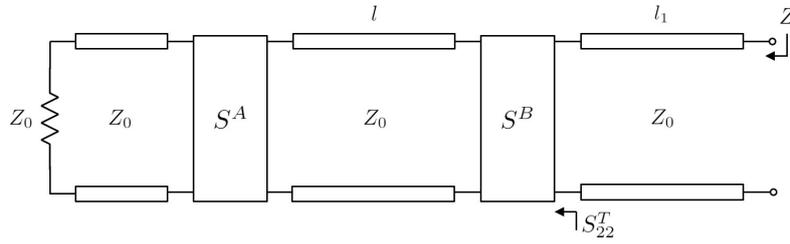


Figura 3.4: Adaptador doble slug

3.2.1. Cálculo de S_{22}^T

El obstáculo A, el cual representa una red recíproca y sin pérdidas, queda caracterizado por la siguiente matriz de Scattering:

$$[S^A] = \begin{bmatrix} S_{11}^A & S_{12}^A \\ S_{21}^A & S_{22}^A \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

El obstáculo B, con la misma hipótesis, se define como:

$$[S^B] = \begin{bmatrix} S_{11}^B & S_{12}^B \\ S_{21}^B & S_{22}^B \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Seguidamente definimos el conjunto del obstáculo B y el tramo de línea l , resultando:

$$[S_1^B] = \begin{bmatrix} S_{11}^B e^{-2j\beta l} & S_{12}^B e^{-j\beta l} \\ S_{21}^B e^{-2j\beta l} & S_{22}^B \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

donde β es la constante de propagación:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.7)$$

Una vez definidas estas matrices, se puede obtener el parámetro S_{22}^T del conjunto (obstáculo A, línea l , obstáculo B):

$$S_{22}^T = \frac{S_{22}^B - \Delta^B e^{-2j\beta l} S_{22}^A}{1 - S_{11}^B S_{22}^A e^{-2j\beta l}} \quad (3.8)$$

Donde Δ^B es el determinante de la matriz del obstáculo B, dada en la ecuación 3.5:

$$\Delta^B = S_{11}^B S_{22}^B - S_{12}^B{}^2 \quad (3.9)$$

Sin pérdida de generalidad, podemos suponer que los planos de referencia con los que se han definido las matrices S^A y S^B son tales que las matrices anteriores toman la forma:

$$[S^A] = \begin{bmatrix} -\sqrt{1-a^2} & ja \\ ja & -\sqrt{1-a^2} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$[S^B] = \begin{bmatrix} -\sqrt{1-b^2} & jb \\ jb & -\sqrt{1-b^2} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

De esta forma, se obtiene que $\Delta^B = 1$. Si ahora introducimos los cambios:

$$\sqrt{1-a^2} = X \quad (3.12)$$

$$\sqrt{1-b^2} = Y \quad (3.13)$$

$$e^{-2j\beta l} = Z \quad (3.14)$$

La ecuación 3.8 se puede escribir como:

$$S_{22}^T = \frac{-Y + XZ}{1 - XYZ} \quad (3.15)$$

En la expresión 3.15, X e Y son constantes, generalmente complejas. En cambio, se puede observar que ZZ^* es la ecuación de un círculo, de radio la unidad, y que se describe completamente cuando la l varía entre 0 y $\frac{\lambda}{2}$.

La expresión 3.15 es una transformación bilineal que transforma el círculo $ZZ^* = 1$ en otro círculo en el plano S_{22}^T .

Las coordenadas del centro C y del radio R, pueden deducirse inmediatamente:

$$C = \frac{-Y(1 - X^2)}{1 - X^2Y^2} \quad (3.16)$$

$$R = \frac{X(Y^2 - 1)}{1 - X^2Y^2} \quad (3.17)$$

Seguidamente, interesa conocer los valores máximos y mínimos del módulo de S_{22}^T , donde, suponiendo obstáculos iguales (S_A y S_B), resultan ser:

$$S_{22MAX}^T = \frac{X + Y}{1 + XY} = \frac{2\sqrt{1 - a^2}}{2 - a^2} = 1 \quad \text{si } a \ll 1 \quad (3.18)$$

$$S_{22MIN}^T = \frac{Y - X}{1 - XY} = 0 \quad (3.19)$$

Es decir, con estas condiciones, puede cubrirse prácticamente toda la carta de Smith.

3.2.2. Adaptador doble slug

En este tipo de adaptador, implementado principalmente en cable coaxial (tal y como se aprecia en la Figura 3.5), los obstáculos son tramos de línea de impedancia característica distinta a $Z_0 = 50 \Omega$, que pueden deslizarse en el interior del coaxial.

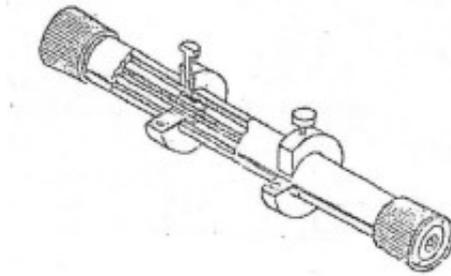


Figura 3.5: Ejemplo de adaptador doble slug

Supongamos que la discontinuidad prácticamente no perturba la distribución de campo y esta puede seguir considerándose T.E.M..

Los parámetros de Scattering de un trozo de línea de longitud l_1 y de impedancia característica Z_0 , valen:

$$S_{11}^A = S_{22}^A = \frac{\Gamma(e^{-2j\beta l_1} - 1)}{1 - \Gamma^2 e^{-2j\beta l_1}} \quad (3.20)$$

$$S_{12}^A = S_{21}^A = \frac{(1 - \Gamma)^2 e^{-2j\beta l_1}}{1 - \Gamma^2 e^{-2j\beta l_1}} \quad (3.21)$$

donde el coeficiente de reflexión Γ se define como:

$$\Gamma = \frac{Z_0 - Z'_0}{Z_0 + Z'_0} \quad (3.22)$$

Los obstáculos A y B son idénticos, por lo tanto la ecuación 3.8 puede escribirse de la forma:

$$S_{22}^T = \frac{S_{22}^A (1 - \Delta^A Z)}{1 - S_{22}^A{}^2 Z} \quad (3.23)$$

En el plano S_{22}^T la ecuación $Z\bar{Z} = 1$ se transforma en el círculo de centro C y de radio R dados por:

$$C = \frac{S_{22}^A - \Delta^A S_{22}^{\bar{A}} |S_{22}^A|^2}{1 - |S_{22}^A|^4} \quad (3.24)$$

$$R = |C| \quad (3.25)$$

3.2.3. Adaptador con elementos concentrados

Supongamos ahora que los obstáculos A y B son dos condensadores iguales en paralelo con la línea, tal y como se ve en la Figura 3.6. La matriz correspondiente vale:

$$[S^A] = \frac{1}{2 + j\bar{B}} \begin{bmatrix} -j\bar{B} & 2 \\ 2 & -j\bar{B} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Donde \bar{B} es la susceptancia normalizada del condensador:

$$\bar{B} = \omega C Z_0 \quad (3.27)$$

En este caso, el centro y el radio del círculo en el plano S_{22}^T tienen por expresión:

$$C = \frac{\bar{B}(\bar{B} + 2j)}{2(\bar{B}^2 + 2)} \quad (3.28)$$

$$R = \frac{\bar{B}}{2(\bar{B}^2 + 2)} \sqrt{\bar{B}^2 + 4} \quad (3.29)$$

El máximo coeficiente de reflexión que se puede adaptar, está en función de \bar{B} a través de la expresión:

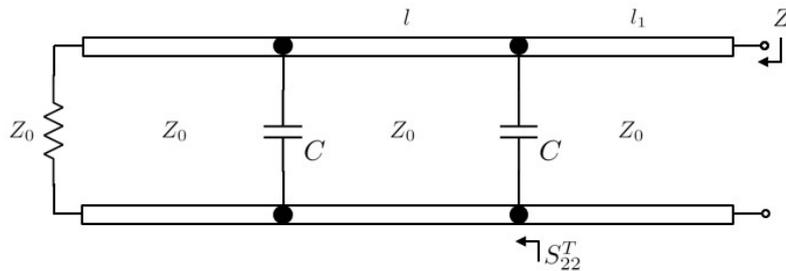


Figura 3.6: Adaptador con elementos concentrados

$$|S_{22}^T|_{MAX} = 2R = \frac{\bar{B}}{(\bar{B}^2 + 2)} \sqrt{\bar{B}^2 + 4} \quad (3.30)$$

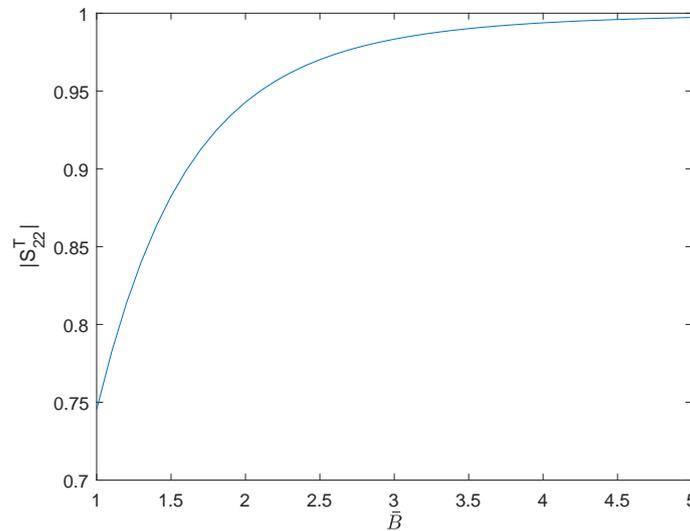


Figura 3.7: Comportamiento de la ecuación 3.30.

La ecuación 3.30 tiende a la unidad cuando $\bar{B} \gg 1$, como se aprecia en la Figura 3.7, demostrando que el modelo propuesto es capaz de adaptar prácticamente cualquier impedancia.

3.2.4. Sistema de adaptación de impedancias

El diseño realizado presenta una estructura como la mostrada en la Figura 3.6. Concretamente, consiste en una línea coplanar sobre la que se sitúan dos placas iguales de cierta permitividad, con el fin de actuar como condensadores, y poder ser desplazadas para conseguir adaptar el sistema objetivo.

Para la medida de los resultados se hará uso de un analizador de redes (fig. 3.8) conectado al puerto 1 del sistema, y de una carga de 50 ohm (fig. 3.9) conectada al puerto 2.



Figura 3.8:
Analizador
de redes
utilizado



Figura 3.9:
Carga de 50
ohm

3.3. Línea coplanar

Como bien indica el profesor Rainee M. Simons en la obra *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems* [9], una estructura coplanar es un tipo de línea de transmisión planar utilizada para circuitos integrados de microondas y MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits).

Una guía de onda coplanar convencional consiste en una tira conductora central, definida con el ancho S , con planos semi infinitos a cada lado, separados una distancia W , a la que llamaremos gap, como se muestra en la Figura 3.10.

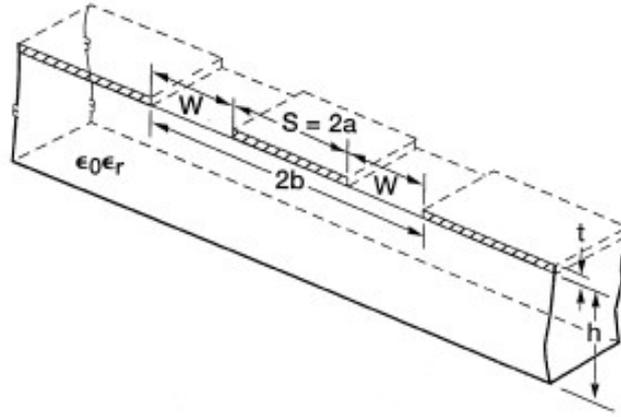


Figura 3.10: Esquemático de la coplanar convencional sobre un dieléctrico

Se sabe que esta estructura soporta el modo cuasi-TEM de propagación, y presenta varias ventajas respecto a la línea microstrip. En primer lugar, presenta un proceso de fabricación y montaje más sencillo. Igualmente, este modelo de guía de onda reduce las pérdidas por radiación. Por último, se sabe que su impedancia característica está determinada por la relación a/b , por lo que es posible reducir el tamaño del dispositivo todo lo que se quiera, siempre y cuando se tenga en cuenta que, al realizar el modelo de menor tamaño, se verá afectado por mayores pérdidas.

3.3.1. Características de la guía de onda coplanar

La expresión de la impedancia característica dada para una guía coplanar convencional es:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (3.31)$$

siendo la $K(k)$ la integral elíptica de primera especie, la cual depende de la geometría de la línea, y ε_{eff} la permitividad efectiva del conjunto de la línea coplanar.

Algunas líneas de transmisión planares, como la microstrip o la coplanar, no presentan un dieléctrico homogéneo, por lo que no presentan un modo TEM real. En este tipo de casos, como comenta el profesor David M. Pozar [4], aparecen los modos cuasi-TEM, en

este caso el modo par (fundamental) e impar, dependiendo de si los campos eléctricos en los gap van en la misma dirección o no.

Este fenómeno surge ya que, al contrario que en el modo TEM, donde discontinuidades como gap presentan una impedancia totalmente reactiva (almacena energía, pero no la disipa), en el modo cuasi-TEM estas estructuras presentan un componente resistivo a la impedancia, provocando que el modelo radie y por lo tanto presentar pérdidas. Por este motivo, se utilizan materiales de alta permitividad como sustrato, lo que fuerza a que una gran cantidad de las ondas se vean contenidas en él, generando un modo de transmisión más homogéneo, similar al TEM [10].

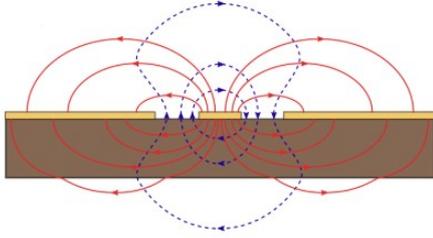


Figura 3.11: Modo par

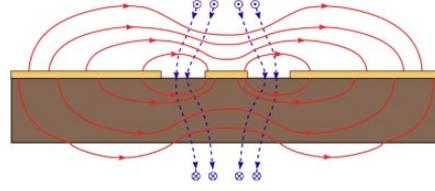


Figura 3.12: Modo impar

En las figuras 3.11 y 3.12 se pueden apreciar dichos modos, representándose en azul los campos magnéticos y en rojo los eléctricos.

Estos dos modos presentan distintas constantes dieléctricas (como pueden llegar a ser las velocidades de propagación) y distintas propiedades de dispersión debido a las diferentes estructuras de campo, donde sabemos que la constante dieléctrica efectiva del modo par, especialmente en anchos pequeños, depende menos de la frecuencia que la del modo impar, dado que los campos del modo impar se encuentran más dispersos en el espacio que rodea a los conductores.

Además, la constante dieléctrica del modo par es de mayor interés, ya que se ve menos afectada por el ancho de los planos de masa debido a que el campo electromagnético se concentra principalmente en los gap, entre la tira conductora y los planos laterales.

3.3.2. Modos de orden superior

El hecho de trabajar a altas frecuencias puede dar lugar a que sobre la coplanar aparezcan modos de orden superior, indeseados, a parte de los dos modos ya descritos. Uno de los objetivos del proyecto ha sido evitar en la medida de lo posible su aparición para garantizar el buen funcionamiento de la línea.

Estos modos de orden superior aparecerán al trabajar con frecuencias superiores a su llamada frecuencia de corte. Su aparición contribuyen a la variación de la constante de atenuación α y la constante de propagación β , definida por:

$$\beta = \frac{2\pi f}{c_0} \sqrt{\varepsilon_{eff}} \quad (3.32)$$

siendo ε_{eff} la permitividad efectiva del conjunto de la línea.

Como consecuencia, la permitividad efectiva se ve afectada, lo que puede traducirse en errores de medidas a la hora de usar la guía coplanar con fines prácticos.

Es conocido que el modo de orden superior más bajo que va a soportar la línea es el TE_{10} [11].

Al incluir un plano metálico, tal y como se observa en la Figura 3.13, se aprecia como el campo eléctrico del modo fundamental se dispersa a través del dieléctrico inferior, como se ha comentado anteriormente. Esta dispersión recibe el nombre de *placas paralelas* y se trata de un modo parásito [12] que solo afecta a la permitividad efectiva del modo fundamental(par) a frecuencias muy altas. Para garantizar que la línea solo admite el modo fundamental, el parásito puede ser suprimido, como se verá mas adelante. Al añadir un plano metálico, también se consigue disminuir la atenuación debida a la radiación.

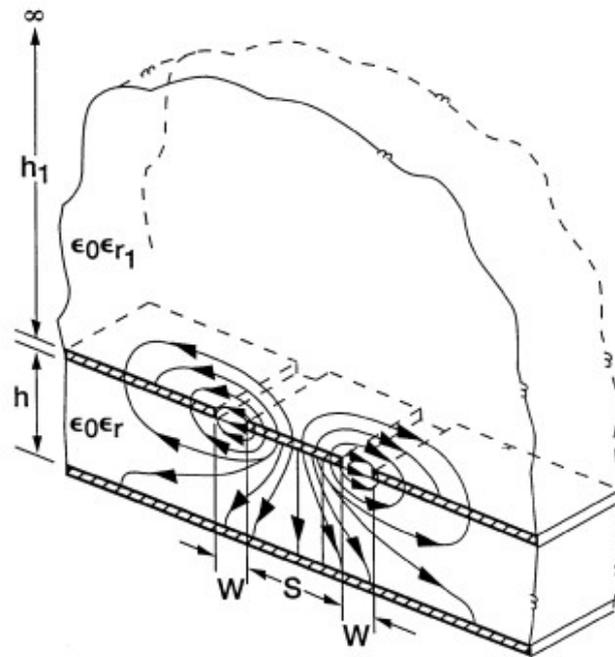


Figura 3.13: Esquemático de la coplanar con plano metálico en la parte inferior

En estas condiciones, la impedancia característica de la línea toma la forma:

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}} \quad (3.33)$$

Finalmente, al modelo se le van a incluir paredes laterales conductoras, como se ve en la Figura 3.14. Estas paredes unen los planos de tierra superiores e inferiores, provocando que los campos eléctricos del modo parásito queden cortocircuitados, suprimiendo su propagación. Este modo parásito no influía las frecuencias de interés del proyecto, pero de esta forma garantizamos que la línea solo admite el modo fundamental. La distancia S de la figura es un valor a tener en cuenta dado que, dependiendo de su valor, las paredes interactúan con los campos guiados por la estructura y modifican sus características de

propagación. Una separación adecuada asegura que las paredes influyan mínimamente en la propagación del modo fundamental.

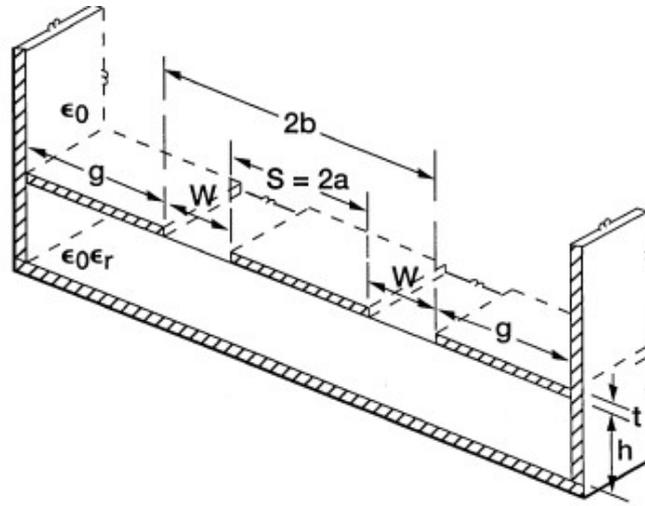


Figura 3.14: Esquemático final de la coplanar.

La impedancia característica para este modelo final viene dada por la expresión:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (3.34)$$

Es importante añadir que el efecto de estas paredes laterales también afectan a la propagación de los modos de orden superior, por lo que es de interés tenerlo en cuenta a la hora de realizar el diseño con el fin de atrasar el modo TE_{10} lo máximo posible.

Capítulo 4

Implementación

4.1. Software

En primer lugar, es conveniente hablar de las herramientas y software utilizados para el diseño del dispositivo. En este caso, ha sido necesario hacer uso de software enfocado al campo del electromagnetismo, que permita realizar estudios de campos, dimensiones... Así como de estudios paramétricos y optimizaciones.

Por una parte se ha utilizado la herramienta de modelado y análisis de fenómenos físicos COMSOL Multiphysics® por COMSOL, y el programa de simulación de elementos finitos HFSS desarrollado por Ansys.

4.1.1. COMSOL Multiphysics

Como indica el propio COMSOL [13], COMSOL Multiphysics es un entorno de simulación utilizado para modelar y resolver cualquier tipo de problemas relacionados con la ingeniería. La principal ventaja que presenta frente a otros software es la versatilidad que aporta, ya que permite realizar estudios de gran variedad, tanto electromagnéticos como de acústica, óptica... Y de igual forma para cada tipo de campo, elegir tanto estudios dependientes del tiempo, de la frecuencia...

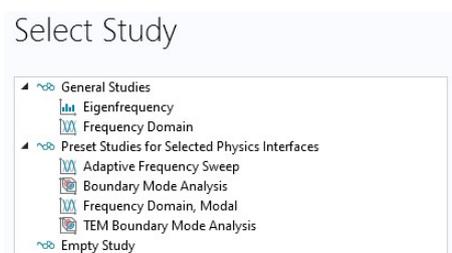


Figura 4.1: Tipos de estudios disponibles

Utilizando las interfaces propias del software, se pueden diseñar modelos definiendo sus principales características- como pueden ser las propiedades de sus materiales, las cargas, fuentes, restricciones a aplicar...- en lugar de tener que aplicarlos con sus respectivas ecuaciones. De igual forma se permite el uso de variables, ya sean expresiones o números, para aplicarse al diseño de sus dominios, al contorno utilizado, o incluso a puntos independientes del mallado realizado.

Al simular los modelos, COMSOL Multiphysics resuelve los problemas haciendo uso de una serie de herramientas avanzadas de análisis que presenta incorporadas. Los estudios pueden hacer uso de sistemas de multiprocesado y también permite el uso de clúster, para

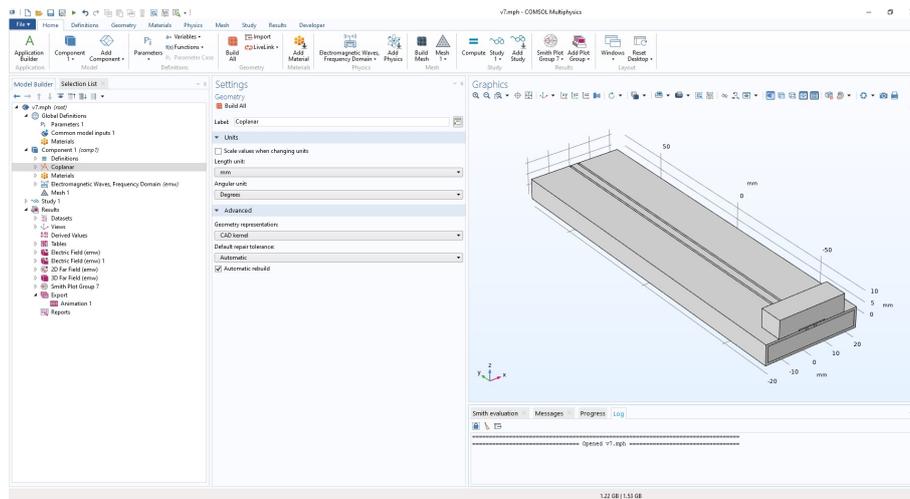


Figura 4.2: Interfaz de COMSOL Multiphysics

simplificar el coste computacional requerido.

El software crea secuencias para recoger información de todos los pasos en los que se ha formado el mallado, la geometría... Y así poder representarlos correctamente. Esto mismo hace fácil parametrizar cualquier parte del modelo. Un punto a favor del software es que almacena los resultados ya simulados para simplificar próximas simulaciones.

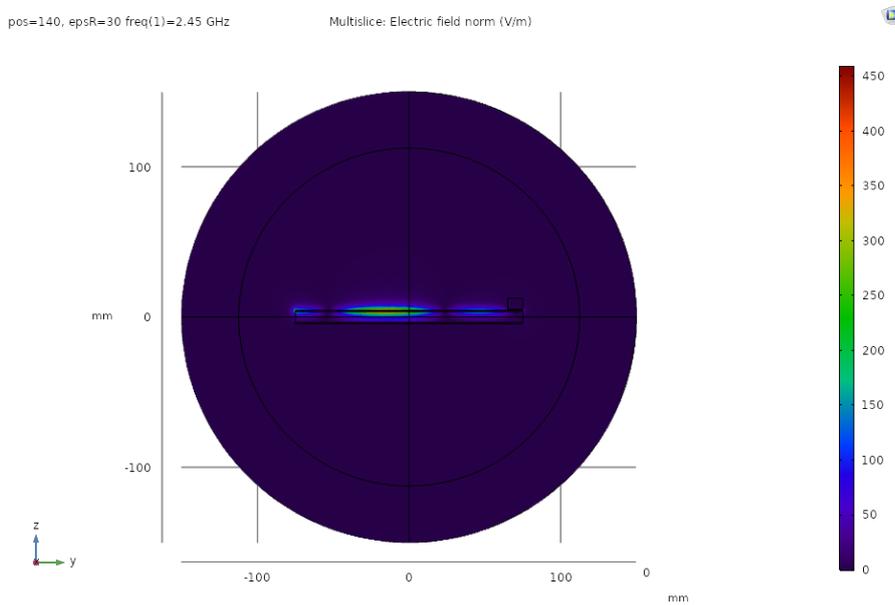


Figura 4.3: Representación del campo eléctrico longitudinal obtenido con COMSOL

4.1.2. HFSS

Uno de los problemas de COMSOL es el coste computacional que requiere, así como el almacenamiento del que hace uso, por lo que se ha utilizado en mayor parte el software HFSS para obtener los resultados necesarios.

Como bien se indica en [14], HFSS (High Frecuency Structure Sistem) es un software de alto rendimiento para el diseño, modelado y simulación de estructuras en 3D creado para altas frecuencias. Permite el estudio electromagnético de modelos a través del método de elementos finitos y mallas adaptativas, facilitando además la visualización del comportamiento de las ondas electromagnéticas por medio de herramientas interactivas y dinámicas.

HFSS realiza el diseño de estructuras a partir de poliedros, conos, esferas, cilindros... Y permite realizar combinaciones entre distintos elementos, como uniones o restas, para formar el diseño final.

HFSS también permite guardar valores en parámetros, y con estos dimensionar el modelo, permitiendo de esta forma variar sus valores conforme a las necesidades del proyecto, lo que HFSS detecta y automáticamente actualizar el modelo.

Para el diseño de la línea coplanar básica se ha modelado un bloque rectangular , con valores aleatorios, apreciables en la ventana Measure Data, y seguidamente modelar dicho bloque acorde a las dimensiones necesarias haciendo uso de parámetros.

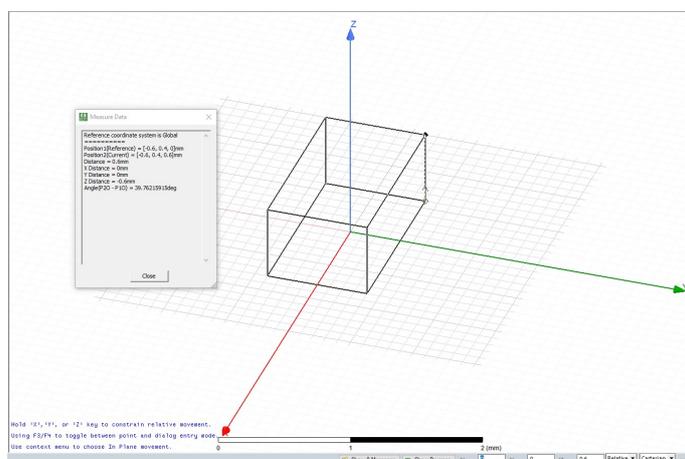


Figura 4.4: Creación del bloque básico

Observamos como en la Figura 4.5 se asignan los valores por defecto de ancho, altura y largo. Una vez definidos, se puede volver en cualquier momento a la ventana de parámetros del proyecto y actualizar sus valores, reflejándose inmediatamente en el diseño.

Seguidamente generamos distintos modelos, como sea el propio teflón que se encontrará rodeado por el conductor, los gap, la tira conductora... Hasta que llegamos al siguiente diseño:

En la Figura 4.6 se puede apreciar el resultado final, con 2 añadidos, el bloque rosa que representa el aire y los planos verdes que actúan como puertos.

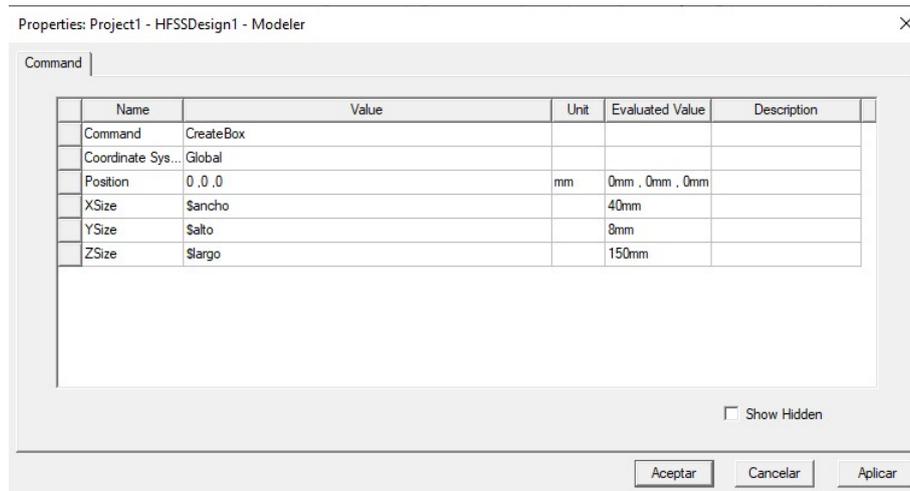


Figura 4.5: Dimensionado del bloque

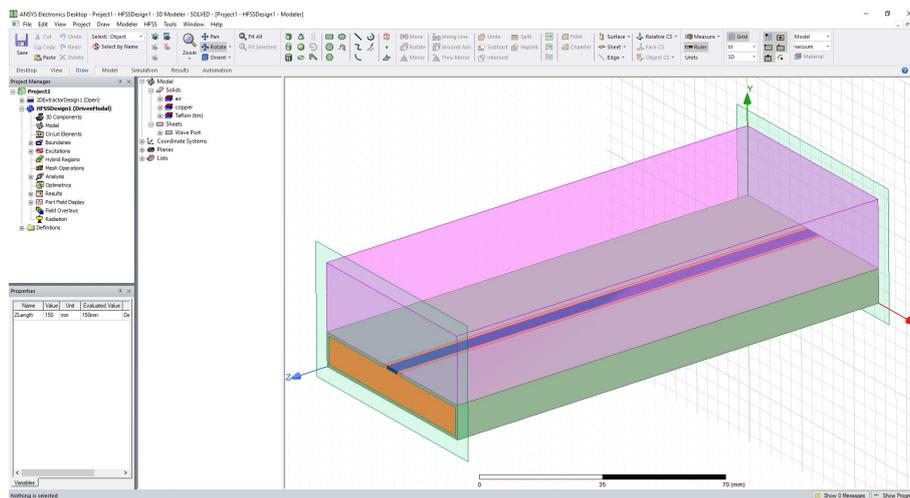


Figura 4.6: Modelado de la coplanar

Cabe comentar que a cada objeto del modelado se le puede asignar un material con sus respectivas propiedades dieléctricas.

El siguiente paso consiste en definir los contornos, donde en este caso se sitúan ambos en el bloque de aire:

Tal y como se muestra en la Figura 4.7, los laterales del bloque de aire se han definido como conductor perfecto dado que simulan el efecto de las paredes laterales que tendrá la coplanar en su modelo real. Para el resto de caras, se define el contorno de radiación infinita.

Por último, se define la excitación en los puertos 1 y 2, tal y como se ve en las figuras 4.9 y 4.10.

Un punto a favor de cara a la adaptación de impedancias es la posibilidad de escoger la impedancia que se ve desde el puerto, para poder forzar una desadaptación.

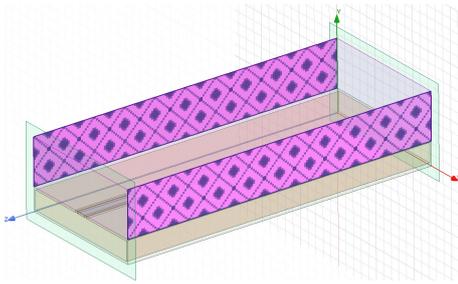


Figura 4.7: Contorno de conductor perfecto

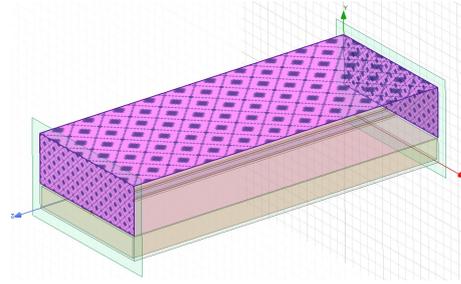


Figura 4.8: Contorno de radiación infinita

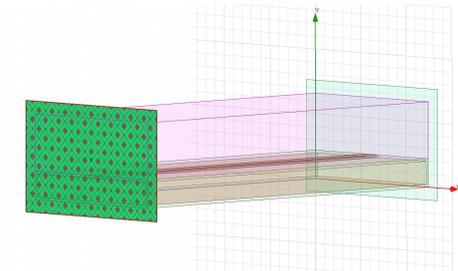


Figura 4.9: Excitación puerto 1

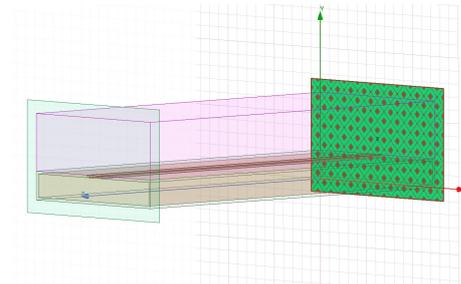


Figura 4.10: Excitación puerto 2

Solo resta configurar un *Driven Solution Setup* (fig. 4.11) configurando la frecuencia a la que se desea realizar el análisis y la precisión con la que se va a hacer el estudio. También se pueden configurar barridos en frecuencia y barridos en valores de parámetros para estudiar a la vez distintos casos de interés, lo que será útil más adelante a la hora de estudiar las dimensiones de la coplanar a utilizar.



Figura 4.11: Ventana de Driven Solution Setup

En este punto, se puede validar el proyecto buscando posibles errores en la configuración, y tras esto simular para poder obtener los resultados necesarios, los cuales se irán mostrando a lo largo del capítulo.

4.2. Estudio paramétrico de la línea

Una parte importante previa a los resultados ha sido el diseño de la guía de onda coplanar a utilizar. Para ello, se ha partido del modelo inicial propuesto para poder optimizarlo lo mejor posible teniendo en cuenta tanto los resultados que se desean obtener, como que su modelo físico posible de construir sin dificultades.

4.2.1. Construcción del modelo 2D y 3D

Para la construcción del modelo se hará uso de tanto un modelo 2D, del cual se obtendrán las dimensiones óptimas para el buen funcionamiento del dispositivo, como un modelo 3D obtenido a través del 2D gracias a la herramienta de HFSS *Create 3D Design* que presentan los proyectos en 2D.

Para el modelo 2D se ha creado un diseño *2D Extractor*. A partir de ahí, de la misma forma que se ha mostrado en el apartado del software HFSS, se ha diseñado el modelo basado en un bloque de teflón sobre el que se sitúa una tira conductora, y rodeado por una capa de cobre que actúa como material conductor, simulando el modelo final del proyecto, ya que se encontrará contenido en una caja de material conductor, y sobre la guía situamos un bloque, que de momento actuará como aire.

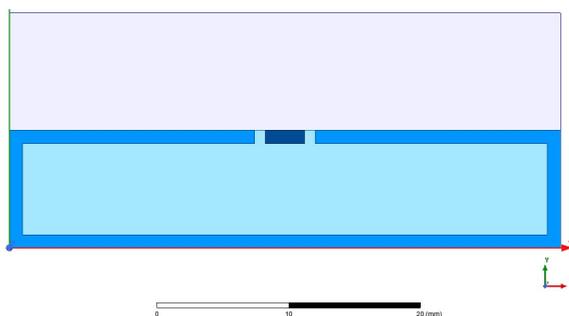


Figura 4.12: Modelo 2D generado

Una vez establecido el diseño 2D, haciendo uso de la herramienta proporcionada por HFSS *Create 3D Design* se nos permite añadir un valor al componente que se usará para el eje Z con el fin de generar el diseño 3D deseado.

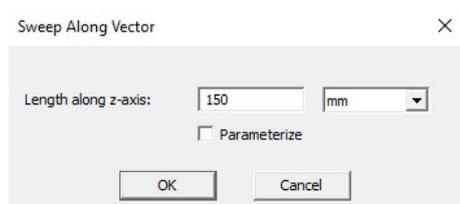


Figura 4.13: Valor para eje Z

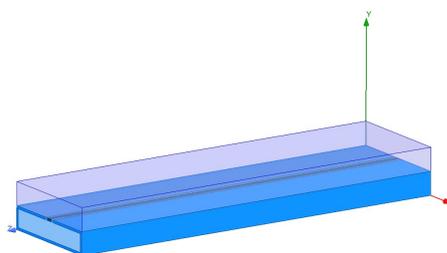


Figura 4.14: Modelo 3D

4.2.2. Condiciones de funcionamiento y dimensionado

Como en cualquier diseño inicial, se va a partir de un modelo que recibirá ligeras modificaciones para alcanzar el objetivo final. En este caso, partiendo del ancho de la línea y la tira conductora, del grosor de los elementos y de la altura deseada, se obtendrá el ancho de los gap a utilizar con el fin de cumplir con las siguientes condiciones:

- La impedancia característica del modo TEM fundamental debe ser de 50 ohmios, ya que en su diseño final interesa que en su entrada este conectado a un cable coaxial adaptado a ese valor.
- El dispositivo debe ser capaz de trabajar a las frecuencias libres ISM (Industrial, scientific and medical) 433 MHz, 915 MHz, 2.45 GHz y 5.8 GHz de microondas.
- Los modos de orden superior deben de propagarse preferiblemente a frecuencias superiores a los 3 GHz, con el fin de retrasar su efecto lo máximo posible para que no influya en el diseño realizado. En parte esto se consigue cortocircuitando el modelo a través de las tapas laterales y la tapa inferior, lo que consigue retrasar el modo impar.

De esta forma, los modos deberían aparecer en el siguiente orden:

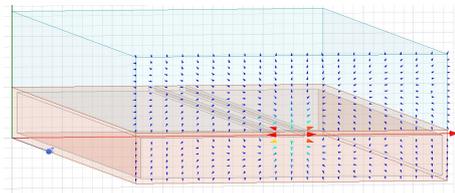


Figura 4.15: Primer modo en propagarse (par)

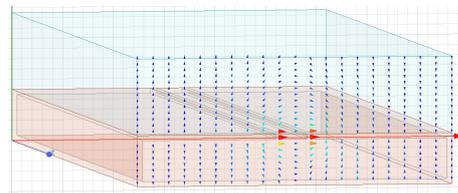


Figura 4.16: Segundo modo en propagarse (impar)

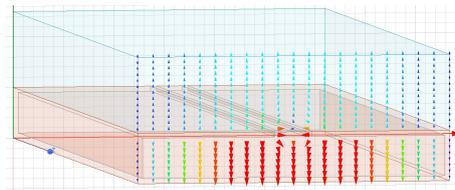


Figura 4.17: Tercer modo en propagarse (TE_{10})

En primer lugar, tal y como se ha mostrado en la fig. 4.11, se crean 4 análisis para cada frecuencia de interés con el fin de analizar más adelante los efectos y el comportamiento de la línea para cada situación. Seguidamente, se procede a analizar los 2 modelos iniciales, que presentan las siguientes dimensiones:

Dimensiones [mm]		
	<i>Modelo 60</i>	<i>Modelo 40</i>
Ancho	60	40
Altura del teflón	8	7
Ancho de la tira conductora	5	5
Espesor del conductor, gap y tira	1	1

Tabla 4.1: Dimensiones de los 2 modelos propuestos en 2D

Una vez diseñados ambos modelos, se procede a obtener el tamaño del gap necesitarán. Para ello, necesitamos un objetivo con el que compararlo, por lo que usaremos la impedancia característica del modelo como referencia.

Por lo tanto, buscaremos el gap que se encuentre relacionado con el valor de impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$, a través de una tabla en la que se representarán en el eje X valores del gap, y en el eje Y sus correspondientes valores de Z_0 .

Para obtener este tipo de resultado, es necesario configurar en primer lugar un estudio paramétrico desde el Project Manager (fig. 4.18) que simule el gap para valores comprendidos entre 0.5 mm y 1.5 mm (con su respectivo paso de 0.1 mm, como se ve en la Figura 4.19), ya que en estudios a grosso modo se ha deducido que su valor estará entre esos límites. Esto se configurará utilizando la herramienta *Parametric Sweep* proporcionada por HFSS, y una vez simulado, se obtienen los resultados.

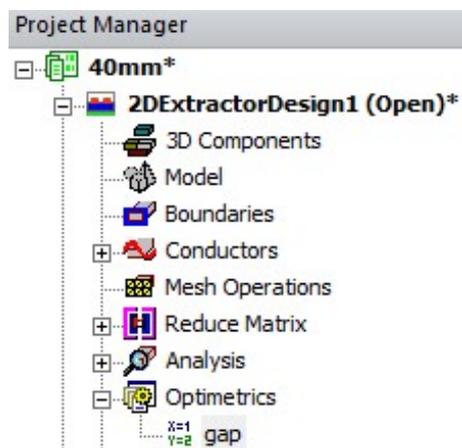


Figura 4.18: Ventana de Project Manager



Figura 4.19: Configuración del barrido para el gap

Primero se analizan los resultados obtenidos del *Modelo 60*. Tal y como se muestra en la Figura 4.20, el resultado obtenido es el de 1.21 mm, pero dada a su dificultad de fabricación (hablamos de centésimas de milímetro de precisión), estudiamos la posibilidad de colocar un gap de 1.2 mm, siendo un valor redondeado, lo que nos permite obtener una Z_0 de 49,75 Ω , por lo que nos decantamos por éste último ancho de gap.

Seguidamente observamos el efecto de los modos presentes en la línea, para así confirmar si se han cumplido los objetivos. Se comprobará a partir de gráficas que reflejen el valor de la impedancia del puerto 1 que provoca cada modo, mostrándose en una los modos par

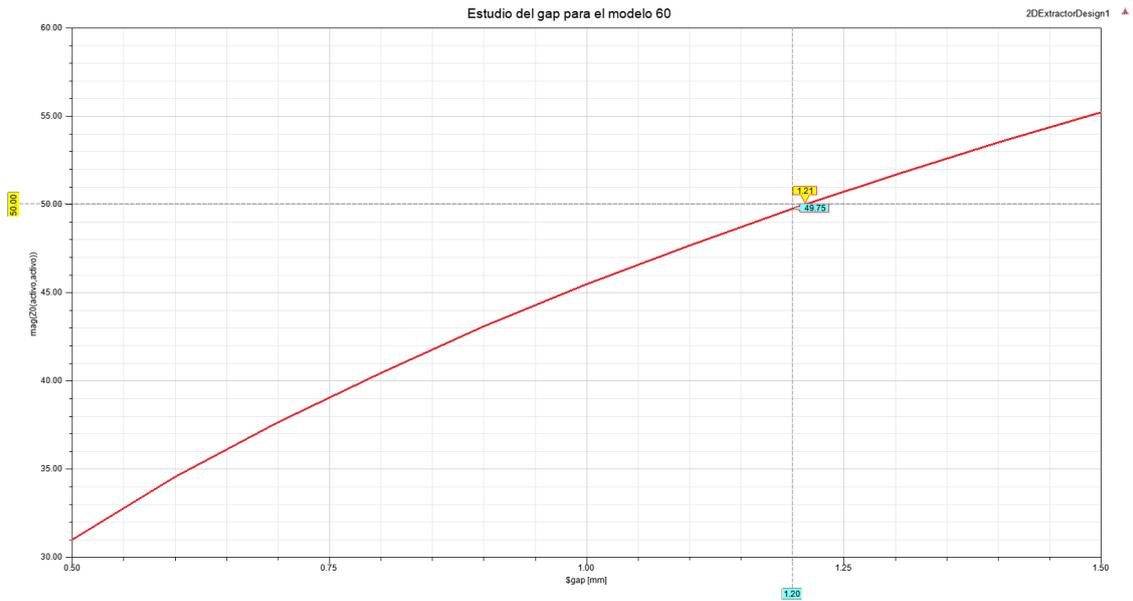


Figura 4.20: Ancho de gap obtenido para el modelo 60

e impar, y por otro lado el modo TE_{10} . Estos resultados estarán representados en el rango de frecuencias que se encuentra entre 0.3 GHz y 5.85 GHz.

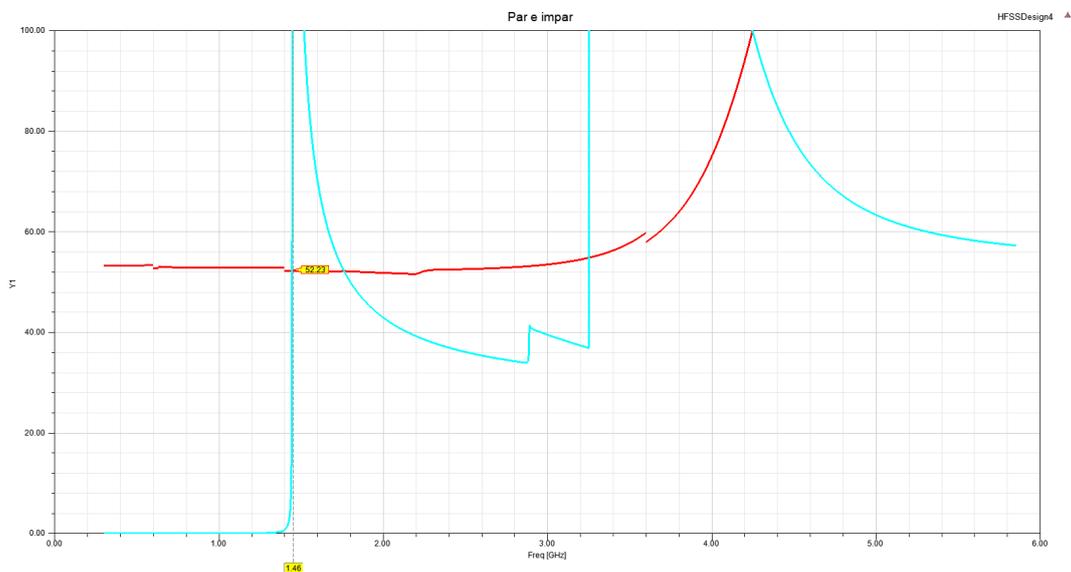


Figura 4.21: Efecto modos par (rojo) e impar (azul) para el modelo 60

Para la obtención de estas gráficas se han utilizado 4 estudios distintos centrados a sus correspondientes frecuencias objetivo, y sus respectivos barridos en frecuencia, ya que si se obtenían los resultados haciendo uso de un único barrido los resultados se veían mas afectados por errores. Para representarlos se han unido los resultados obtenidos por cada estudio en una única gráfica, donde generalmente se obtiene continuidad ya que está configurado de la forma que cuando acaba un barrido de frecuencia, empiece el siguiente.

En la Figura 4.21 se aprecia como el modo par, representado en rojo, se propaga desde la frecuencia 0, y mantiene una Z_0 coherente con el resultado deseado. En cambio, el modo impar, representado en azul claro, aparece a partir de la frecuencia 1.46 GHz, lo que nos va a afectar en el diseño tanto para 2.45 GHz como para 5.8 GHz.

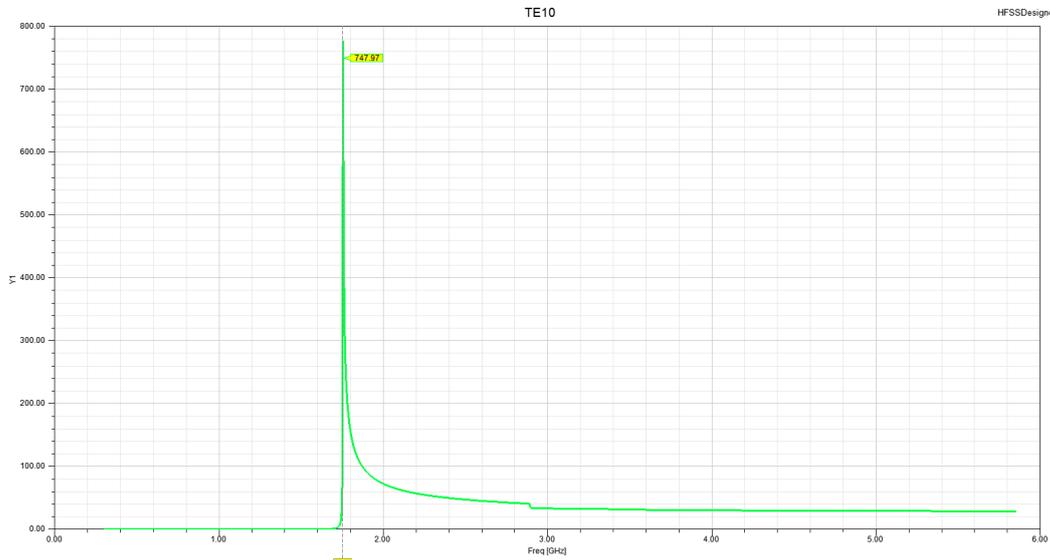


Figura 4.22: Efecto modo TE_{10} para el modelo 60

En cuanto al modo TE_{10} (Figura 4.22), se propaga a partir de la frecuencia 1.76 GHz, afectando a los resultados de las frecuencias 2.45 GHz y 5.8 GHz.

Es de interés contrastar estos resultados con los obtenidos para el *Modelo 40*, por lo que a continuación se mostrará el comportamiento observado y su correspondiente gap:

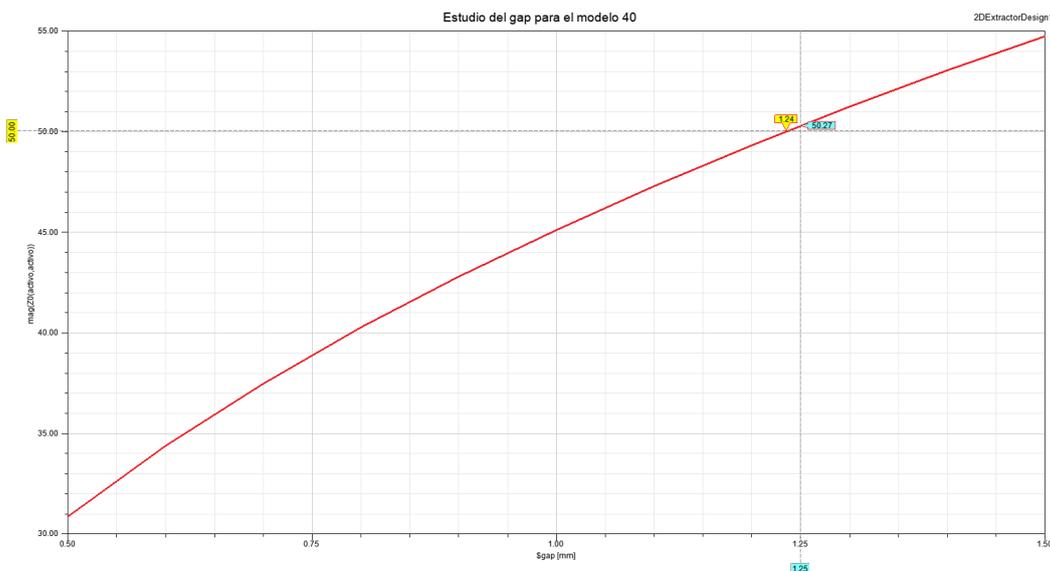


Figura 4.23: Ancho de gap obtenido para el modelo 40

Tal y como ocurriría con el *Modelo 60*, en 4.23 se ve como obtenemos valor de anchura de

gap de 1.24 mm, lo cual dificulta su fabricación. Por ello, se estudia el efecto con un gap de 1.25 mm, que es más probable a alcanzarse dado que es el valor medio encontrado entre 1.2 mm y 1.3 mm, que demuestra que su comportamiento sólo se ve ligeramente afectado y por lo tanto nos decantamos por éste valor.

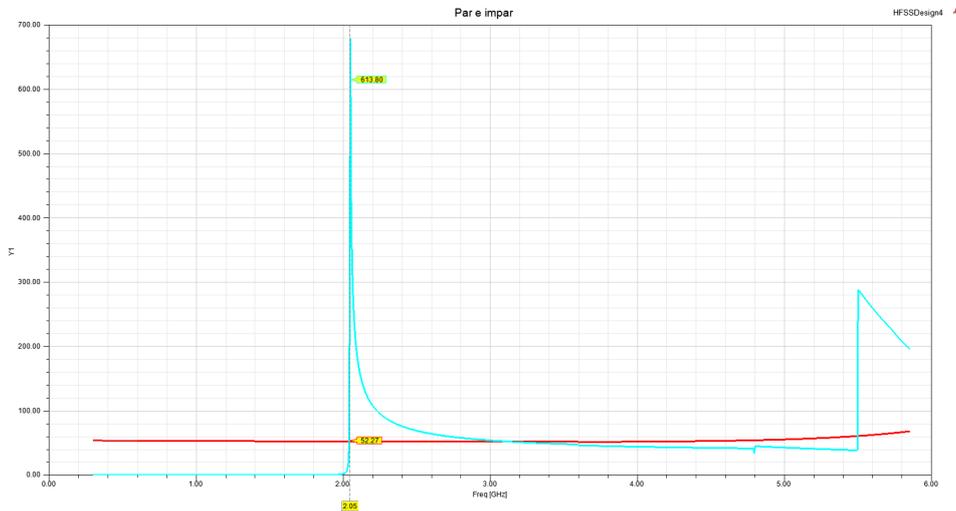


Figura 4.24: Efecto modos par (rojo) e impar (azul) para el modelo 40

En la Figura 4.24 se aprecia un efecto aparecido al observado en la Figura 4.21, donde esta vez la frecuencia de corte es mayor para el modo impar, situada en 2.05 GHz.

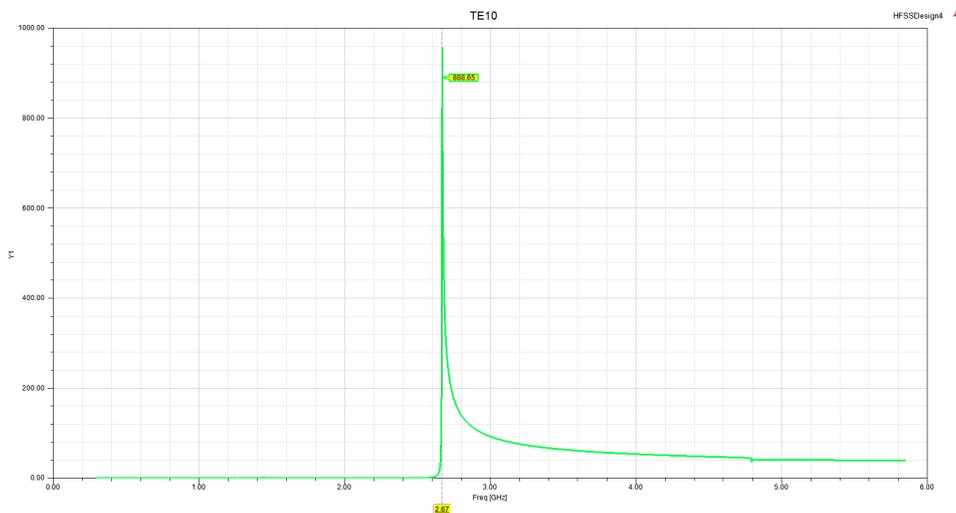


Figura 4.25: Efecto modo TE_{10} para el modelo 40

Respecto al modo TE_{10} (fig. 4.25), se propaga a partir de la frecuencia 2.67 GHz, por lo que solo genera problemas para la frecuencia 5.8 GHz, observándose una mejoría respecto al *Modelo 60*.

4.2.3. Modelo final

Comparando ambos modelos es evidente que el *Modelo 40* se comporta mejor para los resultados que esperamos, pero al plantear el resto del diseño descubrimos que el ancho de 5 mm de la tira conductora cortocircuitaría el diseño una vez ensamblado ya que haría contacto con la tapa frontal y lateral del modelo. Por ello, se debe utilizar una tira de ancho menor al diámetro del conector utilizado, lo que, como se observa en las siguientes comparaciones, evitaría el contacto con el material conductor:

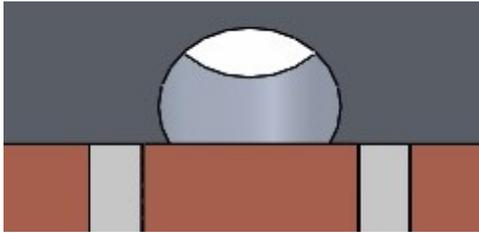


Figura 4.26: Modelo ensamblado con tira de 5 mm

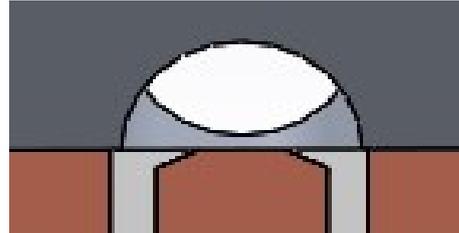


Figura 4.27: Modelo optimizado

En la Figura 4.26 se ve claramente como la tira conductora central hace contacto con la pared frontal, mientras que en la Figura 4.27 la anchura de la tira se ha visto reducida a 3 mm, dado que el agujero de la tapa tiene un diámetro de 4.22 mm, y también se ha optimizado su forma al inicio y al final de la tira para asegurar evitar el contacto con cualquier elemento que pueda llegar a formar un cortocircuito con la línea.

Dado que se ha cambiado el ancho de la tira una vez más, es necesario realizar un último estudio para encontrar el gap óptimo para esta configuración. En esta ocasión lo vamos a obtener haciendo uso de la herramienta de optimización que facilita HFSS, donde, a partir de unos objetivos a cumplir, el software automáticamente busca el valor que obtenga los resultados mas cercanos

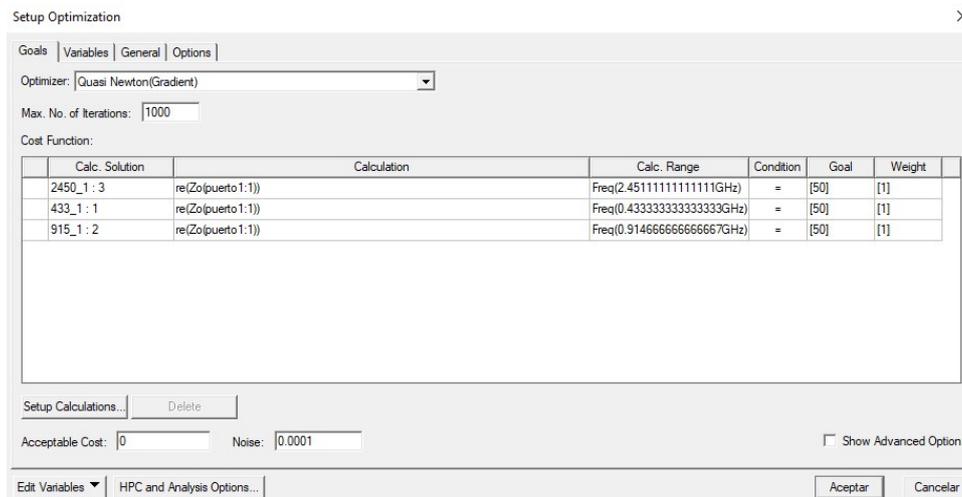


Figura 4.28: Ventana de optimización

Como muestra la Figura 4.28, son 3 los objetivos que se han establecido para este proceso

de optimización, los cuales indican que la Z_0 del sistema en las tres frecuencias objetivo (433 MHz, 915 MHz, 2.45 GHz) sea lo más cercana posible a 50Ω .

Tras ejecutar la optimización, el software proporciona el valor de gap con el se consiguen los mejores resultados, siendo en este caso 0.83691 mm. Dado que es un resultado muy pequeño, se decide redondear a 0.8 mm con el fin de que su mecanizado sea un poco más simple.

Por este mismo motivo, ya que no se puede asegurar que en el taller de mecanizado se obtengan 0.8 mm exactos (son procesos que implican un gran desembolso económico), decidimos realizar un estudio de sensibilidad enfocado a los elementos más susceptibles de cara al mecanizado, como son la anchura del gap y de la tira conductora, para comprobar como influyen ligeras variaciones en el diseño, y de esta forma, poder informar al taller de mecanizado cómo de estricto se debe ser con la fabricación de cada pieza.

En la Figura 4.29 se estudia el caso para pequeñas deformaciones que puedan surgir durante el proceso de mecanizado (entre 2.8 mm y 3.2 mm).

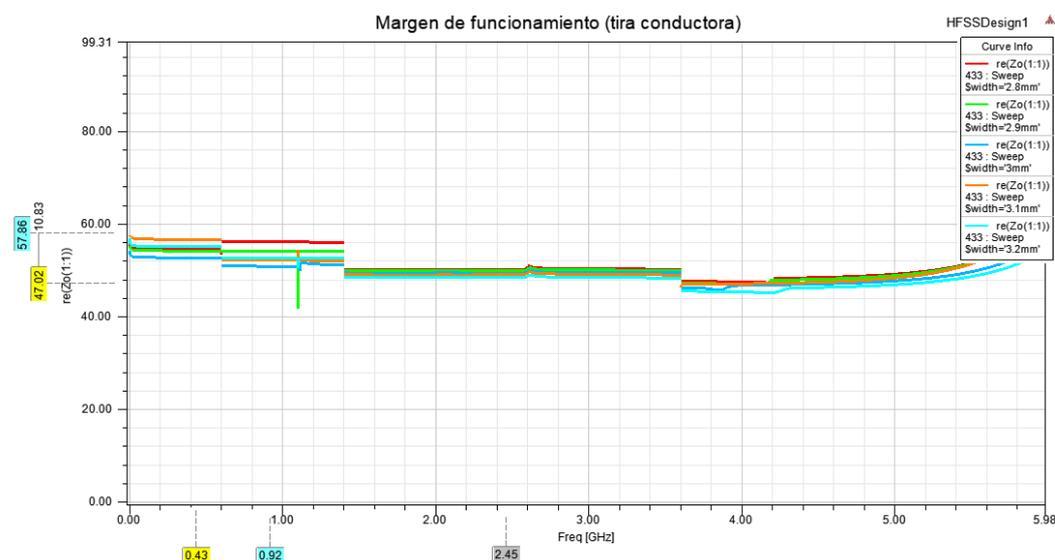


Figura 4.29: Estudio de sensibilidad para distintos anchos de tira

Para las tres frecuencias de interés se aprecia un buen comportamiento para cualquier imperfección que se pueda producir con la tira conductora, siendo el valor máximo de Z_0 que se obtiene de $56,65 \Omega$, más que aceptable, para un ancho de 3.11 mm a 433 MHz.

<i>Ancho de tira</i>	Z_0 [Ω]				
	<i>2.8 mm</i>	<i>2.9 mm</i>	<i>3 mm</i>	<i>3.1 mm</i>	<i>3.2 mm</i>
433 MHz	54.48	54.16	52.68	56.65	55.08
915 MHz	56.11	54.08	50.81	52.15	52.58
2.45 GHz	50.20	49.94	49.41	49.03	48.42

Tabla 4.2: Valores obtenidos en la Figura 4.29

Se observa que la coplanar en este caso presenta mejores resultados para 2.45 GHz, donde prácticamente su Z_0 no se ve afectada por la variación del ancho de la tira.

De igual forma se comprueban los efectos producidos por variaciones que puedan surgir por desajustes en el ancho de los gap. El estudio se ha realizado entre anchos de 0.6 mm y 1mm, obteniendo los siguientes resultados:

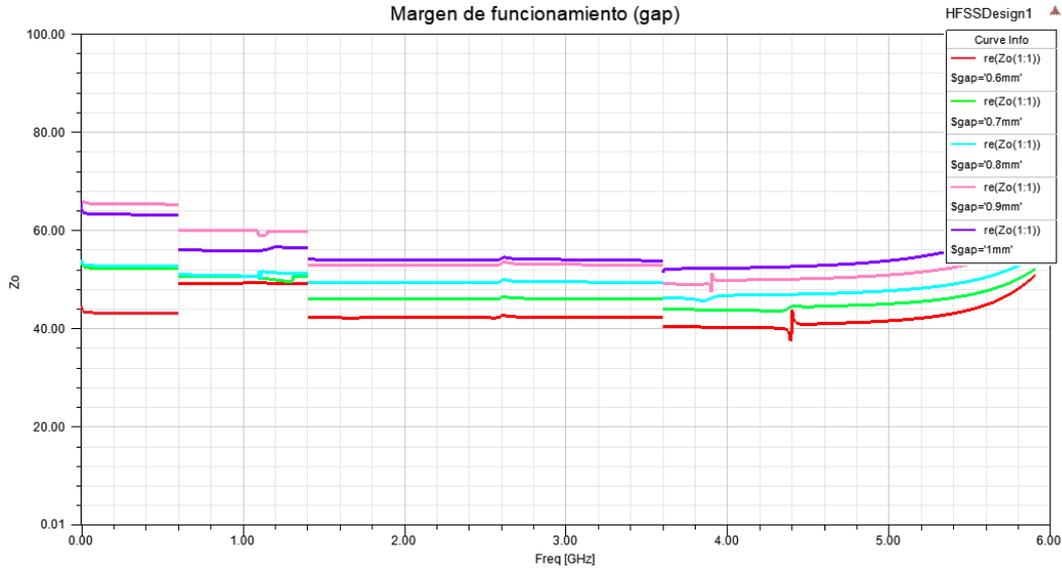


Figura 4.30: Estudio de sensibilidad para distintos anchos de gap

	Z_0 [Ω]				
<i>Gap</i>	<i>0.6 mm</i>	<i>0.7 mm</i>	<i>0.8 mm</i>	<i>0.9 mm</i>	<i>1 mm</i>
433 MHz	43.11	52.22	52.68	65.3	63.18
915 MHz	49.27	50.67	50.81	59.91	55.88
2.45 GHz	42.23	46	49.41	52.93	54.05

Tabla 4.3: Valores obtenidos en la Figura 4.30

En este caso, los valores no aparecen tan agrupados como ocurría con el ancho de gap, por lo que nos vemos limitados, basándonos en los resultados, a forzar lo máximo posible el tamaño del gap a 0.8 mm, siempre que sea posible, y en caso de necesitar apurar, siempre hacia 0.7 mm, ya que con valores superiores los resultados no son nada óptimos. También es visible como, a conforme se reduce la frecuencia de uso, las variaciones se ven acentuadas, variando en mayor medida.

Por esto, en caso de poder elegir a que frecuencia trabajar, es recomendable escoger siempre la de 2.45 GHz para asegurarse un correcto funcionamiento.

Por último, es necesario comprobar si con las modificaciones finales del ancho de tira y el ancho de gap el modelo va a ser afectado por los modos que debemos tener en cuenta.

Para los modos par e impar, en la Figura 4.31 se observa que el modo impar se empieza a propagar a partir de los 2 GHz, aunque no supone ningún problema al llegar a la frecuencia 2.45 GHz ya que su valor se ha visto normalizado, por lo que por parte de estos dos modos no encontramos ningún problema aparente.

En cuanto al modo TE_{10} , como demuestra la Figura 4.32, se propaga a partir de los 2.6 GHz por lo que no afecta a las 3 primeras frecuencias de interés, mientras que la de 5.8

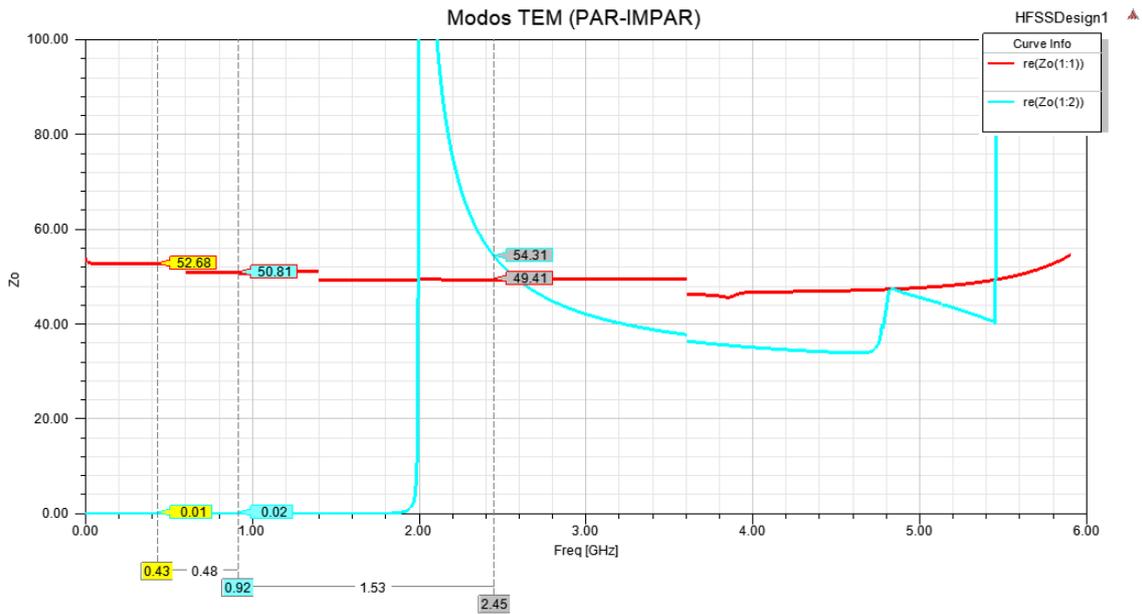


Figura 4.31: Efectos modos par (rojo) e impar (azul) para el modelo final

GHz se ve claramente afectada, por lo que nos vamos a ver obligados a no incluirla en el proyecto y dejarla como una posible mejoría del diseño de cara al futuro.

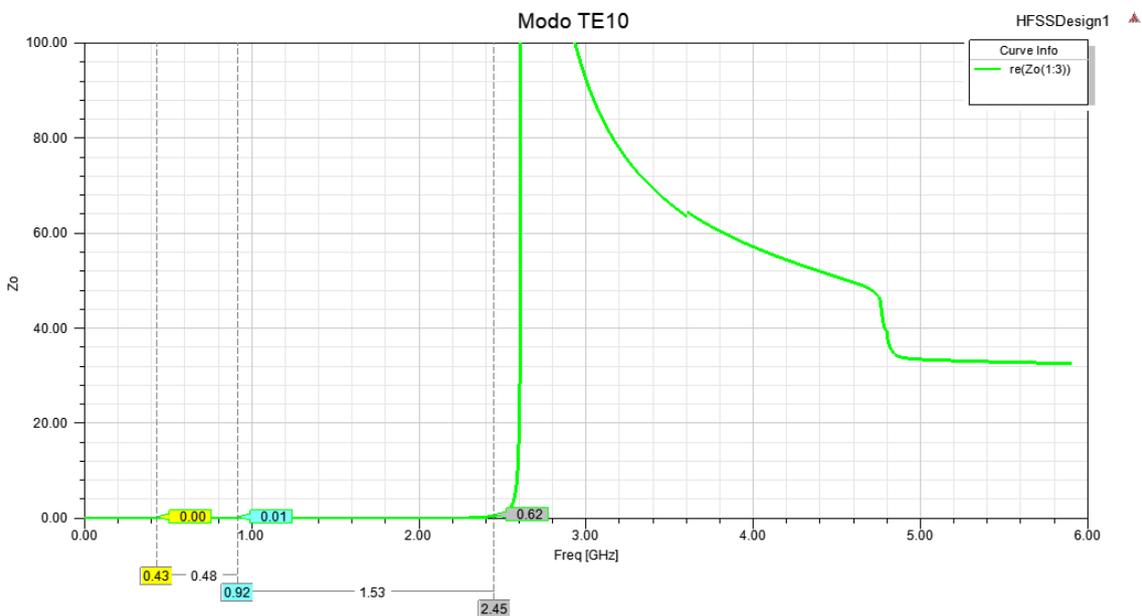


Figura 4.32: Efecto modo TE_{10} para el modelo final

Con esto queda definido el modelo final que se va a utilizar, que presentará las siguientes dimensiones:

Dimensiones finales [mm]	
	<i>Modelo final</i>
Ancho	40
Altura del teflón	7
Ancho de la tira conductora	3 (1.5 al principio y final)
Espesor del conductor, gap y tira	1
Largo	150

Tabla 4.4: Dimensiones finales del modelo

4.3. Adaptación de impedancias

En esta sección se mostrarán las simulaciones realizadas en el modelo con el fin de poder, por un lado, observar el comportamiento del diseño para comprobar que es el esperado, y por otro obtener las dimensiones finales para poder desarrollarse.

Tal y como se ha comentado anteriormente, la adaptación de impedancias se va a lograr situando dos materiales de una permitividad eléctrica determinada, que actuarán como condensadores, siendo capaces de desplazarlos a lo largo de la línea.

Para el diseño, nos hemos enfocado en dos partes:

- Las dimensiones del material a utilizar
- La permitividad eléctrica del material en cuestión

En cuestión, se ha decidido que se hará uso de materiales de mismas dimensiones, cada uno con su respectiva permitividad eléctrica.

Para esto debemos de tener en cuenta las siguientes ecuaciones:

$$Y = G + jB \quad \rightarrow \quad jB = j2\pi fC \quad (4.1)$$

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad (4.2)$$

donde en la ecuación 4.1 G hace referencia a la conductancia y B a la susceptancia, C el valor del condensador en cuestión, ε_r la permitividad eléctrica del material usado, S el área del material, y d el grosor.

Por este motivo, se deduce que, dado que el valor de la susceptancia se ve influenciado tanto por la frecuencia, como por el material usado, será necesario usar distintos materiales para cada frecuencia con el fin de alcanzar el objetivo de adaptación deseado.

4.3.1. Dimensiones del material

Para el material debemos tener en cuenta tanto la superficie como el grosor, con el fin de lograr un tamaño que se adapte al diseño realizado para la coplanar, y de igual forma permita adaptar correctamente.

Partiendo entre varias opciones, y dejando fijo el valor del ancho del material a 12 mm, se valorará el efecto del tamaño de la longitud del material para decantarnos por el que mejor comportamiento presente. Para ello, se simulará para una posición fija del material (a la mitad de la línea, 75 mm) el efecto de varias permitividades eléctricas (de 1 a 30) para cada longitud seleccionada:

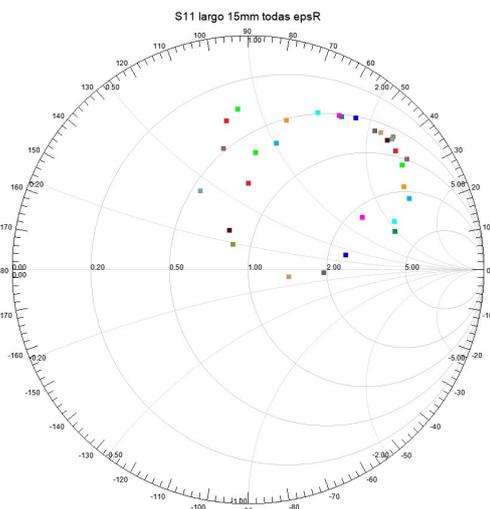


Figura 4.33: Distribución para longitud de 15 mm

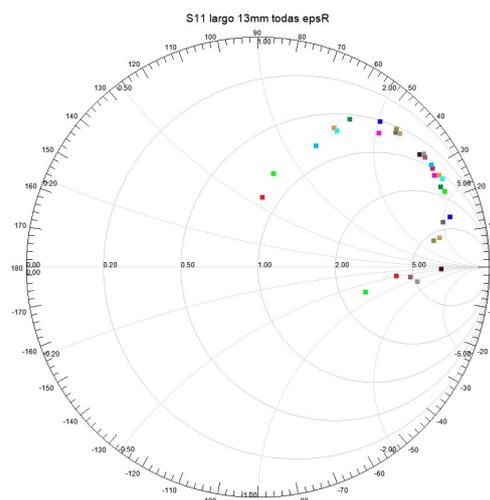


Figura 4.34: Distribución para longitud de 13 mm

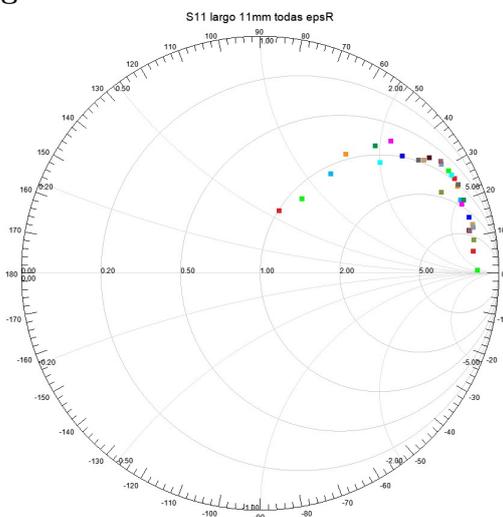


Figura 4.35: Distribución para longitud de 11 mm

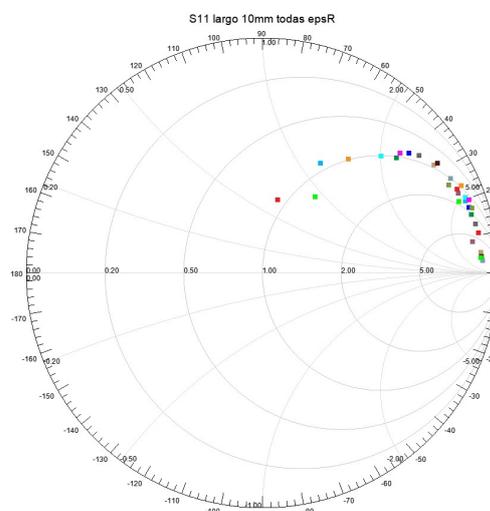


Figura 4.36: Distribución para longitud de 10 mm

Comparando anteriores figuras es evidente que conforme se reduce la longitud del material, mayor es el número de permitividades disponibles, y mejor se puede realizar la adaptación. Esto se deduce fijándonos en las posiciones de los parámetros representados en cada figura, donde es en la 4.36 donde se alcanza el mayor $|\rho|$, donde también se ve a simple vista que dichos valores se encuentran en su gran mayoría en la circunferencia de radio $|\rho_{max}|$.

En cambio, en la Figura 4.33 se obtienen los peores resultados, donde la mayoría presentan

valores bajos, y sus máximos son más bajos que los del resto de figuras.

Por estos motivos se concluye en que la longitud escogida será la de 10 mm. Sería interesante estudiar valores menores, pero serían demasiados bajos para implementarse físicamente.

4.3.2. Comportamiento del adaptador

Una vez escogido el tamaño del material, es interesante comprobar el comportamiento del adaptador a las tres frecuencias de interés con las dimensiones finales.

El procedimiento que se va a usar para comprobar el comportamiento consistirá en representar para una permitividad en cuestión la traza que describe en la carta de Smith al desplazarse a lo largo de la línea. Si se consigue trazar una circunferencia, a la que llamaremos circunferencia de ρ constante, el dispositivo funcionará como toca. Es importante remarcar que cuanto mayor sea el radio de dicha circunferencia, mayor número de admitancias seremos capaces de adaptar.

En primer lugar se simula el circuito a 2.45 GHz:

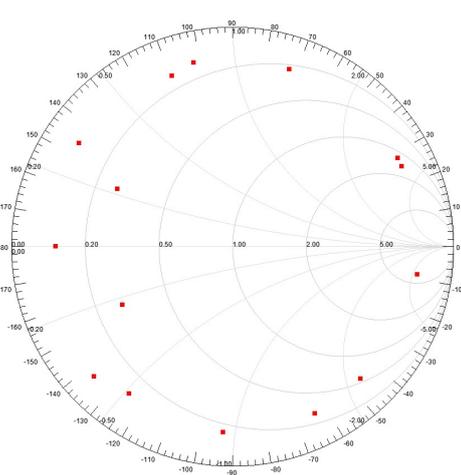


Figura 4.37: Distribución para $\varepsilon_r = 5$

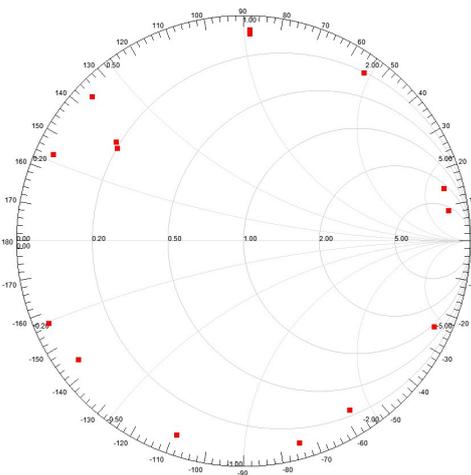


Figura 4.38: Distribución para $\varepsilon_r = 10$

Es obvio al comparar las figuras que el radio de la circunferencia se amplía al utilizar permitividades de mayor valor. En este caso, en la Figura 4.37 la circunferencia tiene una $|\rho|$ constante de 0.85, mientras que en la Figura 4.38 alcanza el valor de 0.93, cubriéndose prácticamente toda la carta de Smith.

Con esto se deduce que, para 2.45 GHz, se va a conseguir una muy buena adaptación para prácticamente cualquier material de los que se tenían en cuenta (alúmina, FR-4...).

Para 915 MHz obtenemos unos resultados similares, necesitando en este caso valores de permitividades mayores para compensar la reducción del valor de la frecuencia en la ecuación 4.1. En cuestión, se logran los objetivos de adaptación (circunferencia de ρ constante ≈ 0.9) para ε_R iguales o superiores a 10, por lo que la alúmina nos sigue sirviendo a esta frecuencia.

El problema surge al simular a 433 MHz. A esta frecuencia, la longitud de onda λ tiene

el valor de 69.28 cm. Teniendo en cuenta que para trazar una circunferencia completa en la carta de Smith se deben recorrer $\lambda/2$ y que la longitud de la coplanar es de 15 cm, se llega a la conclusión de que no se podrá adaptar cualquier admitancia, tal y como se ve en la Figura 4.39.

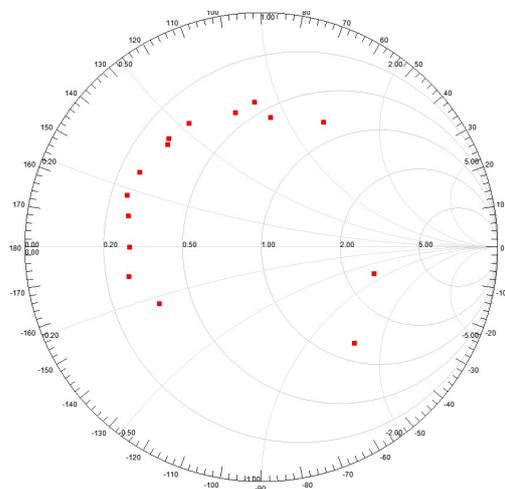


Figura 4.39: Simulación con 15 cm de largo de línea

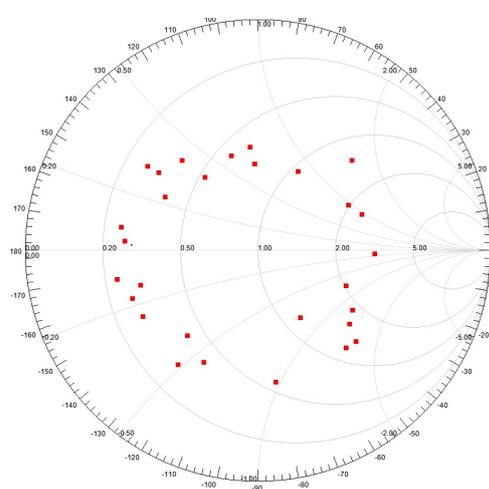


Figura 4.40: Simulación con 30 cm de largo de línea

Al realizar una simulación cambiando el largo de la coplanar a 300 mm (Figura 4.40), se observa que se logra realizar la circunferencia completa. Para solventar este problema en el modelo real, se hará uso de un coaxial de 15 cm que se acoplará a la entrada de la línea en caso de que sea necesario para adaptar el circuito en cuestión.

De cualquier forma, en ambas figuras se aprecia que no se logra alcanzar el objetivo deseado, igual que pasaba a la frecuencia de 915 MHz. En esta situación, tenemos dos soluciones:

- Doblar la superficie del material (alargándolo)
- Trabajar con materiales con permitividades más altas

La primera solución nos permitiría utilizar materiales con menor permitividad en caso de no disponer de otros materiales. En cualquier caso, la solución óptima será escoger materiales con permitividades elevadas. Simulando, se observa que los objetivos se cumplen para valores de $\epsilon_r \geq 25$.

4.3.3. Ejemplo de adaptación

A continuación se va a comprobar el funcionamiento del dispositivo a partir de una simulación. Para esto, se ha configurado que en el puerto 1 el sistema esté adaptado, mientras que en el puerto 2 ha sido configurado para simular un circuito de impedancia característica 100Ω .

Para la comprobación se ha utilizado el siguiente diseño (Figura 4.41):

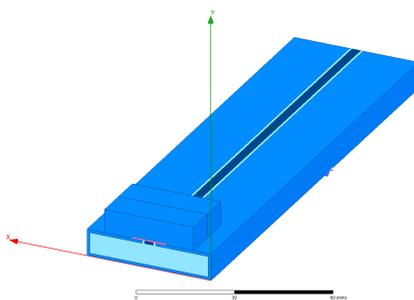


Figura 4.41: Modelo simulado

En dicha simulación se han configurado las dimensiones de los componentes tal y como se ha estudiado. El estudio se realizará a una frecuencia de 2.45 GHz y para adaptar se hará uso de uno de los principales materiales pensados a la hora de implementarlo industrialmente, con Alúmina 96 %, que presenta una permitividad eléctrica de 9.9.

A la hora de realizar la simulación, se ha decidido estudiar el comportamiento para todas las combinaciones posibles entre el primer bloque y el segundo, con el fin de obtener automáticamente la posición que mejor adapte el circuito. Puede que las posiciones obtenidas no sean las óptimas, dado que el paso escogido entre posiciones es de 2 mm ya que un paso menor habría requerido demasiado tiempo de simulación.

Los resultados obtenidos se observan en la Figura 4.42:

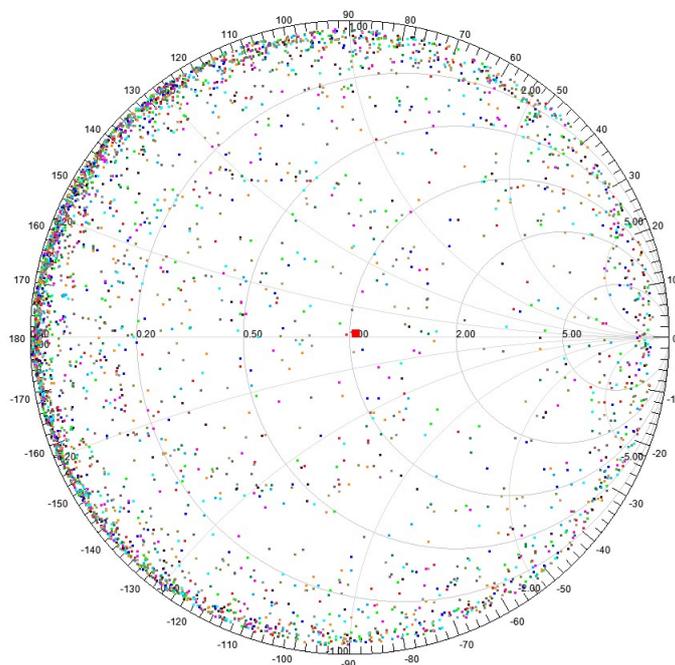


Figura 4.42: Resultados obtenidos

Teniendo en cuenta que cualquier valor que cumpla $|\rho| < 0,1$ sirve como adaptación, encontramos bastantes resultados posibles, del cual escogemos el que se ha destacado con el color rojo y mayor tamaño. Dicho resultado se obtiene al situar el primer bloque a 52

mm del puerto 1, y el segundo bloque a 64 mm.

Para estas posiciones, el valor de S_{21} obtenido es de 0.3893 dB, comprobando que de igual forma se transmite prácticamente toda la señal.

Por lo tanto, se establece que un circuito de 100Ω de impedancia característica estará adaptado al utilizar nuestro dispositivo de la siguiente forma:

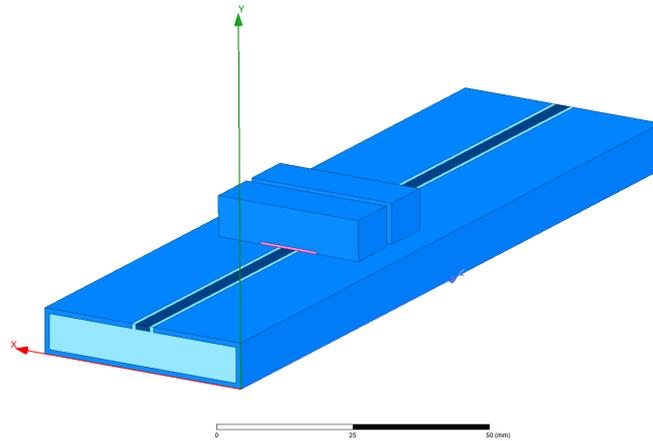


Figura 4.43: Distribución de la guía para lograr adaptación

4.4. Cortocircuito variable

Como ampliación del proyecto se ha estudiado el comportamiento de desplazar un conductor a lo largo de la línea, formando un cortocircuito. Para comprobar su comportamiento se han seguido los pasos del adaptador de impedancias, esta vez utilizando un único bloque de material conductor como bloque a desplazar (Figura 4.44).

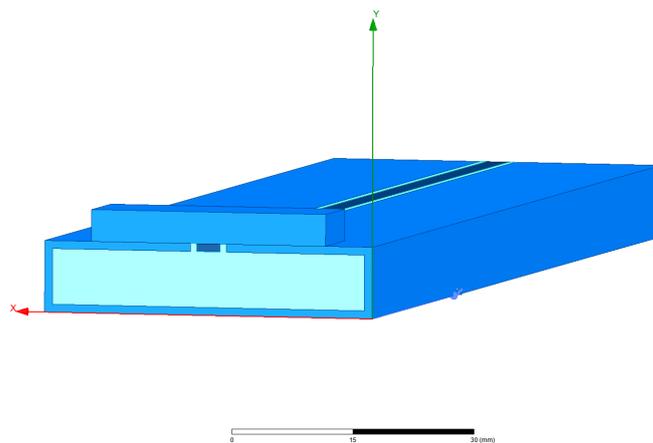


Figura 4.44: Modelo simulado

Sabemos que el valor absoluto del coeficiente de reflexión para un cortocircuito es de $|\rho| = 1$, por lo que idealmente, al desplazar el conductor a lo largo de coplanar se debería

de observar como se recorre el contorno de la carta de Smith.

Los resultados obtenidos al completar la simulación son los siguientes:

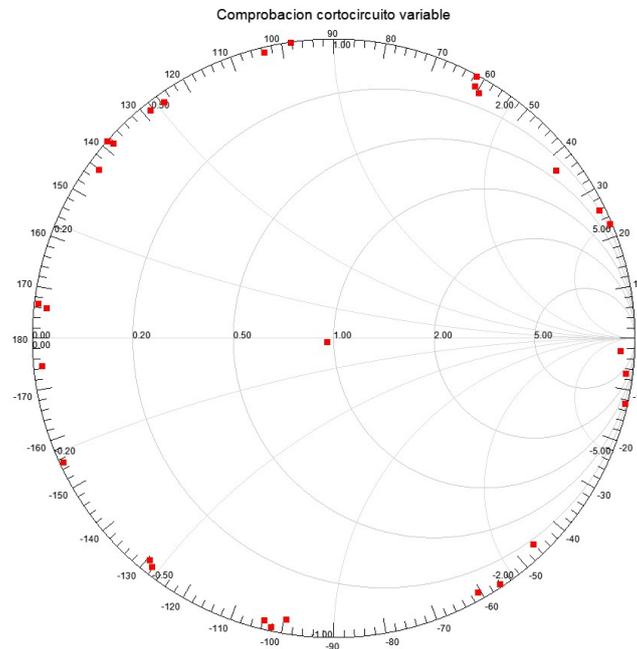


Figura 4.45: Resultados obtenidos al simular

En la Figura 4.45 se comprueba que, como se esperaba, se alcanzan prácticamente $|\rho|$ de entre 0.97 y 0.99, por lo que deducimos que existen pérdidas del propio diseño, que no afectan en gran medida al modelo simulado.

Para acabar de comprobar el efecto del cortocircuito, en la Figura 4.46 se observa el parámetro de transmisión S_{21} , que refleja la transmisión de señal del puerto 1 al puerto 2 en función de la posición del cortocircuito.



Figura 4.46: Transmisión observada en la coplanar con la acción del cortocircuito

Al observar que dicho parámetro ronda los -30 dB bajo el efecto del bloque conductor, podemos afirmar el buen funcionamiento del cortocircuito en la simulación.

Capítulo 5

Pliego de condiciones

En este capítulo se presenta el diseño gráfico realizado para la mecanización de la guía de onda coplanar. De esta forma se añade una descripción de cada una de las piezas utilizadas y su coste.

5.1. Diseño gráfico

5.1.1. Software: SOLIDWORKS

El software CAD SOLIDWORKS® es una aplicación de automatización de diseño mecánico que les permite a los diseñadores croquizar ideas con rapidez, experimentar con operaciones y cotas, y producir modelos y dibujos detallados [15].

En este caso el software ha sido utilizado para diseñar cada pieza de forma individual, realizar sus planos para su mecanización, y realizar su ensamblaje para observar el prototipo en un entorno 3D.

5.1.2. Piezas principales

Las piezas principales del diseño son las que conforman una línea coplanar básica, lo que viene siendo su tira conductora, el dieléctrico que la sostiene (en este caso teflón), y las placas conductoras situadas a cada lado de la tira conductora.

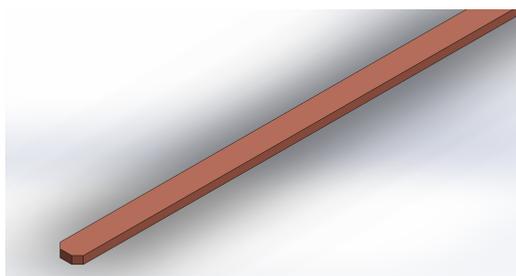


Figura 5.1: Tira conductora

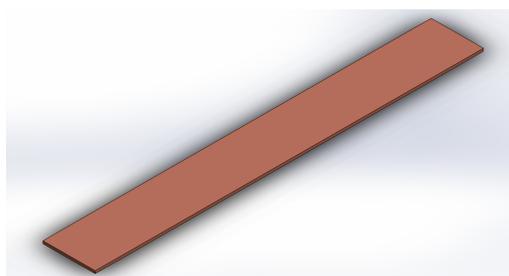


Figura 5.2: Placas conductoras

La tira mostrada en la Figura 5.1 y las dos placas de la Figura 5.2 se han fabricado de latón en vez de aluminio como el resto de componentes debido a la complejidad que presentaba fabricarlas de ese material por sus dimensiones. Como se comentó en el capítulo anterior, la tira ha sido adaptada en sus extremos para evitar en la medida de lo posible el contacto con el material conductor de la tapa frontal.

El bloque de teflón mostrado en la Figura 5.3 se ha diseñado según las dimensiones óptimas

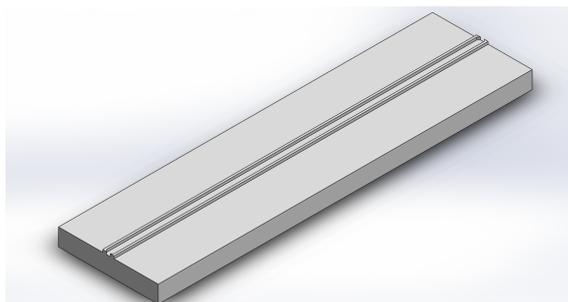


Figura 5.3: Bloque de teflón

obtenidas en el capítulo 4. También presenta los gap que se elevan una altura igual a la del grosor de la tira y las placas conductoras. Esto se ha realizado para evitar tener un medio extra a la hora de hacer contacto entre material y tira, donde, en una coplanar normal, en los huecos del gap encontraríamos zonas de aire. Los extremos de los gap se han adaptado a las modificaciones de la tira conductora.

5.1.3. Piezas complementarias

Como piezas complementarias tenemos las 5 tapas (2 laterales, 2 frontales, 1 inferior) y los dos conectores utilizados, así como los bloques utilizados como corto, soporte de materiales y bloque de presión.

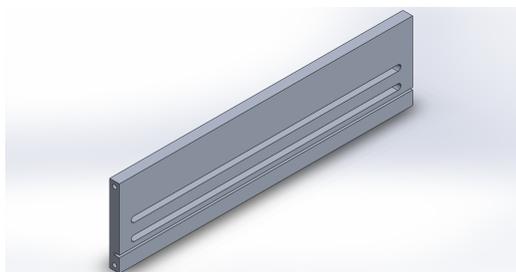


Figura 5.4: Tapa lateral

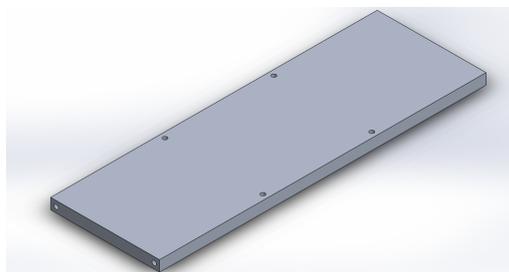


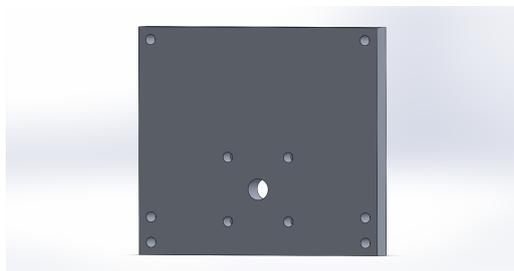
Figura 5.5: Tapa inferior

Las tapas laterales, tal y como se muestran en la Figura 5.4, presentan varias ranuras para adaptarse al primer modelo. Las 2 primeras, transversales a la pieza, se utilizan para conectar los bloques de soporte y presión con tornillos, lo que permite desplazarlos a lo largo de la línea con el fin de realizar las tareas de adaptación. La última ranura presenta una profundidad de 2.5 mm, donde se introduce una parte de las placas conductoras con el fin de obtener mayor estabilidad en el diseño y asegurar el contacto entre ambos conductores.

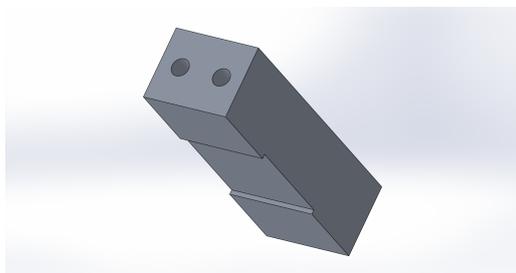
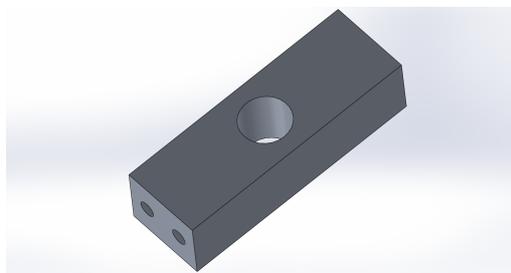
La tapa inferior (Figura 5.5) se utiliza de plano de masa inferior (estudiado en el Marco teórico) y como soporte de las tapas laterales y frontales.

La tapa frontal mostrada en la Figura 5.6 es utilizada como enlace entre la coplanar y el conector, y se encuentra adaptado a su tamaño.

El conector presenta su teflón recortado, y el vivo está modificado para acoplarse perfec-

**Figura 5.6: Tapa frontal****Figura 5.7: Conector utilizado**

tamente en la superficie de la tira conductora.

**Figura 5.8: Soporte material****Figura 5.9: Bloque de presión**

El bloque de la Figura 5.8 la cara plana se utilizará como corto, ya que en sí está fabricada de material conductor, mientras que la cara con el hueco será usada cuando el objetivo del sistema sea el de adaptar cualquier sistema. Esto simplifica el modelo ya que elimina la necesidad de tener distintos bloques para distintas aplicaciones.

El contacto del corto/material con la tira conductora se asegura gracias al bloque de presión, donde, haciendo uso de un tornillo que lo atraviesa transversalmente, se hace presión sobre el bloque de abajo.

5.2. Ensamblaje

Una vez introducidas las piezas, se muestra el modelo 3D ensamblado en la Figura 5.10.

Algunos de los tornillos y bloques no coinciden con el modelo real dado a que sus piezas no se encontraban disponibles para su uso en el software.

El modelo real obtenido es mostrado en la Figura 5.12.

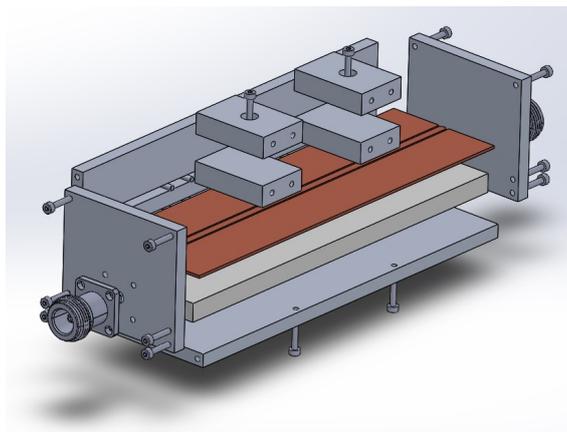


Figura 5.10: Despiece del modelo

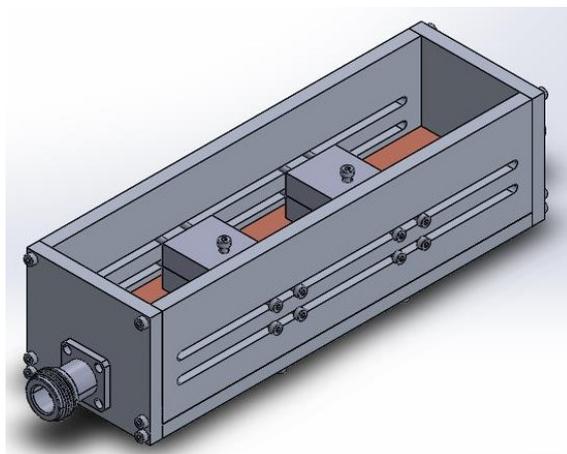


Figura 5.11: Modelo ensamblado



Figura 5.12: Modelo final

5.3. Partida económica

El proyecto se ha realizado en la empresa *Tarí Mecanizados*, y el desembolso económico total asciende a los 3072,19€ para mecanizado y ensamblaje.

Capítulo 6

Medidas y resultados

En este capítulo se van a mostrar los resultados que se han llegado a obtener al realizar medidas con el diseño mecanizado.

6.1. Herramientas

En primer lugar es importante hablar de las herramientas utilizadas tanto para la obtención como el procesado de los datos.

6.1.1. Analizador de redes Keysight N9917A

El analizador de redes Keysight N9917A (fig. 3.8) es un analizador portable con batería integrada desarrollado por Keysight Technologies [16].

Se ha utilizado en este proyecto para observar el comportamiento de la propia coplanar, el del cortocircuito variable y el del condensador generado para la adaptación de impedancias, ya que permite exportar los datos tanto en ficheros .png como en .s2p para tratarlos luego de la forma deseada.

6.1.2. MATLAB

MATLAB es un programa para realizar cálculos numéricos con vectores y matrices, y por tanto se puede trabajar también con números escalares (tanto reales como complejos), con cadenas de caracteres y con otras estructuras de información más complejas [17].

Se ha utilizado en este proyecto con el fin de procesar los ficheros .s2p obtenidos por el analizador de redes y poder representar los resultados.

6.2. Resultados

Para la obtención de resultados se ha utilizado el montaje que se aprecia en la Figura 6.1.

En primer lugar se observan las características básicas de la línea. Para ello, en primer lugar se comprobará si el propio circuito se encuentra correctamente adaptado. Para la obtención de dicho resultado (Figura 6.3), se conectará el analizador de redes al puerto 1 de la línea coplanar, mientras que el puerto 2 tendrá acoplado una carga de 50 ohm (como se ve en el montaje).



Figura 6.1: Montaje para la obtención de los resultados

De la misma forma vamos a compararlo con el resultado que se obtendría al conectar el analizador de redes directamente a la carga adaptada (Figura 6.2).

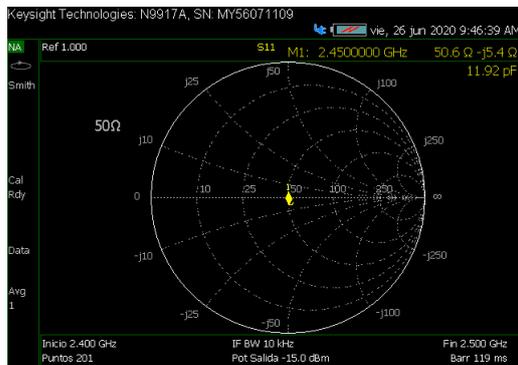


Figura 6.2: S11 obtenido al conectar directamente la carga adaptada

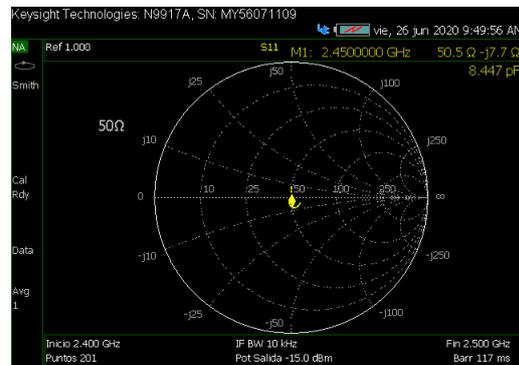


Figura 6.3: S11 obtenido al analizar la coplanar

De esta forma se comprueba que la coplanar ha sido diseñada correctamente y se encuentra adaptada. En los siguientes apartados se observarán los resultados observados para el cortocircuito y el adaptador de impedancias.

6.2.1. Cortocircuito variable

En primer lugar es importante comprobar que se obtiene un buen resultado haciendo uso del cortocircuito. Para ello, igual que se ha hecho anteriormente para comprobar que la línea está adaptada, se comparará el resultado obtenido al analizar un cortocircuito directamente, con uno generado en la línea al colocar una de las piezas sobre la tira conductora.

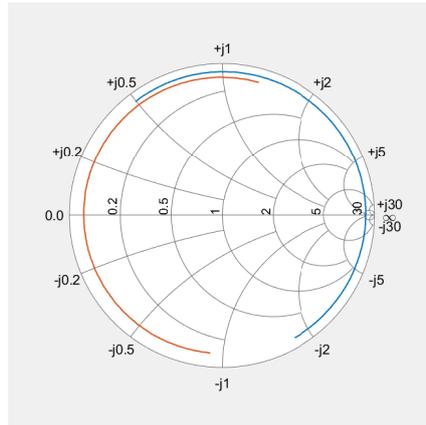


Figura 6.4: Corto directo (azul) y corto de la coplanar (naranja)

Se aprecian buenos resultados, obteniendo una $|\rho|$ de 0.9434 para el cortocircuito físico y 0.9088 para el cortocircuito obtenido haciendo uso de la coplanar. Los resultados que se obtienen a partir de la Figura 6.4 estarán representados en un rango de frecuencias con frecuencia central 2.45 GHz, 915 MHz o 433 MHz, para que la información resulte más clara (ya que se forma un arco en vez de un único punto). En este caso la representación se ha realizado para un rango de frecuencias entre 2.4 y 2.5 GHz.

A continuación se han medido para las tres frecuencias de interés el cortocircuito generado, alternando la posición del corto a saltos de $\lambda/8$ con el fin de comprobar el recorrido en la carta de Smith.

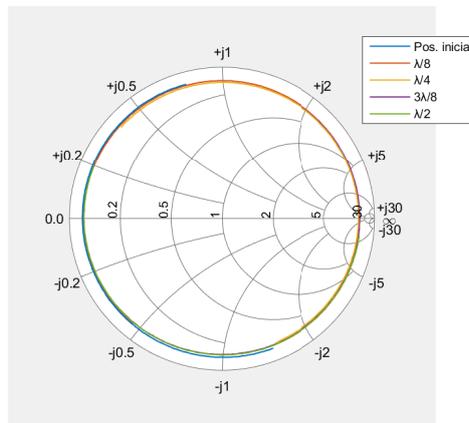


Figura 6.5: Cortocircuito observado para la frecuencia 2.45 GHz

En la Figura 6.5 se muestran los resultados obtenidos para la frecuencia 2.45 GHz. La $|\rho|$

obtenida oscila entre 0.9154 y 0.8989. También se observa que a esta frecuencia la longitud de onda es lo suficientemente pequeña para permitir dar una vuelta entera (llegando a la vuelta y media teóricamente)

Para un rango de frecuencias entre 890 y 940 MHz (centrado en 915 MHz) se obtienen los siguientes resultados:

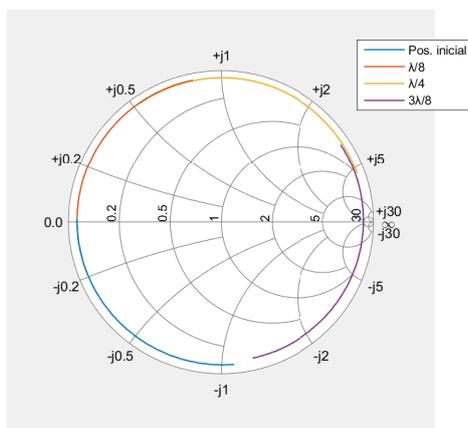


Figura 6.6: Cortocircuito observado para la frecuencia 915 MHz

En este caso, el valor de $|\rho|$ varía entre 0.9271 y 0.9538. Como se comprobó a base de simulación, en 915 también se llega a recorrer la carta de Smith dado que su valor de $\lambda/2$ a esta frecuencia es de 12.39 cm frente a los 15 cm de la guía coplanar.

Por último, para la frecuencia 433 MHz, con un rango entre 400 y 466 MHz, se vislumbran resultados mostrados en la Figura 6.7.

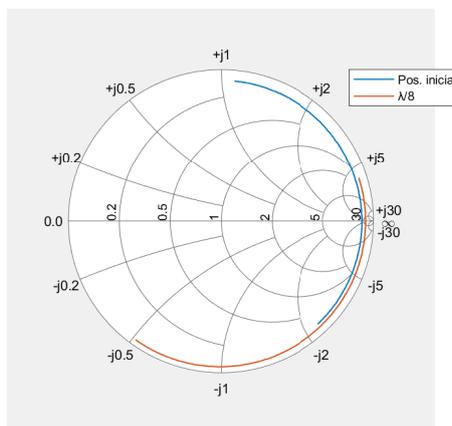


Figura 6.7: Cortocircuito observado para la frecuencia 433 MHz

Para este último caso los valores del coeficiente de reflexión oscilan entre 0.9234 y 0.9560. Como era de esperar, la longitud de onda a esta frecuencia es demasiado grande por lo que si deseamos cubrir la carta de Smith tendremos que usar líneas auxiliares en caso de ser necesario a la entrada de la coplanar.

6.2.2. Adaptador de impedancias

Debido al estado de alarma por el COVID-19, la planificación que se tenía del proyecto se vio alterada y por eso no ha sido posible obtener los materiales necesarios para la comprobación de la adaptación a las tres frecuencias.

Por esto mismo, no será posible obtener resultados similares a la simulación. En cualquier caso, se ha probado a desplazar una única pieza (en vez de 2) de 2 mm de grosor (frente a los 0.5 mm que deseábamos) de FR-4.

Siguiendo el método utilizado anteriormente para el cortocircuito, evaluamos los resultados a la frecuencia de 2.45 GHz:

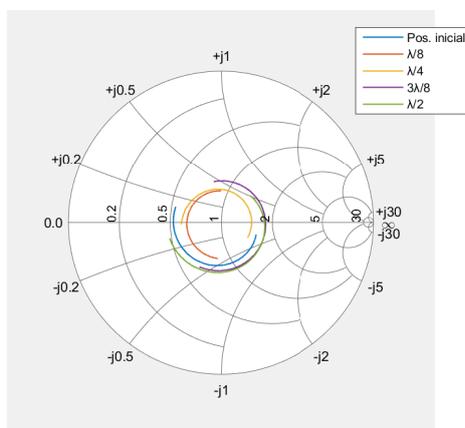


Figura 6.8: Efecto observado para la frecuencia 2.45 GHz

Si a los problemas ya comentados se le suma que trabajamos con una permitividad muy baja, es evidente que los resultados no serán todo lo óptimos que desearíamos.

Se ha realizado el mismo procedimiento para las frecuencias de 433 y 915 MHz, pero, como se descubrió con las simulaciones, este valor de ϵ_r no será suficiente para hacer efecto:

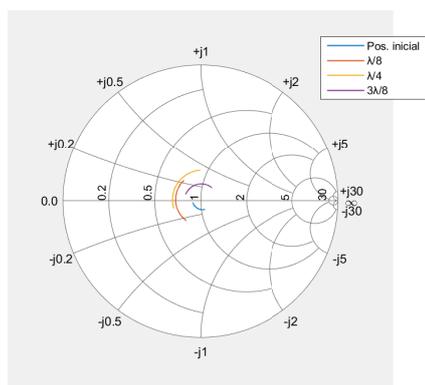


Figura 6.9: Efecto observado para la frecuencia 915 MHz

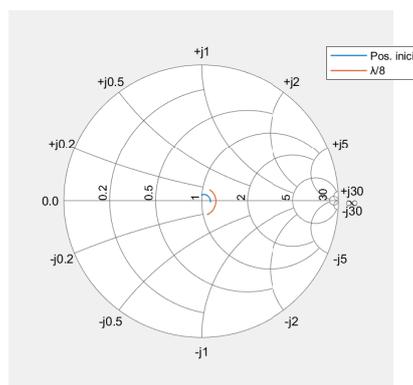


Figura 6.10: Efecto observado para la frecuencia 433 MHz

De esta forma, queda pendiente como líneas futuras probar con materiales con las dimensiones y permitividades adecuadas, en grupos de dos en vez de un único bloque.

Capítulo 7

Conclusiones

En este capítulo se va a comprobar si se han conseguido cumplir los objetivos propuestos.

Se ha conseguido diseñar una guía de onda coplanar adaptada a 50 ohm basándonos en las dimensiones propuestas inicialmente, variando el tamaño de la tira conductora y del gap. De igual forma, se ha comprobado mediante simulación que tanto la adaptación como el cortocircuito viable es posible de implementar con el diseño propuesto a las frecuencias de 433 MHz, 915 MHz y 2.45 GHz.

A la hora de obtener resultados reales, respecto al cortocircuito variable se han obtenido buenos resultados, mientras que por varios inconvenientes no ha sido posible comprobar correctamente el funcionamiento del adaptador de impedancias.

Se va a continuar trabajando con la guía coplanar para poder introducirla a aplicaciones industriales y poder comercializarla. Durante este proceso, se comprobará el funcionamiento del adaptador con materiales de dimensiones y características correctas, y se trabajarán en varias mejoras que han ido pensándose mientras se elaboraba el proyecto:

- Automatización del adaptador para poder variar las longitudes durante procesos (por ejemplo en medidas de almendras, conforme se van secando se necesitan distintas adaptaciones).
- Investigar sobre un método para obtener las longitudes de adaptación más rápido
- Mejorar el sistema de sujeción de las muestras utilizadas como condensador para poderlas desplazarla correctamente a lo largo de la línea sin necesidad de reajustarlas.
- Investigar sobre distintas distribuciones que permitan desplazar los modos lo suficiente para poder trabajar a la frecuencia de 5.8 GHz.

En general, se han conseguido unos buenos resultados basándonos en los objetivos que teníamos en general (incluyendo la caracterización de materiales estudiada por otro compañero) y que da paso a líneas futuras de mejora del dispositivo.

Bibliografía

- [1] Anitha Govind. “Antenna Impedance Matching – Simplified”. En: (2015), págs. 1-7. URL: <https://abracon.com/uploads/resources/Abracon-White-Paper-Antenna-Impedance-Matching.pdf>.
- [2] V Srirenganachiyar y A P Ece. “PASSIVE AND ACTIVE MICROWAVE DEVICES Ramco Institute of Technology”. En: 2018 (2018), págs. 2017-2018.
- [3] Constantine A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics (Balanis-1989).pdf*. 1989.
- [4] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. 2012. ISBN: 9780470631553.
- [5] Won Y. Yang y col. *Electronic Circuits, with MATLAB, PSpice and Smith Chart*, pág. 55. ISBN: 9781119598923.
- [6] Janusz A. Dobrowolski. *Microwave network design using the scattering matrix*, pág. 55. ISBN: 9781608071296.
- [7] Amal Banerjee. *Automated Broad and Narrow Band Impedance Matching for RF and Microwave Circuits*. 2019. ISBN: 9783319990002. DOI: 10.1007/978-3-319-99001-9.
- [8] Elías de los Reyes y Antoni Elias Fusté. “Adaptación de impedancias mediante doble ”slug” con elementos distribuidos, semiconcentrados y concentrados.” En: (1980), págs. 73-77.
- [9] Rainee N. Simons. *Coplanar Waveguide Applications*. Vol. 7. 2003, págs. 384-433. ISBN: 0471161217. DOI: 10.1002/0471224758.ch12.
- [10] Tapan K Sarkar y col. *History of Wireless {Wiley Series in Microwave and Optical Engineering}*. ISBN: 9780471718147.
- [11] Yihong Su y col. “Mode Composite Coplanar Waveguide”. En: *IEEE Access* 7 (2019), págs. 109278-109288. DOI: 10.1109/access.2019.2933834.
- [12] K. Beilenhof y W. Heinrich. “Excitation of the parasitic parallel-plate line mode at coplanar discontinuities”. En: *Journal of Chemical Information and Modeling* 53.9 (2017), págs. 1689-1699. ISSN: 1098-6596. DOI: 10.1017/CB09781107415324.004. arXiv: [arXiv:1011.1669v3](https://arxiv.org/abs/1011.1669v3).
- [13] Reference Manual. “COMSOL Multiphysics® v. 5.4. www.comsol.com. COMSOL AB, Stockholm, Sweden”. En: (2018).
- [14] Valeria Tapia y Patricio Mena. “Manual introductorio a HFSS”. En: ().
- [15] Dassault Systèmes SolidWorks Corporation. “Introducción a Solidworks”. En: *Solidworks* (2015). ISSN: 00319384. DOI: 10.1016/0031-9384(94)90368-9.
- [16] A-series Fieldfox Analyzers. “Keysight”. En: ().
- [17] Servicios Informáticos U C M. “Manual Básico De Matlab”. En: ().

Parte II

Anexos

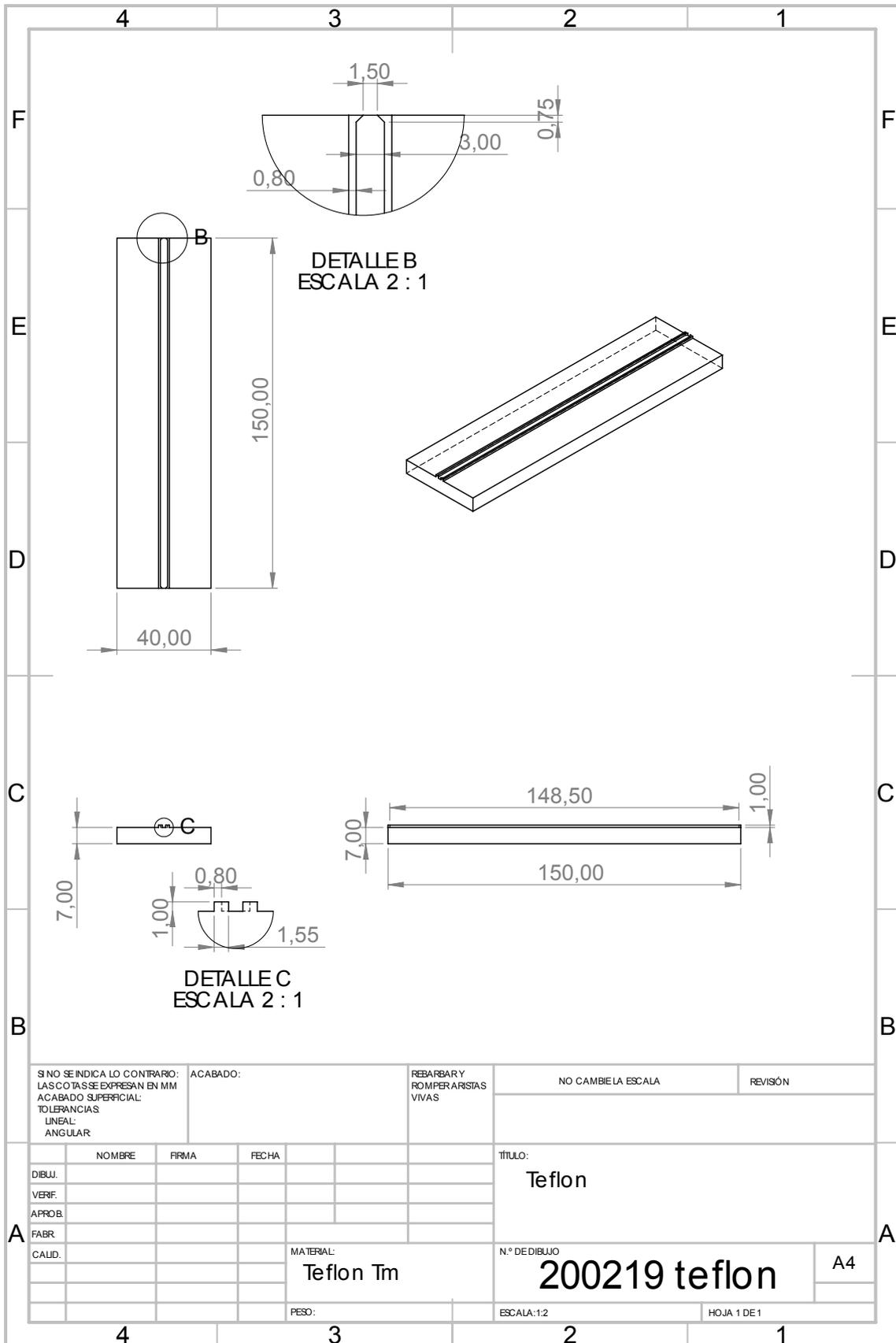
Apéndice A

Planos del diseño

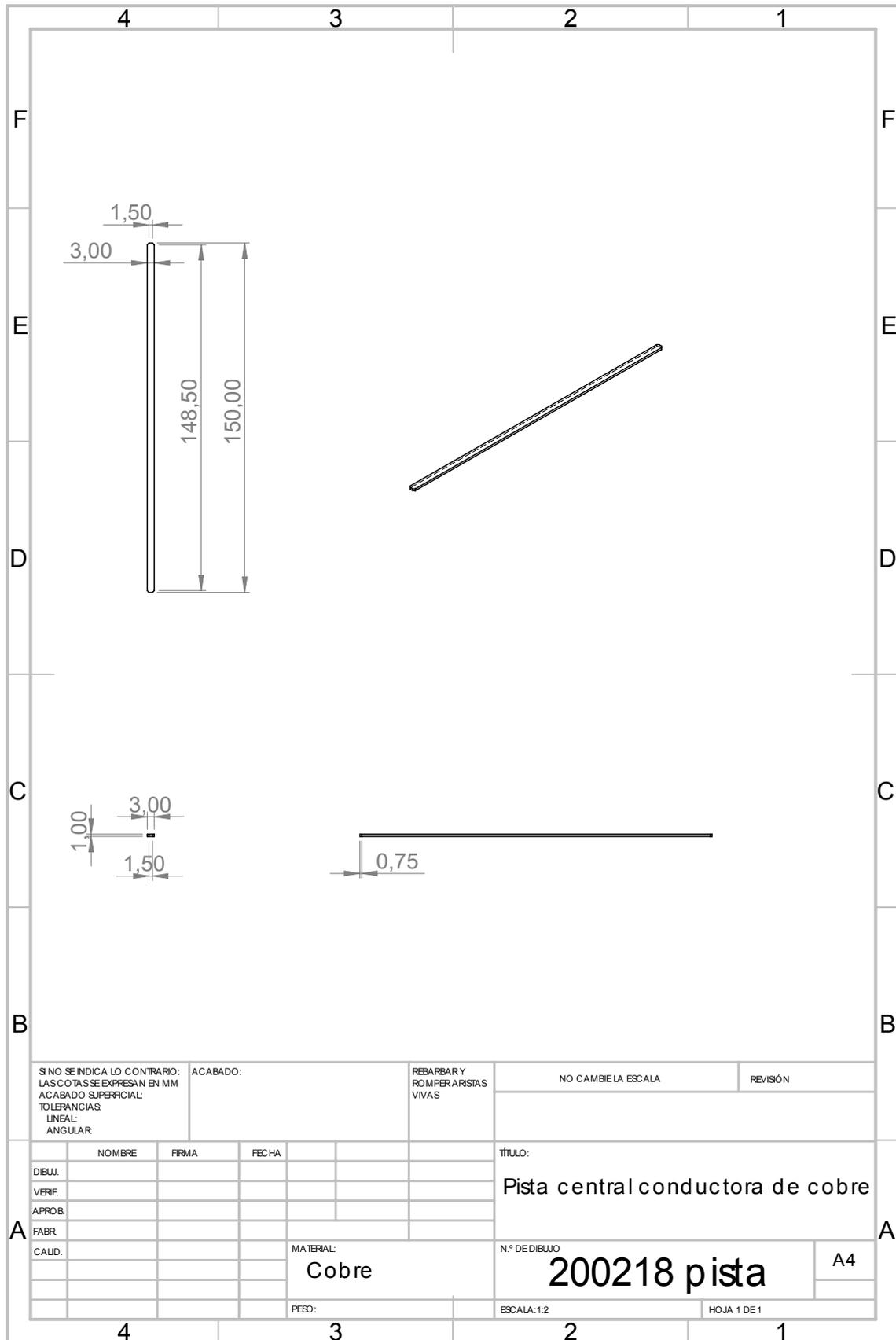
En este apartado se presentan los planos obtenidos del diseño de la guía coplanar para su fabricación y ensamblaje. Estos planos han sido obtenidos mediante la herramienta *SOLIDWORKS* a partir de sus modelos 3D diseñados en el mismo programa, y posteriormente han sido acotados uno a uno. Es importante remarcar que los valores observados en los planos hacen referencia a milímetros (mm).

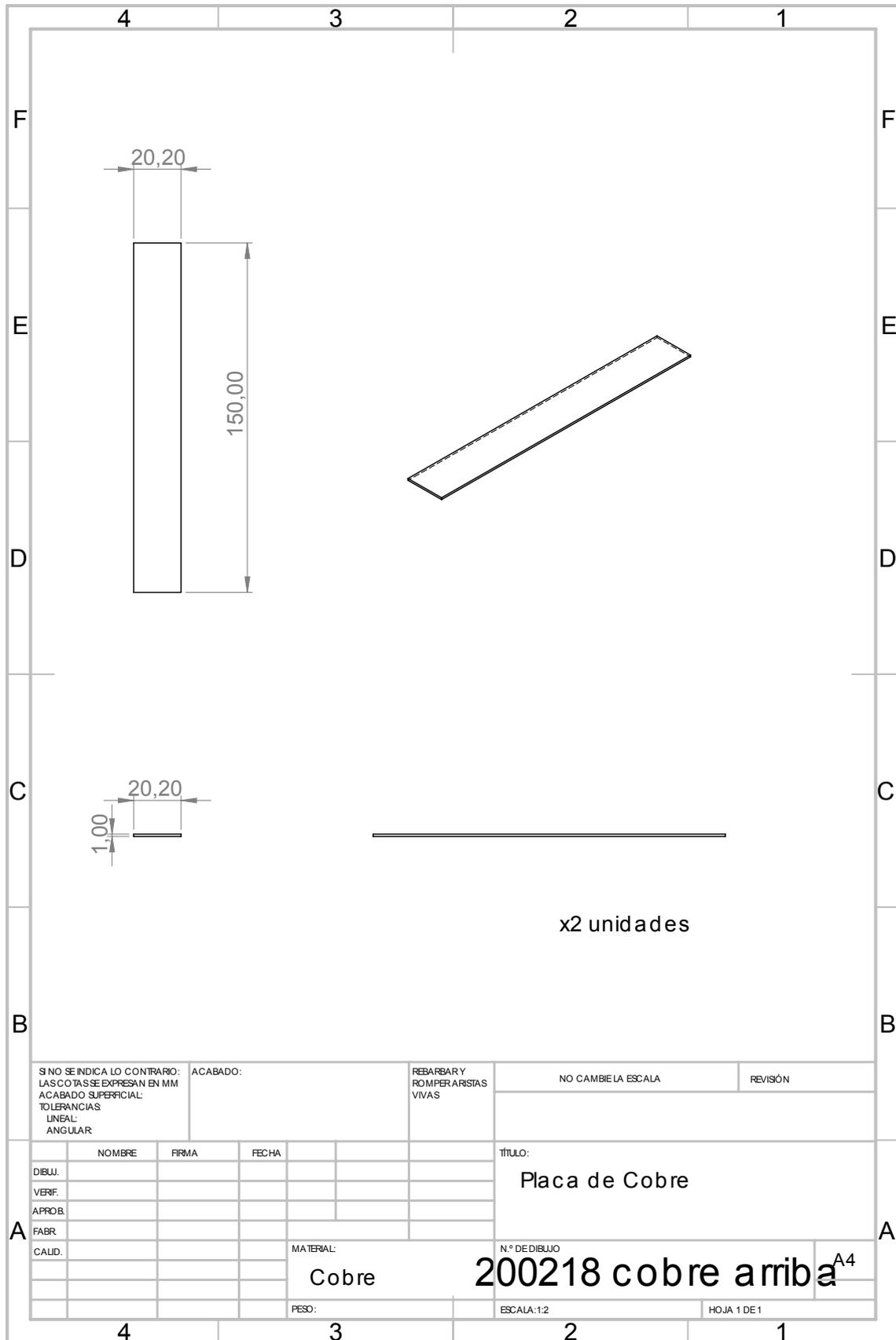
Los planos representan, en orden:

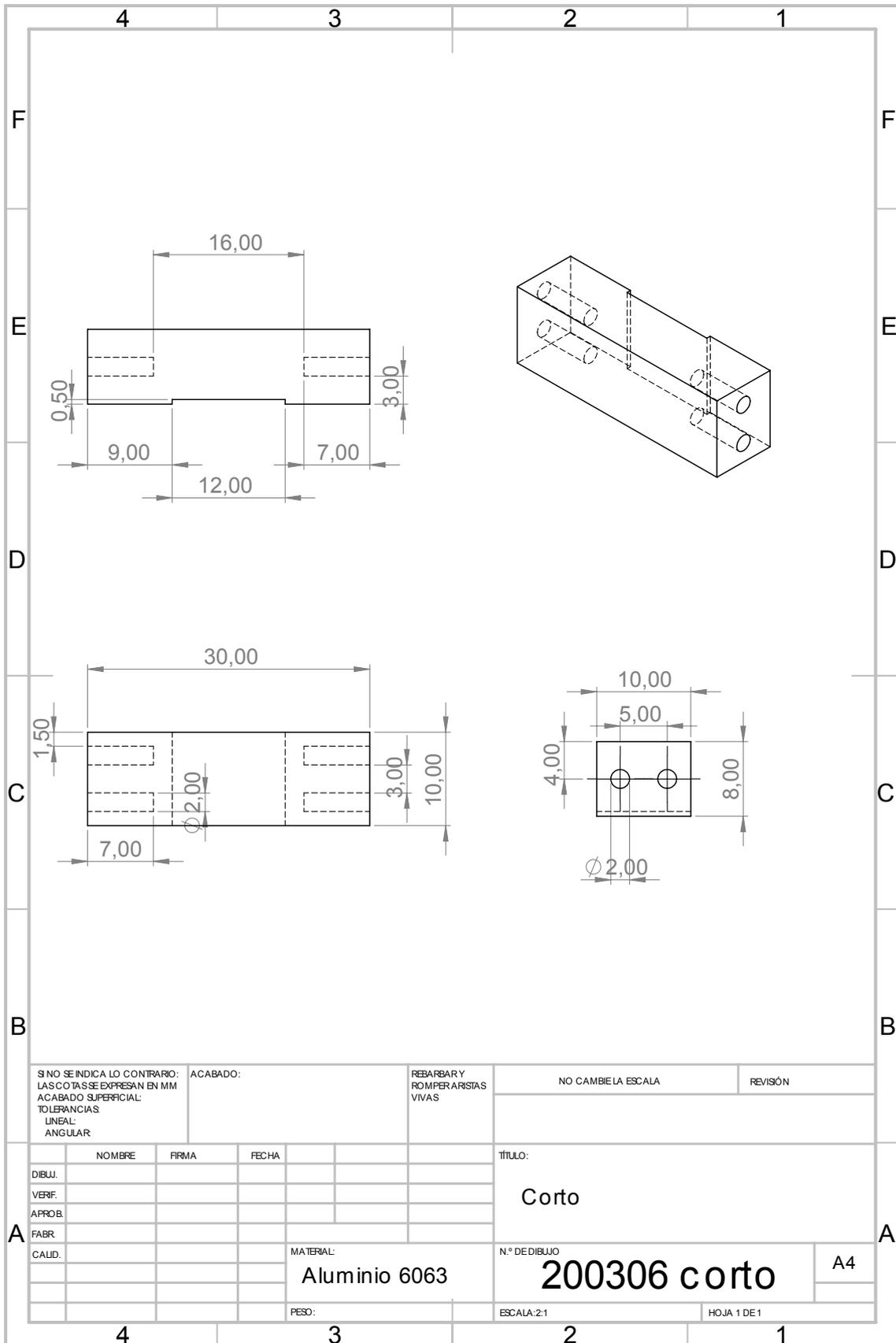
- Bloque de teflón con los 2 gap como salientes, adaptándose al contorno de la tira conductora.
- Tira de latón, situada sobre el bloque de teflón entre ambos gap.
- 2 placas de latón que se sitúan sobre el teflón, situadas junto a los gap.
- Bloque fabricado de la aleación de aluminio 6063, encargado de sujetar los parches de distinta permitividad eléctrica que se desplazan a lo largo de la coplanar y actúan como condensadores.
- Bloque fabricado de la aleación de aluminio 6063, encargado de hacer presión sobre el bloque anterior y así asegurar el contacto del material con la tira de cobre.
- Tapas delantera y trasera, fabricadas de la aleación de aluminio 6063.
- Tapas laterales, fabricadas de la aleación de aluminio 6063.
- Tapa inferior, fabricada de la aleación de aluminio 6063.

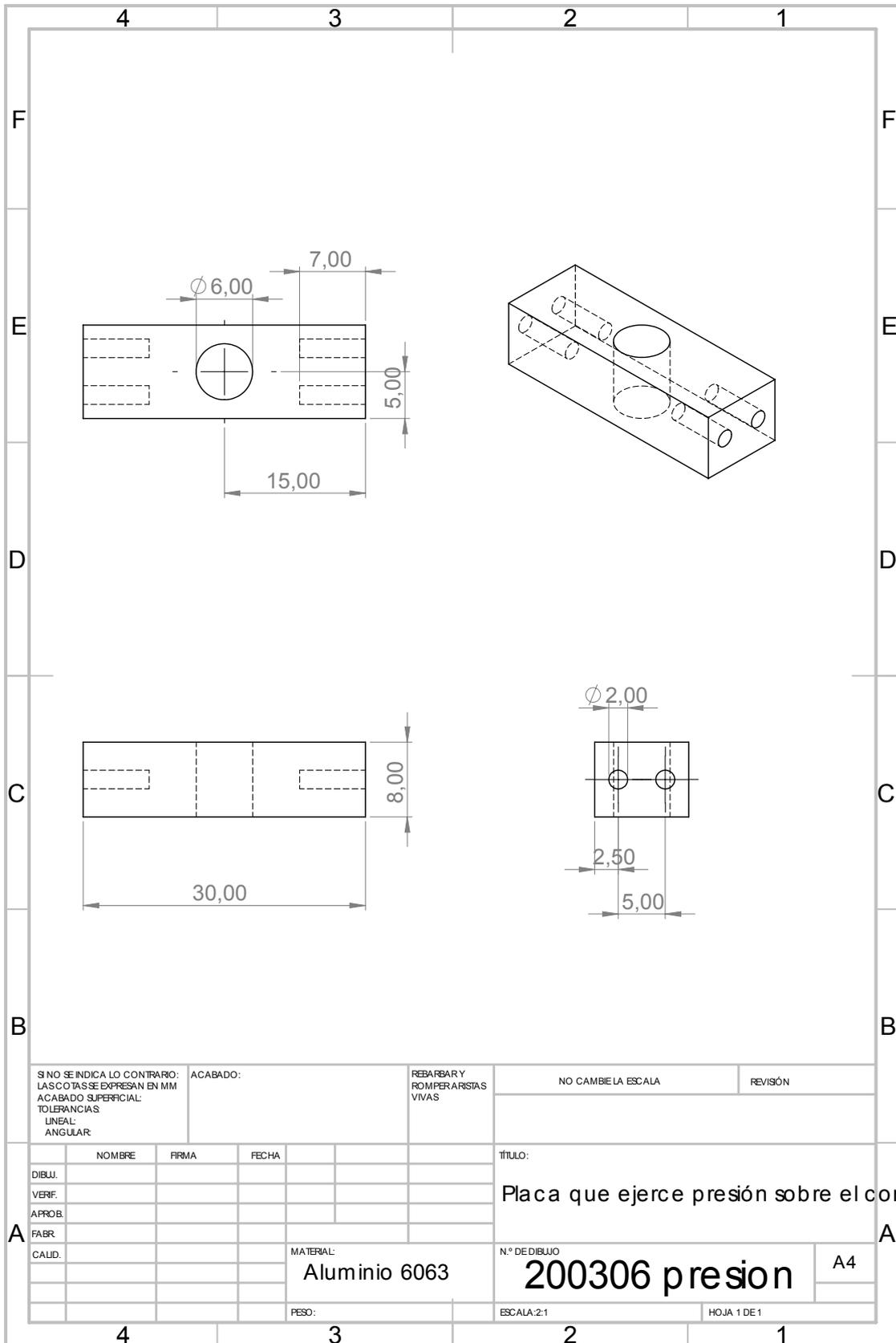


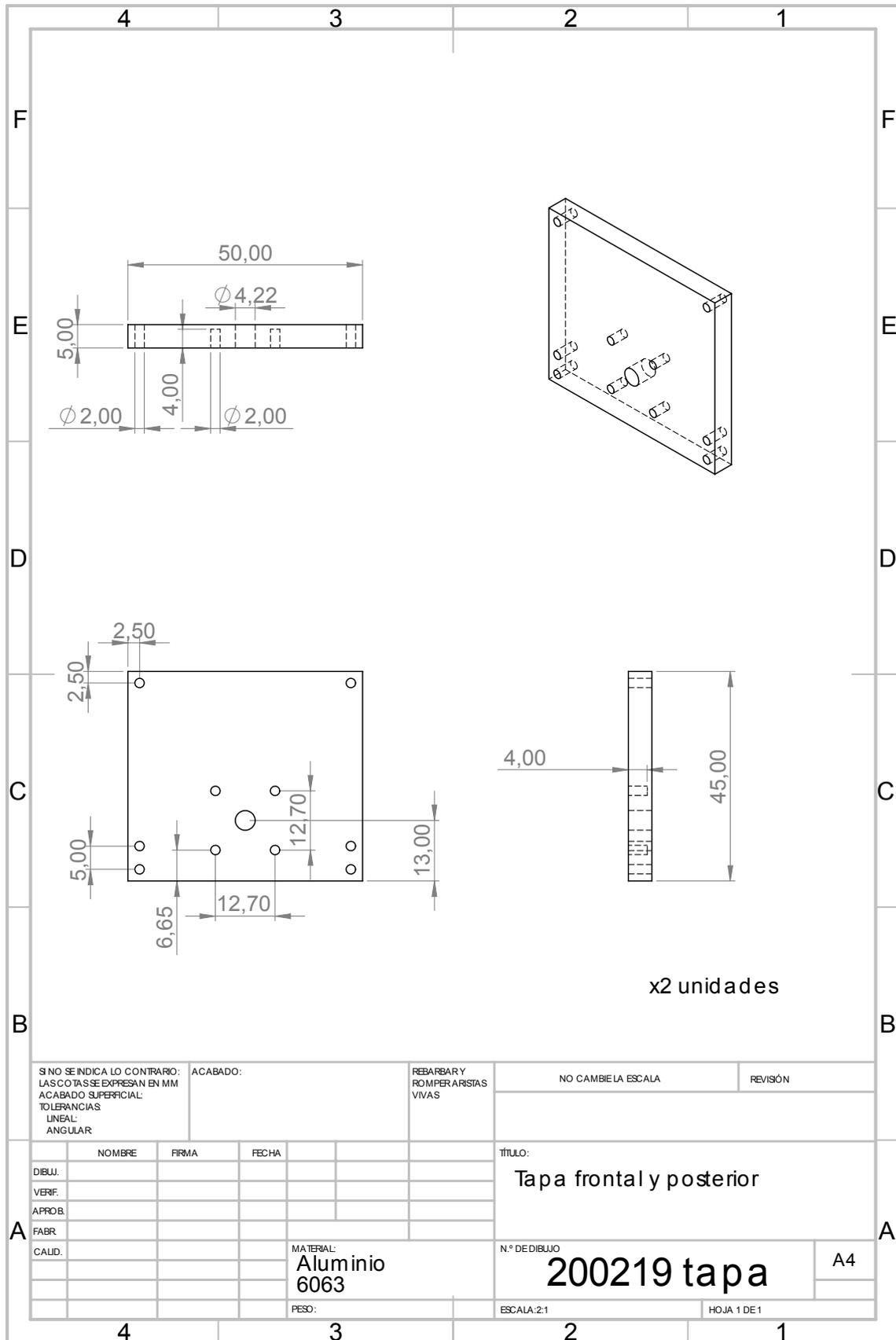
APÉNDICE A. PLANOS DEL DISEÑO



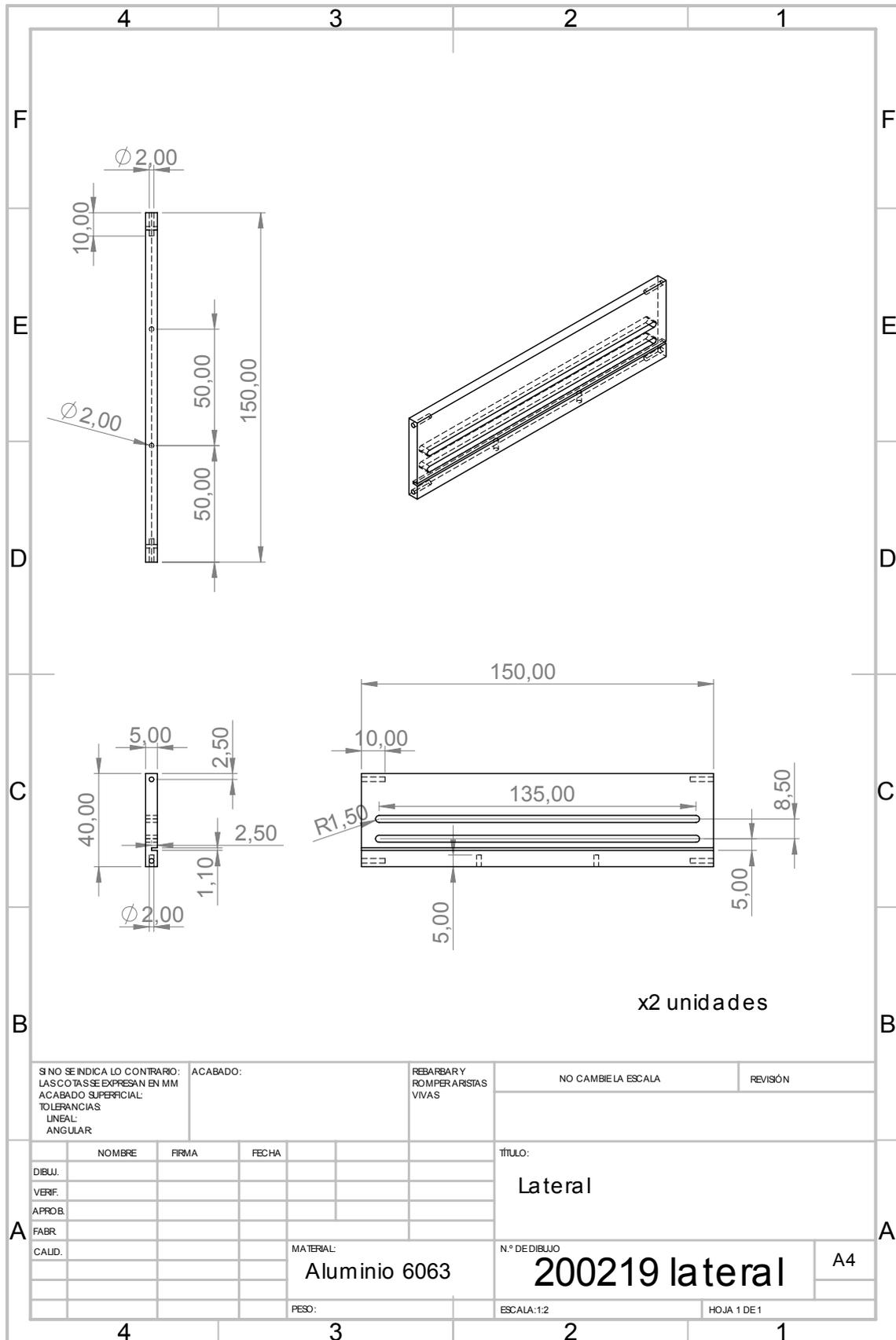








APÉNDICE A. PLANOS DEL DISEÑO



APÉNDICE A. PLANOS DEL DISEÑO

