UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

DEPARTAMENTO DE ESTRUCTURA DE LA MATERIA, FÍSICA TÉRMICA Y ELECTRÓNICA



TRABAJO DE FIN DE GRADO

Código TFG: EMFTEL-3

Contribución al desarrollo y prueba de un sistema radar

Contribution to the design and test of a radar system

Supervisor/es: Luis Ángel Tejedor Álvarez, Pedro Antoranz Canales

David Alejandro Díaz Durán

Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones

Curso académico 2024-25

Convocatoria de Junio 2025

Resumen:

El radar (acrónimo de Radio Detection and Ranging) es una tecnología que permite detectar, localizar y caracterizar objetos mediante la emisión de ondas electromagnéticas y el análisis de los ecos reflejados. Tradicionalmente desarrollada con fines militares, su uso se ha extendido hoy a aplicaciones civiles como la navegación, el control del tráfico, la meteorología o la ciencia. Este Trabajo de Fin de Grado consiste en el estudio, diseño e implementación de dos sistemas radar a 1.5 GHz: un radar de onda pulsada y un radar basado en el efecto Doppler.

Durante el proyecto se diseñaron y fabricaron antenas, filtros paso banda y paso bajo, así como un generador de RF modulable mediante trenes de pulsos. El sistema de radar Doppler funcionó correctamente, permitiendo la detección de objetos en movimiento mediante el análisis espectral de la señal recibida. En cambio, el radar de onda pulsada presentó limitaciones en la detección clara de ecos, atribuibles a problemas en la modulación y acoplamiento. Este trabajo aporta una base sólida para el desarrollo de sistemas radar educativos y funcionales con medios accesibles.

Abstract:

Radar (short for Radio Detection and Ranging) is a technology used to detect, locate, and characterize objects by emitting electromagnetic waves and analyzing the reflected echoes. Initially developed for military purposes, radar systems are now widely used in civilian applications such as navigation, traffic monitoring, weather forecasting, and scientific research. This Bachelor's Thesis focuses on the study, design, and implementation of two radar systems operating at 1.5 GHz: a pulsed-wave radar and a Doppler-effect radar.

Throughout the project, directional antennas, band-pass and low-pass filters, and a pulse-modulated RF generator were designed and fabricated. The Doppler radar successfully detected moving targets through spectral analysis of the received signal. In contrast, the pulsed radar encountered limitations in clearly detecting echoes, likely due to issues in modulation and signal coupling. This work provides a practical foundation for developing functional educational radar systems using accessible technology.

Autorización de difusión

El autor de este proyecto autoriza a la Universidad Complutense de Madrid a difundir y utilizar el presente Trabajo de Fin de Grado, tanto la aplicación como la memoria, únicamente con fines académicos, no comerciales y mencionando expresamente a su autor. También autoriza a la Biblioteca de la UCM a depositar el trabajo en el Archivo Institucional E-Prints Complutense.

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE MADRID

Declaración Responsable sobre Autoría y Uso Ético de Herramientas de Inteligencia Artificial (IA)

Yo, Díaz Durán David Alejandro

Con DNI/NIE/PASAPORTE: 60350747N

declaro de manera responsable que el/la presente:

- ■ Trabajo de Fin de Grado (TFG)
- ☐ Trabajo de Fin de Máster (TFM)
- ☐ Tesis Doctoral

Titulado/a

Contribución al desarrollo y prueba de un sistema radar

es el resultado de mi trabajo intelectual personal y creativo, y ha sido elaborado de acuerdo con los principios éticos y las normas de integridad vigentes en la comunidad académica y, más específicamente, en la Universidad Complutense de Madrid.

Soy, pues, autor del material aquí incluido y, cuando no ha sido así y he tomado el material de otra fuente, lo he citado o bien he declarado su procedencia de forma clara -incluidas, en su caso, herramientas de inteligencia artificial-. Las ideas y aportaciones principales incluidas en este trabajo, y que acreditan la adquisición de competencias, son mías y no proceden de otras fuentes o han sido reescritas usando material de otras fuentes.

Asimismo, aseguro que los datos y recursos utilizados son legítimos, verificables y han sido obtenidos de fuentes confiables y autorizadas. Además, he tomado medidas para garantizar la confidencialidad y privacidad de los datos utilizados, evitando cualquier tipo de sesgo o discriminación injusta en el tratamiento de la información.

En Madrid a 27 de mayo de 2025

Firmado por David Alejando Díaz Durán - DNI 60350747N - En Madrid, a 27 de mayo de 2025.



ÍNDICE

1 Introducción 1
1.1 Marco Histórico 1
1.2 Objetivos 2
1.3 Planificación del Trabajo 2
2 Descripción General 3
2.1 Conceptos generales 3
2.1.1 Radares de Onda Continua 3
2.1.2 Radares de Onda Pulsada 4
2.1.3 La Ecuación del Radar 5
2.1.4 Bandas de frecuencia utilizadas por sistemas de radar 7
2.2 Esquema de los sistemas de radar desarrollados 8
2.2.1 Esquema general del radar de onda pulsada 8
2.2.2 Esquema general del radar de efecto Doppler 9
3 Antenas 11
3.1 Antena de bocina 11
3.2 Array de antenas de parche microstrip 13
3.2.1 Diseño 13
3.2.2 Fabricación 18
3.2.3 Medidas 20
4 Generador de RF 24
4.1 Diseño 24
4.2 Medidas 25
4.2.1 Medidas del Generador de RF 25
4.2.2 Pruebas del Generador de RF y placa Switch Control 29
5 Filtros 31
5.1 Filtro Paso Banda 32
5.1.1 Diseño 32
5.1.2 Fabricación 37
5.1.3 Medidas 37
5.2 Filtro Paso Bajo 38
5.2.1 Diseño 38
5.2.2 Fabricación 41
5.2.3 Medidas 42
6 Medidas del Sistema Completo 43
6.1 Medidas del sistema de radar de onda pulsada 44
6.2 Medidas del sistema radar de efecto Doppler. 46
7 Conclusiones y Trabajo Futuro 49
7.1 Conclusiones 49
7.2 Trabajo Futuro 49
Referencias 50

Anexo 52

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Diagrama de Gantt del proyecto. 2
Figura 2.1 Esquema del radar de onda pulsada propuesto. 8
Figura 2.2 Esquema del radar de efecto Doppler propuesto. 9
Figura 3.1 Diseño de la antena de bocina. 11
Figura 3.2 Diagrama de radiación de la antena de bocina simulada. 12
Figura 3.3 Impedancia de la antena de bocina simulada. 12
Figura 3.4 Diagrama del coeficiente de reflexión de la antena de bocina simulada. 12
Figura 3.5 Diagrama de elevación (izquierda) y Diagrama de azimut (derecha) de la antena de bocina simulada. 13
Figura 3.6 Dimensiones físicas e impedancia de la antena de parche. 14
Figura 3.7 Cálculo de las dimensiones del transformador λ /4 con el uso de TXLINE. 15
Figura 3.8 Dimensiones de la antena de parche para alimentación por inserción. 15
Figura 3.9 Simulación del array de antenas en HFSS. 16
Figura 3.10 Diagrama de radiación del array de antena simulado. 16
Figura 3.11 Medida del coeficiente de reflexión del array de antenas simulado. 16
Figura 3.12. Diagrama de radiación en azimut del array de antenas simulado en HFSS. 17
Figura 3.13 Simulación para corroborar el desfase de 180º entre antenas del array. 18
Figura 3.14 Layout del array de antenas de parche en AutoCAD versión 1 (izquierda) y fabricación del array de antenas de parche versión 1 (derecha). 19
Figura 3.15 Layout del array de antenas de parche en AutoCAD versión 2 (izquierda) y fabricación del array de antenas de parche versión 2 (derecha). 19
Figura 3.16 Medida del coeficiente de reflexión del array de antenas con y sin conexión a masa. 20
Figura 3.17 Montaje para la medida del diagrama de radiación del array de antenas fabricado: sin absorbente (izquierda) y con absorbente (derecha). 21
Figura 3.18 Diagrama de radiación en azimut del array de antenas fabricado sin el absorbente (izquierda) y con absorbente (derecha). 21
Figura 3.19 Potencia recibida frente a la potencia transmitida para medida de ganancia. 22
Figura 3.20 Medida de las pérdidas de polarización del array de antenas fabricado. 23
Figura 4.1 Diseño del esquema circuital de la placa VCO Radar. 24
Figura 4.2 Esquema del circuito de aplicación para el amplificador HMC589A [20]. 25
Figura 4.3 Diseño PCB para la placa VCO Radar. 25
Figura 4.4 Medida de la señal de salida del oscilador. 26
Figura 4.5 Placa VCO Radar fabricada. 27
Figura 4.6 Medida de la salida de la placa "VCO Radar". 28
Figura 4.7 Medida de la salida de la placa "VCO Radar" conectando el filtro paso bajo VLFG-1800+. 28
Figura 4.8 Medida de la señal de la placa VCO Radar en el osciloscopio sin el filtro VLFG-1800+ (izquierda) y con el filtro VLFG-1800+ (derecha). 29
Figura 4.9 Montaje de la placa VCO Radar y la placa Control_Switch_ Radar para medida de señal modulada. 29
Figura 4.10 Medida de la señal de salida del Switch y señal trigger. 30
Figura 4.11 Medida de la distancia entre pulsos. 30
Figura 5.1 N+1 secciones de líneas acopladas en cascada [25]. 32
Figura 5.2 Esquemático para filtro pasa banda con elementos concentrados. 34
Figura 5.3 Diseño de filtro paso banda con líneas acopladas ideales. 35
Figura 5.4 Características del sustrato para diseño de líneas acopladas reales. 35
Figura 5.5 Diseño de filtro paso banda con líneas acopladas reales con elemento MOPEN. 36
Figura 5.6 Parámetros S del filtro paso banda de líneas acopladas ideal vs realista. 36
Figura 5.7 Filtro paso banda de líneas acopladas. 37
Figura 5.8 Parámetros S del filtro paso banda de líneas acopladas realista vs fabricado. 38
Figura 5.9 Esquemático para filtro paso bajo con elementos concentrados. 40
Figura 5.10 Diseño de filtro paso bajo con líneas de sección corta ideales. 40

Figura 5.11 Diseño de filtro paso bajo con líneas de sección corta realistas. 41
Figura 5.12 Parámetros S del filtro paso bajo de líneas de sección corta ideales vs realista. 41
Figura 5.13 Filtro paso bajo de líneas de secciones cortas. 42
Figura 5.14 Parámetros S del filtro paso bajo de líneas de secciones cortas realistas vs fabricado. 42
Figura 6.1 Montaje del sistema completo en el pasillo..... 43
Figura 6.2 Vista frontal del montaje del sistema completo. 43
Figura 6.3 Montaje del sistema radar de onda pulsada. 44
Figura 6.4 Salida de la señal del generador de RF y filtro paso bajo fabricado. 44
Figura 6.5 Señal recibida del sistema radar de onda pulsada. 45
Figura 6.6 Espectro en frecuencia de la señal emitida (izquierda) y de la señal recibida (derecha) para el sistema radar de onda pulsada..... 45
Figura 6.7 Medida de la señal de recepción sin la etapa de mezclado..... 46
Figura 6.8 Montaje del sistema del radar de efecto Doppler. 47
Figura 6.9 Visualización de la señal recibida en el osciloscopio para el radar de efecto Doppler. 47
Figura 6.10 Representación de la señal recibida en el osciloscopio para el radar de Efecto Doppler. 48

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Asignación de frecuencias para usos radar, según el estándar IEEE 521-2019 [12]. 8
Tabla 3.1 Dimensiones físicas de la antena de bocina simulada. 11
Tabla 3.2 Cálculo de las dimensiones físicas de la antena de parche. 14
Tabla 3.3 Cálculo de las dimensiones físicas para la inserción de la antena de parche. 15
Tabla 3.4 Dimensiones físicas de las líneas de transmisión para el array de antenas. 17
Tabla 4.1 Valores para las resistencias R2 y R4 y atenuación que ofrecen. 27
Tabla 5.1 Elementos del prototipo paso bajo normalizado para Chebyshev de rizado 0.5 dB y 3 etapas. 33
Tabla 5.2 Valores de los elementos pasivos para el filtro paso banda. 33
Tabla 5.3 Valores de los parámetros J. 34
Tabla 5.4 Valores de las impedancias par e impar de las líneas acopladas. 34
Tabla 5.5 Características físicas y eléctricas para las líneas del filtro paso banda. 35
Tabla 5.6 Elementos del prototipo paso bajo normalizado para Chebyshev de rizado 3 dB y 5 etapas. 39
Tabla 5.7 Valores de los elementos concentrados para filtro paso bajo. 39
Tabla 5.8 Valores de las longitudes de las líneas de sección corta. 40
Tabla 6.1 Desplazamiento Doppler obtenido como función de la velocidad y frecuencia. [9]. .. 48

1 Introducción

El radar (acrónimo de *Radio Detection* y *Ranging*) es un sistema que permite detectar y localizar objetos como aviones, barcos, naves vehículos y personas, a través del uso de ondas electromagnéticas [1]. Su principio de funcionamiento se basa en la emisión de una señal que, al impactar contra un objeto, se refleja y regresa al sistema receptor. Esta energía reflejada que se devuelve, no solo indica la presencia del objetivo, sino que es posible estimar parámetros como la velocidad y la dirección.

Uno de los atributos más importantes de estos sistemas es su capacidad para medir la distancia con gran precisión en condiciones climáticas adversas, por lo cual continúa siendo una herramienta importante para sistemas de monitoreo, control de tráfico y meteorología.

1.1 Marco Histórico

El concepto básico del radar se demostró por primera vez por el físico alemán Heinrich Hertz entre los años 1885 y 1888. Hertz intentaba demostrar la existencia de las ondas y campos electromagnéticos propuestas por James Clerk Maxwell [2]. En efecto, Hertz demostró que las ondas electromagnéticas se comportaban como las de la luz. Estas podían ser reunidas en haces reflejados por sencillas superficies metálicas, lo que origina un eco de retorno que puede ser captado [1] [3]. Es decir, le permitió mostrar que las ondas electromagnéticas se reflejan al interactuar con objetos metálicos, lo que se considera el comportamiento básico del radar.

El potencial de este fenómeno no fue aprovechado por el propio Hertz, sino por Christian Hülsmeyer quien desarrolló y patentó el telemobiloscopio en 1904, marcando la primera demostración del radar, ya que; permitía determinar la distancia de un objeto metálico evaluando las ondas electromagnéticas reflejadas. Específicamente, se usó para detección de barcos, pero fue descartado y olvidado rápidamente, debido a que su eficacia se reducía a distancias próximas a 2 kilómetros, careciendo de un interés comercial [4] [5].

Toda esta tecnología desarrollada alrededor del radar fue ignorada durante la Primera Guerra Mundial. En esta época, la detección de aviones se realizaba a través de la detección acústica. Sin embargo, debido a la aparición de aviones más letales, a medida que pasaban los años, la necesidad de detectarlos aumentó, lo que obligó a un avance exponencial en el desarrollo del radar durante el periodo de entreguerras. En este período el desarrollo de las nuevas tecnologías se llevó a cabo de forma simultánea e independiente en varios países, destacando las contribuciones de los Estados Unidos, Gran Bretaña y Alemania. También, se dieron a conocer los conceptos claves para la evolución de los sistemas radar: el uso del radar pulsado frente al de onda continua, la superioridad de trabajar a altas frecuencias (por encima de 600 MHz) y la necesidad de emisores de alta potencia [6].

Estos aspectos permitieron la creación del magnetrón por el físico estadounidense Albert W. Hull [7], un dispositivo esencial para la generación de ondas de alta potencia a altas frecuencias y por tanto clave para el desarrollo del radar. Al mismo tiempo, se desarrolló el magnetrón de cavidades resonantes por una contribución de varios científicos en Gran Bretaña, que implicaba una mejora significativa en las capacidades del radar al permitir una mayor potencia a longitudes de onda más cortas [8].

Con el uso de su dispositivo, en los Estados Unidos se pudieron desarrollar los primeros radares que operaban con ondas continuas, pero estaban limitados a detectar la presencia del objetivo y no proporcionaban información como la distancia o la velocidad. Por tanto, se llevaron a cabo experimentos de onda pulsada y en 1936 se obtuvieron los primeros pulsos con un equipo de 28 MHz, con un ancho de pulso de 5μs y un alcance de 5 km, aunque a finales de año se pudieron alcanzar los 40 km. Por otro lado, en Gran Bretaña, se lograron alcanzar los 10 kW de potencia pulsada a una frecuencia de 3 GHz en 1940 [6].

Durante el período de entre guerras y en la Segunda Guerra Mundial, se efectuó gran parte del desarrollo y fundamentos de la teoría de radares. En la guerra, la tecnología del radar evolucionaba rápidamente y se empezó a aplicar también a la detección de submarinos, misiles y a la guerra terrestre. Posteriormente, se empezó a adaptar a usos civiles como el control del tráfico aéreo y la meteorología. Más adelante, la incorporación de componentes semiconductores y el nacimiento de la electrónica digital permitió la inclusión en aplicaciones más avanzadas [5].

1.2 Objetivos

El presente Trabajo de Fin de Grado tiene como finalidad principal contribuir al desarrollo y prueba de un sistema radar, mediante el diseño e implementación de componentes claves para el mismo, integrando conocimientos teóricos y prácticos adquiridos a lo largo del grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones.

Para alcanzar el objetivo general planteado, se han definido una serie de objetivos específicos que guían al desarrollo del trabajo y estructuran las distintas etapas del proyecto:

1. Estudiar los principios físicos y de funcionamiento del radar.
2. Fabricar prototipos de antenas adecuados para la transmisión y recepción de señales dentro del sistema radar, evaluando su funcionalidad mediante simulaciones y medidas en el laboratorio.
3. Diseñar y construir un oscilador que actúe como fuente generadora de la señal transmitida por el sistema.
4. Diseñar e implementar filtros pasivos, con el objetivo de mejorar la selectividad y eliminar interferencias.
5. Integrar los componentes desarrollados y realizar pruebas experimentales para la detección de objetos mediante el sistema radar.
6. Elaborar el informe del proyecto.

1.3 Planificación del Trabajo

En la Figura 1.1 se resumen, junto con a su desarrollo temporal, las diferentes etapas y fases abordadas en el desarrollo del TFG. Dentro de estas etapas se pueden observar periodos de tiempo en los que no se trabajó directamente en el TFG debido a la época de exámenes en enero.

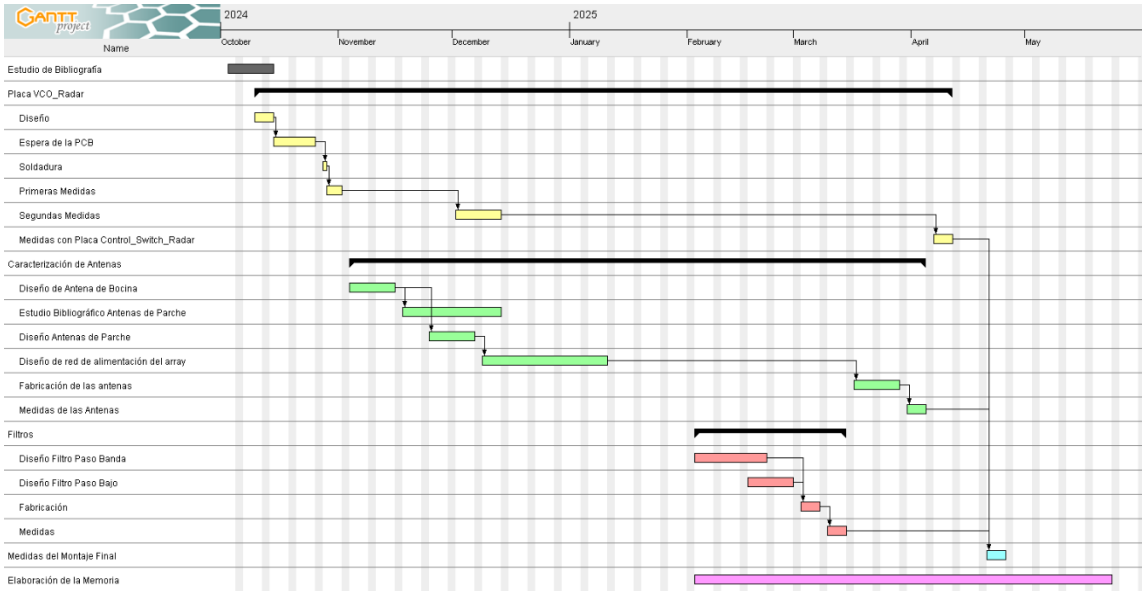


Figura 1.1 Diagrama de Gantt del proyecto.

2 Descripción General

Esta sección se encuentra dividida en dos apartados. En el primero, se explicarán conceptos esenciales, los principios de funcionamiento de los sistemas radar y la ecuación característica de estos sistemas.

El segundo, se centrará en la explicación de cada uno de los elementos que componen los radares propuestos en este trabajo a través de sus respectivos esquemas.

2.1 Conceptos generales

Existen diferentes formas de clasificar un sistema radar según cada una de las características que lo conforman. Aun así, este trabajo se limita a la clasificación atendiendo a dos características: el número de antenas y la forma de la señal.

En función al número de antenas, existen dos configuraciones básicas de sistemas radar: monoestático y biestático.

En la configuración monoestática, una antena sirve tanto al transmisor como al receptor. Aunque sea un diseño más práctico debido al uso de una sola antena, se debe proporcionar un gran aislamiento entre el transmisor y el receptor debido a que ambos sistemas están unidos. Para ello, este aislamiento es proporcionado por un circulador o en su caso un duplexor, conocidos como dispositivos de T/R[1] [9].

En la configuración biestática, el radar cuenta con una antena para la etapa de transmisión y una para la etapa de recepción. Este diseño es más sencillo, pero debido a que el receptor es un dispositivo sensible a la potencia es necesario aislar el receptor del transmisor para proteger el sistema de las ondas de alta potencia provenientes del transmisor. Este aislamiento puede ser proporcionado por la simple separación física de las antenas [9].

En función de la forma de la señal utilizada para la detección, existen dos tipos: de onda continua y de onda pulsada.

2.1.1 Radares de Onda Continua

Un radar de onda continua[2] (*CW*) transmite continuamente ondas electromagnéticas, constituyendo el sistema radar más simple y el primer radar experimental desarrollado [10]. En estos sistemas, el transmisor emite de forma continua y sin interrupciones una señal de radiofrecuencia y recibe y procesa los ecos procedentes del objetivo continuamente. Esta señal continua se trata de una señal armónica constante en el tiempo, a una frecuencia estable, por lo tanto, este tipo de radar se encuentra limitado a determinar la velocidad del objetivo por medio del efecto Doppler [9].

Para medir distancias con un radar de onda continua, se deberá aplicar una modulación a la señal transmitida[3], a través de técnicas basadas en modulación de frecuencia o fase, conocidos como radar CW-FM y CW-PM, respectivamente [10].

El principio de funcionamiento de estos tipos de radares se basa en el efecto Doppler, definido dentro de los sistemas radar como el desplazamiento aparente en frecuencia entre la señal transmitida por una fuente estática como el radar y su eco, procedente de un objetivo en movimiento [10], es decir, la diferencia entre la frecuencia con la que se transmite la onda y la frecuencia con la que se recibe.

[1] Dispositivos Transmite/Receive por sus siglas en inglés.
[2] Por sus siglas en inglés Continuos Wave (CW).
[3] Este tipo de radares se conocen como radares de onda continua modulada.

Esta frecuencia diferencia f_D es el desplazamiento Doppler y especifica el incremento o decremento de frecuencia según se acerque o aleje el objetivo y está definida por la expresión:

$$f_D = -\frac{2v_r}{\lambda} \tag{2.1}$$

Donde v_r es la velocidad relativa del objetivo respecto al radar. A partir de esta variación, se puede definir la frecuencia recibida, asignando como frecuencia transmitida f_c:

$$f = f_c + f_D \tag{2.2}$$

Sustituyendo, la frecuencia recibida es:

$$f = f_c - \frac{2v_r}{\lambda} \tag{2.3}$$

Como se puede ver en la expresión, si el desplazamiento en frecuencia es mayor a cero, el objetivo se mueve hacia el radar y si es menor a cero, el objetivo se aleja del radar.

Para obtener la velocidad del objetivo en el receptor a partir de la señal recibida, es necesario desarrollar un sistema de procesado que permita extraer la velocidad relativa de la señal.

2.1.2 Radares de Onda Pulsada

En los radares de onda pulsada, el transmisor emite una secuencia de pulsos de duración finita separados por tiempos en los que el transmisor deja de emitir. Mientras el transmisor no emite, el receptor detecta las señales provenientes del objetivo. En este tipo de radares se pueden conocer las referencias de tiempo y por tanto las distancias [9]. Específicamente, se mide el retardo temporal entre el pulso transmitido y la recepción del pulso reflejado.

Para poder comprender el funcionamiento de los radares pulsados se debe partir de la señal más común para estos sistemas. Esta señal se trata de un tren de pulsos emitido por el transmisor durante un tiempo muy corto, o con un ancho de pulso τ muy pequeño. Al tratarse de ondas electromagnéticas que viajan a la velocidad de la luz, la distancia al objetivo se determina por el tiempo T_r que tarda la onda en viajar al objetivo y volver. Por lo tanto, la distancia al objetivo *R* se puede definir como:

$$R = \frac{cT_r}{2} \tag{2.4}$$

Es importante tener en cuenta que, durante el tiempo entre la transmisión de estos pulsos, el receptor puede recibir otro tipo de ondas electromagnéticas o ecos provenientes de otros objetos. Por lo tanto, se debe dejar un tiempo suficiente para dejar que los ecos de las señales regresen al radar antes del que el nuevo pulso sea transmitido. Este tiempo entre pulsos T_p se conoce como intervalo de repetición del pulso.

Con este término, se puede definir la frecuencia de repetición de pulso o *PRF* por sus siglas en inglés[4] que es el número de ciclos que el radar completa por segundo, es decir, la frecuencia con la que se envían los pulsos, definida como:

$$PRF = \frac{1}{T_p} \tag{2.5}$$

[4] Pulse Repetition Frequency (PRF).

En el caso de que el tiempo entre pulsos T_p sea muy corto, existe la posibilidad de que el eco recibido llegue después de la transmisión del siguiente pulso provocando una medida incorrecta en el sistema e impidiendo saber con seguridad si el eco se debe al pulso inicial o al pulso siguiente, por lo que no se puede distinguir si el objetivo está cerca o lejos. Para ello, es necesario definir un rango de distancia máximo al que el radar pueda detectar el objetivo sin que se produzcan medidas ambiguas [1]. Este rango es conocido como máximo rango no ambiguo y viene dado por:

$$R_{unamb} = \frac{cT_p}{2} \tag{2.6}$$

Este rango también se puede relacionar con la frecuencia de repetición de pulso y se puede obtener el límite de frecuencia que no produce ambigüedades:

$$PRF_{max} = \frac{c}{2R_{unamb}} \tag{2.7}$$

A la hora de estudiar este tipo de radares, además de las expresiones y conceptos anteriores, se debe tener en cuenta la resolución propia de los sistemas radar, definida como la capacidad de un radar de distinguir entre dos o más objetivos cercanos [9].

Para el radar de onda pulsada se evalúa la resolución en rango o distancia medida en el tiempo y la resolución angular medida por el patrón de radiación de la antena.

- Resolución en rango: la resolución en rango define la capacidad del radar de distinguir entre dos blancos que se encuentran a diferentes distancias en la trayectoria de la onda y es inversamente proporcional al ancho de banda del pulso *B*, por lo que, a mayor ancho de banda, mayor resolución entre las posiciones del objetivo. Se define como:

$$\Delta r = \frac{c}{2B} \tag{2.8}$$

- Resolución angular: la resolución angular está relacionada con la capacidad del radar para distinguir dos objetivos que están a la misma distancia, pero separados en ángulo. Se encuentra determinada por la directividad de la antena y por el ancho a 3 dB del haz principal. La resolución angular relacionada con una distancia entre dos blancos puede calcularse mediante [11]:

$$S_A \geq 2R \sin\frac{\theta}{2} \tag{2.9}$$

Donde S_A es la resolución angular en radianes, θ la anchura del lóbulo de la antena y R la distancia oblicua entre la antena y el blanco en metros. A partir de la expresión, se puede asegurar que cuanto más estrecho sea el lóbulo de la antena, mayor será la directividad de la misma.

2.1.3 La Ecuación del Radar

Para comprender el funcionamiento del radar y cómo se relaciona la potencia reflejada y recibida con las características del sistema es fundamental comprender la *ecuación del radar* que describe esta relación siendo crucial para el diseño y análisis del sistema. La *ecuación del radar* se obtiene al modelar la propagación de la onda desde el transmisor hasta el objetivo y de vuelta al receptor considerando un escenario ideal en espacio libre y sin pérdidas.

Para obtener la expresión de dicha ecuación se parte de la densidad de potencia[5] de un

[5] La densidad de potencia se mide en unidades de vatios por metro cuadrado (W/m^2).

transmisor cuya potencia P_t es irradiada por una antena isotrópica[6]. Esta densidad de potencia es igual a la potencia radiada dividida por el área de superficie de una esfera imaginaria de radio R, como:

$$< S >= \frac{P_t}{4\pi R^2} \tag{2.10}$$

Sin embargo, en los sistemas de radar se usan antenas directivas para concentrar la potencia radiada P_t en una dirección en particular, por lo que se debe tomar en consideración la ganancia de dicha antena. Teniendo este factor en cuenta, la densidad de potencia que llega al objetivo desde un transmisor es:

$$< S_i >= \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \tag{2.11}$$

Donde, P_t se refiere a la potencia enviada por la antena transmisora y G_t es la ganancia de dicha antena. A partir de esta densidad de potencia incidente, se puede calcular la potencia reflejada por el objetivo hacia el radar mediante la sección eficaz del radar σ, como:

$$P_{refl} =< S_i > \sigma \tag{2.12}$$

Esta sección eficaz σ depende del área, la permitividad y conductividad de la antena como de la geometría del objetivo. Obtenida la potencia reflejada se puede calcular la densidad de potencia recibida por el receptor:

$$< S_r >= \frac{P_{refl}}{4\pi R_2^2} \tag{2.13}$$

Y con ella la potencia recibida por la antena del receptor:

$$P_r =< S_r > A_r \tag{2.14}$$

Siendo A_r el área efectiva de la antena receptora definida como:

$$A_r = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \tag{2.15}$$

Combinando las ecuaciones, se obtiene la potencia total recibida definida como:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \tag{2.16}$$

En la *ecuación del radar* las expresiones R_1 y R_2 se corresponden a las distancias entre la antena transmisora y el objetivo y entre el objetivo y la antena receptora, respectivamente. Si la antena emisora y la receptora son la misma o están muy cerca, entonces $R_1 = R_2 = R$, y la potencia recibida queda como:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \tag{2.17}$$

Esta expresión de la *ecuación del radar* no es suficiente para determinar el comportamiento real de un sistema radar. En la realidad, la detección de objetivos no solo depende de la potencia recibida, sino también de la capacidad del receptor de distinguir esa señal de las

[6] Antena que radia uniformemente en todas las direcciones.

interferencias o ruido provenientes de otras fuentes u objetivos en el entorno. Por ello, es fundamental introducir el concepto de potencia de ruido del receptor y su influencia en la relación señal-ruido o *SNR* por sus siglas en inglés[7].

Este ruido normalmente se genera en el propio receptor o puede provenir de fuentes externas. La más importante es el ruido térmico cuya potencia de ruido P_N viene dada por:

$$P_N = kT_0BF \tag{2.18}$$

Donde k es la constante de Boltzmann[8], T_0 es la temperatura equivalente del sistema[9], B es el ancho de banda del receptor en hercios y F es la figura de ruido del receptor[10]. Con ello, se puede definir la relación señal-ruido como:

$$SNR = \frac{P_r}{P_N} \tag{2.19}$$

Este cociente determina la calidad de detección del sistema. A mayor *SNR*, mayor probabilidad de detección, por lo que se debe cuidar el diseño del receptor para maximizar dicha relación $\left(\frac{S}{N}\right)$. Otros factores que considerar y que afectan la calidad del receptor son el clutter, definido como un conjunto de ecos indeseados que dificultan la detección de los objetivos, generados por la niebla, nubes, lluvia, la superficie del mar u objetivos puntuales y las interferencias *(RFI)* que son señales provenientes de otros transmisores que interfieren en las medidas del radar [10].

2.1.4 Bandas de frecuencia utilizadas por sistemas de radar

Aunque las técnicas del radar pueden usarse en cualquier frecuencia, la mayoría de los equipos han sido desarrollados para las bandas de microondas entre 1 y 40 GHz. El IEEE - *ANSI/IEEE Std 521-2019*- [12] ha adoptado como estándar el sistema de designar las bandas con letras. Este estándar se muestra en la Tabla 2.1.

Cada una de estas bandas ofrece capacidades y propiedades diferentes para el sistema radar que quiera desarrollarse. Específicamente en este trabajo, se evaluó la posibilidad de desarrollo de los sistemas de radar en la banda L. Entre las consideraciones que se tomaron en cuenta para la elección de esta banda fueron el rango de frecuencia nominal, las aplicaciones dentro de esta banda y las posibles interferencias.

Como se recoge en la Tabla 2.1, la banda L comprende el rango de frecuencias entre 1 y 2 GHz y es comúnmente usada en aplicaciones de radar corto y medio alcance, en vigilancia, comunicaciones satelitales, sistemas de tráfico aéreo y marino y radares meteorológicos, por lo tanto, el diseño de un sistema radar dentro de esta banda es posible. En particular, se eligió como frecuencia de trabajo 1.5 GHz debido a que se encuentra lejos de posibles interferencias.

En los siguientes apartados se explica a detalle el desarrollo de los elementos usados para los sistemas radar dentro de esta banda.

[7] Signal to Noise Ratio (SNR).
[8] El valor de la constante de Boltzmann es $1.38 \times 10^{-23} J/K$.
[9] Habitualmente se toma $T_0 = 290\ K$.
[10] Se trata de un valor adimensional.

International table				
Band designation	**Nominal frequency range**	**Specific frequency ranges for radar based on ITU assignments (see NOTE 1 and NOTE 2)**		
		Region 1	**Region 2**	**Region 3**
HF	**3 MHz to 30 MHz**	**(NOTE 3)**		
VHF	30 MHz to 300 MHz	None	138 MHz to 144 MHz 216 MHz −225 MHz (See Note 4)	223 MHz −230 MHz
UHF	300 MHz to1000 MHz (Note 5)	420 MHz to 450 MHz (Note 4) 890MHz to 942 MHz		
L	1 GHz to2 GHz	1215 MHz to 1400 MHz		
S	2 GHx to 4 GHz	2300 MHz to 2500 MHz		
		2700 MHz to 3600 MHz	27000 MHz to 3700 MHz	
C	4 GHz to 8 GHz	4200 MHz to 4400 MHz (Note 6)		
		5250 MHz to 5850 MHz	5250 MHz to 5925 MHz	
X	8 GHz to 12 GHz	8.5 GHz to 10.68 GHz		
K_u	12 GHz to 18 GHz	13.4 GHz to 14 GHz		
		15.4 GHz to 17.7 GHz (Note 7)		
K	18 GHz to 27 GHz	24.05 GHz to 24.25 GHz	24.05 GHz to 024.25 GHz 24.65 GHz to 24.75 GHz (Note 8)	24.05 GHz to 24.25 GHz
K_a	27 GHz to 40 GHz	33.4 GHz to 36 GHz		
V	40 GHz to 75 GHz	59 GHz to 64 GHz		
W	75 GHz to 110 GHz	76 GHz to 81 GHz		
		92 GHz to 100 GHz		
mm (Note 9)	110 GHz to 300 GHz	136 GHz to 148.5 GHz		
		151.5 GHz to 155.5 GHz		
		231.5 GHz to 235 GHz		
		238GHz to 248 GHz (Note 10)		
THz	300 GHz to 1000 GHz	300 GHz to 3000 GHz		

Tabla 2.1 Asignación de frecuencias para usos radar, según el estándar IEEE 521-2019 [12].

2.2 Esquema de los sistemas de radar desarrollados

En esta sección se presentan los esquemas de los dos sistemas de radar desarrollados: el radar de onda pulsada y el radar de efecto Doppler. Además, se detallan los elementos de cada sistema y su función dentro de la cadena de la señal.

Aunque los sistemas difieran en su topología de señal y procesamiento, comparten componentes comunes, por lo que se usarán los mismos elementos creados para cada uno de ellos. Aquellos elementos no diseñados dentro de este trabajo fueron proporcionados por el laboratorio.

2.2.1 Esquema general del radar de onda pulsada

El esquema del sistema radar de onda pulsada se muestra en la Figura 2.1:

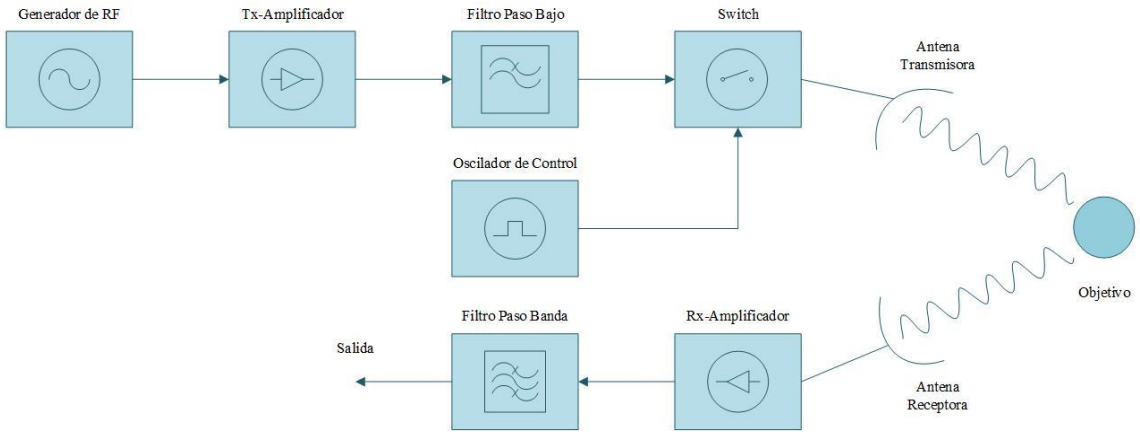


Figura 2.1 Esquema del radar de onda pulsada propuesto.

La etapa de transmisión comienza con un generador de RF, especificado en la Figura 2.1 como *"Generador de RF"*, encargado de producir la señal de onda continua. Para la creación de este generador se debe especificar la frecuencia de trabajo del sistema, como se comentó en la

Sección 2.1.4. El proceso de diseño y creación de este elemento se especifica en la Sección 4 de este trabajo, donde se detallará también la integración junto con el amplificador *"Tx-Amplificador"* en la placa *VCO_Radar*. Esta placa es compartida entre ambos sistemas. El filtro colocado a la salida del amplificador sirve para eliminar los armónicos introducidos por este, por lo que puede ser paso banda o paso bajo.

El elemento "*Oscilador de control*" es el encargado de generar una señal de pulsos rectangulares que será usada luego en el *"Switch"* para la modulación de la señal de RF. Este elemento es característico del sistema radar de onda pulsada y no es usado en el radar de efecto Doppler.

El elemento "*Switch*" será el encargado de modular la señal de RF proveniente del generador con la señal de control. Al igual que el *"Oscilador de Control"* este elemento es característico del sistema radar de onda pulsada. Para ambos elementos, se hará uso de la placa *Switch_Control_Radar* proporcionada por un TFG del curso 2023-24 [13]. El funcionamiento de estos elementos se verá en la Sección 4.2.2

El siguiente elemento son las antenas. Se diseñarán y fabricarán dos antenas, ya que cada uno de los radares que se quieren diseñar es un sistema biestático. Como ambos radares trabajan a la misma frecuencia, se usan las mismas antenas para ambos. En la Sección 3 se llevará a cabo una extensa caracterización de las antenas consideradas.

En la etapa de recepción destaca el amplificador de bajo ruido, identificado en el esquema como *"Rx-Amplificador"*, cuyo objetivo es amplificar nuevamente la señal recibida desde la antena de recepción, es decir, se encarga de amplificar las señales débiles captadas por la antena de recepción sin añadir apenas ruido propio, de manera que se evita la degradación de la relación señal-ruido. Este elemento es necesario para ambos sistemas.

Los resultados de las medidas de este sistema se presentan en la Sección 6.1.

2.2.2 Esquema general del radar de efecto Doppler

El radar de efecto Doppler comparte algunos componentes con el radar pulsado, pero añade elementos específicos. Los componentes compartidos son el generador de RF, las antenas y como se comenta más adelante los filtros diseñados. Los componentes específicos son el divisor de potencia, el atenuador y el mezclador.

El sistema radar de efecto Doppler a desarrollar se muestra en la Figura 2.2:

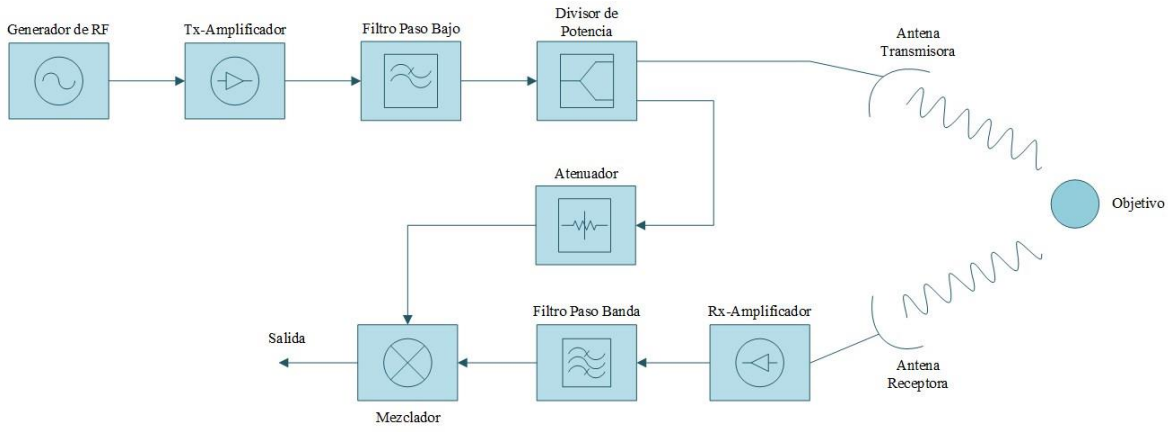


Figura 2.2 Esquema del radar de efecto Doppler propuesto.

Entre los componentes principales de este sistema se encuentra el *"Divisor de Potencia"* que divide la señal del generador en dos caminos: uno va a la antena transmisora y otro sirve como referencia para comparar con la señal recibida en el mezclador.

El *"Mezclador"* realiza el mezclado entre el eco capturado por la antena receptora, el cual atraviesa el amplificador de bajo ruido y la muestra de la señal proveniente del emisor, obteniendo una señal de salida de baja frecuencia que es visualizada directamente en el osciloscopio.

Por último, el *"Atenuador"* colocado entre el generador de RF y el mezclador sirve para impedir que la potencia del generador sea demasiado alta y pueda dañar el mezclador o la instrumentación.

Cada uno de estos elementos se discutirá en la Sección 6.2, así como los resultados de las medidas de este sistema radar completo.

En la Sección 5 se explicarán otros elementos integrados a ambos sistemas como el filtro paso bajo y el filtro paso banda que se desarrollaron tras hacer las pruebas del Generador de RF presentadas en la Sección 4.2.1 y cuyo objetivo es mejorar la cadena de la señal eliminando las interferencias existentes.

3 Antenas

Las antenas usadas en los sistemas radar se caracterizan por un diagrama de radiación directivo, para obtener buena resolución angular, niveles de lóbulos secundarios bajos y una alta eficiencia de radiación. Por tanto, la forma del patrón de radiación y la directividad de la antena son parámetros clave en el diseño [10]. Para su diseño y caracterización es indispensable saber la frecuencia de operación del sistema. En este trabajo, los dos sistemas radar desarrollados operan a una frecuencia de 1.5 GHz, como se comentó en la Sección 2.1.4. Esta frecuencia establece una longitud de onda aproximada de 20 cm, lo cual influye directamente en las dimensiones físicas y eléctricas de la antena como se especificará más adelante.

Debido a la frecuencia de trabajo del sistema radar y al enfoque práctico del proyecto, se optó por diseñar antenas que pudieran fabricarse en el laboratorio y que contaran con una alta directividad y ganancia. Tanto para la etapa de transmisión como para la etapa de recepción, se empleará el mismo diseño de antena. Aunque se proponen diferentes diseños, finalmente se eligió la más adecuada, según criterios de complejidad y facilidad de creación con el equipamiento del laboratorio. En concreto, se exploraron dos soluciones distintas: una antena de bocina y un array de antenas de parche microstrip.

3.1 Antena de bocina

Como primera opción, se optó por la creación de una antena de bocina, la cual podía ser replicada o creada con una impresora 3D. La idea se basaba en recubrir o pintar dicha antena con una pintura metálica, para que tuviera las propiedades necesarias para radiar. Se hicieron pruebas con una pintura metálica del laboratorio y se confirmó que reflejaba las ondas incidentes si se aplicaba sobre un material plástico, por lo que se comportaba como un metal.

Para poder determinar las dimensiones físicas de la antena, se usó la aplicación *Antenna Designer* de MATLAB. Esta aplicación permite simular el diagrama de radiación, el patrón en azimut y la impedancia de la antena. Para una antena de bocina centrada en 1.5 GHz, como se muestra en la Figura 3.1, las dimensiones físicas son las mostradas en la Tabla 3.1.

Dimensiones físicas de la antena	Valor en cm
Longitud de la boca de la bocina	32.96
Anchura de la boca de la bocina	43.82
Altura de la boca de la bocina	38.62
Longitud total de la antena	21.86
Anchura de la guía en la base	17.49
Altura de la guía en la base	8.74

Tabla 3.1 Dimensiones físicas de la antena de bocina simulada.

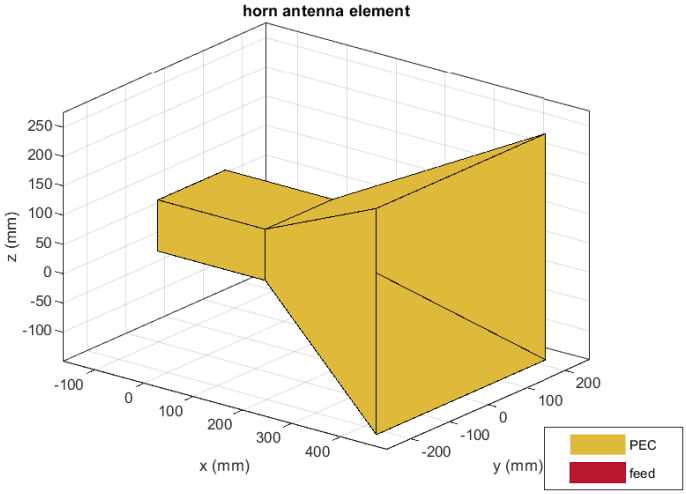


Figura 3.1 Diseño de la antena de bocina.

Al simular el diagrama de radiación de la antena se obtiene la Figura 3.2 junto con una directividad máxima de 15.5 dBi a la frecuencia de trabajo. Se puede ver que esta antena cuenta con una buena directividad y un lóbulo principal bien marcado.

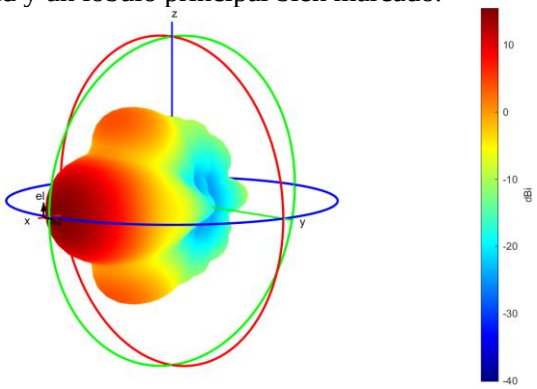


Figura 3.2 Diagrama de radiación de la antena de bocina simulada.

También se simuló la adaptación de la antena a la frecuencia de trabajo como se ve en la Figura 3.3, donde se puede ver que se cuenta con una buena adaptación al tener la parte real cercana a los 50 Ω y la parte imaginaria cercana a los 0 Ω. También, se ha presentado el coeficiente de reflexión en la Figura 3.4. Con este diagrama, se puede determinar el ancho de banda de la antena utilizando el criterio estándar de $|S_{11}| < -10\ dB$, identificando las frecuencias de cruce con -10 dB en el diagrama y calculando la diferencia entre ellas [14]:

$$BW = 1.675\ GHz - 1.36\ GHz = 315\ MHz \tag{3.1}$$

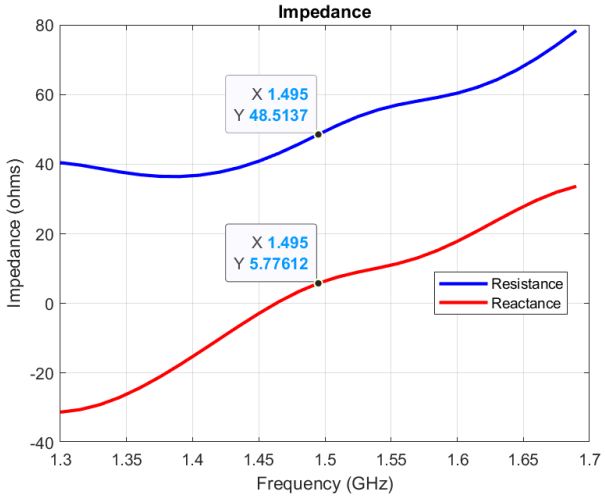


Figura 3.3 Impedancia de la antena de bocina simulada.

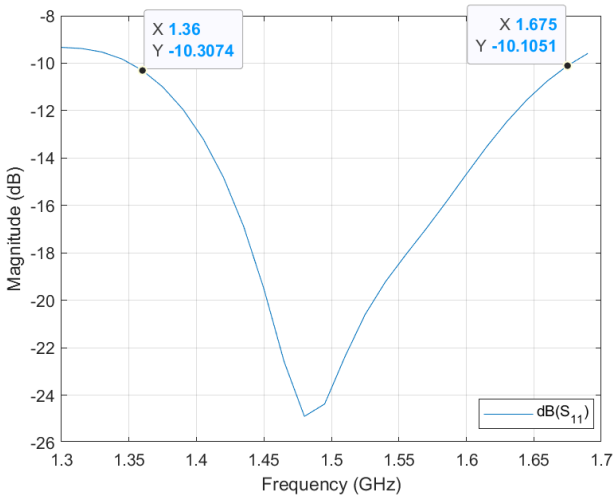


Figura 3.4 Diagrama del coeficiente de reflexión de la antena de bocina simulada.

Finalmente se simuló el diagrama de radiación en elevación y en azimut de la antena. Como se ve en la Figura 3.5, el ancho del haz a 3 dB es de 40º en azimut y 24º en elevación, marcando buena directividad como es de esperar de este tipo de antenas.

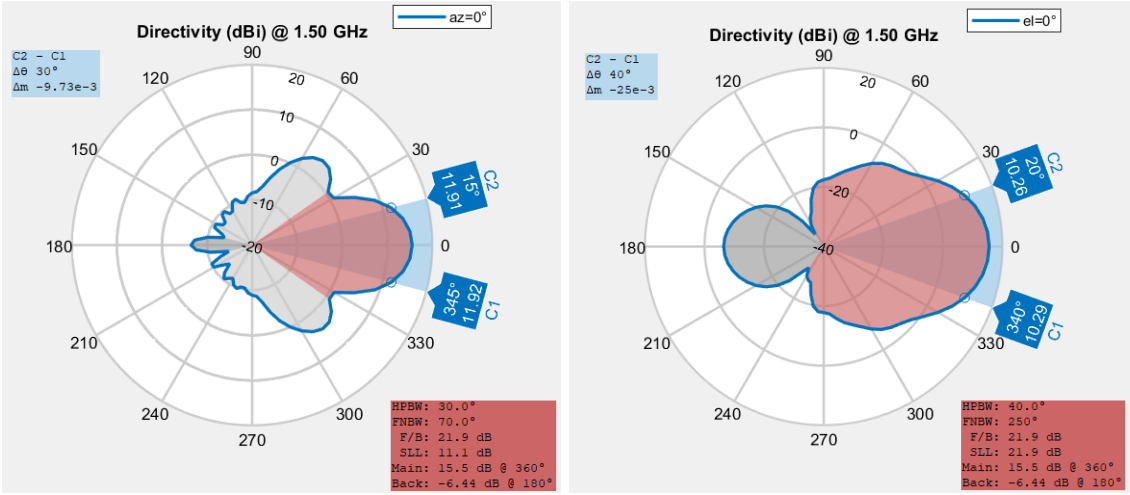


Figura 3.5 Diagrama de elevación (izquierda) y Diagrama de azimut (derecha) de la antena de bocina simulada.

Aunque las características de la antena sean adecuadas para su aplicación en un sistema radar, esta solución no se pudo llevar a cabo debido a que las dimensiones de la antena superaban los límites de impresión de la impresora 3D del laboratorio. Aun así, el diseño de esta antena no se descarta para trabajos futuros en los que la frecuencia de trabajo del radar sea más alta, ya que a frecuencias más altas las dimensiones de la antena disminuyen al ser proporcionales a la longitud de onda λ.

3.2 Array de antenas de parche microstrip

Como segunda solución se trabajó con las antenas de parche microstrip, debido a que podían ser fabricadas fácilmente en el laboratorio, además de ofrecer características y dimensiones adecuadas para el proyecto. Como una sola antena no era capaz de ofrecer la ganancia y la directividad necesarias para el desarrollo del radar, se han combinado para formar un array.

Entre las configuraciones de alimentación existentes para un array de antenas microstrip se encuentran la distribución en paralelo y en serie. La primera, cuenta con un solo puerto de entrada y múltiples líneas de transmisión en paralelo que terminan en un elemento radiante, es decir en la antena. El segundo, consiste en una sola línea de transmisión continua desde la cual pequeñas porciones de energía se acoplan al elemento individual radiante [15]. Además, las antenas pueden distribuirse en una dimensión o en dos dimensiones.

Aunque se consideraron varias configuraciones de array, la más adecuada según la bibliografía estudiada [15] [16] era un array de antenas de parche en configuración paralelo y de dos dimensiones. En las secciones siguientes se especificarán los parámetros que se tomaron para la fabricación de este array de antenas.

3.2.1 Diseño

El primer paso para el diseño del array de antenas es determinar las dimensiones de la antena de parche. El funcionamiento de las antenas de parche no solo depende de la propia forma de la antena, sino, de la constante dieléctrica del sustrato ε_r, las dimensiones del sustrato, el plano de masa y la frecuencia de funcionamiento del radar f_0 [16]. Se usa el sustrato FR4 con $\varepsilon_r = 4.5$ y $h = 1.57$ mm. Con estos datos, el siguiente paso es calcular el ancho del parche W, calcular la constante dieléctrica efectiva ε_{eff} y calcular la longitud del parche L, a través de las expresiones siguientes [17]:

$$W = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \tag{3.2}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12\left(\frac{h}{W}\right)}}\right] \tag{3.3}$$

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 0.824h\left(\frac{\left(\varepsilon_{eff} + 0.3\right)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_{eff} - 0.258\right)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}\right) \tag{3.4}$$

Para simplificar el diseño del parche se utilizó una herramienta de cálculo online de antenas de parche microstrip facilitada por la página web de Altium [17], que proporciona la impedancia de entrada y las dimensiones de la antena microstrip, basándose en las ecuaciones anteriores. Los datos introducidos y los resultados obtenidos de la herramienta se encuentran recopilados en la Tabla 3.2. Estos cálculos permiten obtener el parche mostrado en la Figura 3.6.

Parámetros de entrada		**Resultados**	
$\boldsymbol{\varepsilon_r}$	4.5	Impedancia de entrada Z_A (Ω)	299
$\boldsymbol{h}$ (mm)	1.57	Ancho de banda (MHz)	10.1
-	-	Ancho W (mm)	60.9
-	-	Longitud L (mm)	47

Tabla 3.2 Cálculo de las dimensiones físicas de la antena de parche.

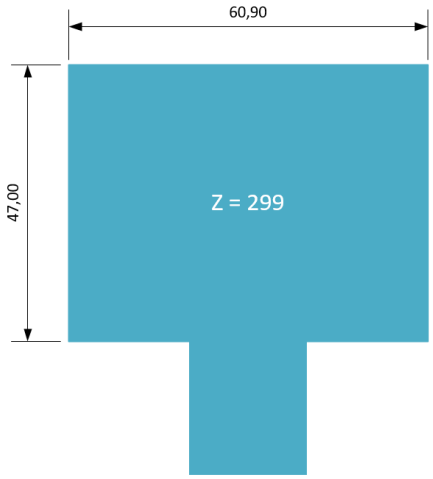


Figura 3.6 Dimensiones físicas e impedancia de la antena de parche.

Una vez que se conocen las dimensiones de la antena y la impedancia de entrada, se debe hacer coincidir la impedancia de entrada con la conexión de la línea de alimentación del parche. Para ello, la técnica más común es implementar un transformador de impedancia de $\lambda/4$ [17]. Como se está trabajando con microstrip, el transformador será una línea de transmisión con anchura y longitudes específicas. Primero se calcula la impedancia característica de la línea como:

$$Z_q = \sqrt{Z_o Z_A} = \sqrt{50 \times 299} = 122\ \Omega \tag{3.5}$$

Luego, con el uso de la herramienta TXLINE de MW Office, se calculan las dimensiones físicas del transformador como se muestra en la Figura 3.7. Como se puede ver, el ancho del transformador necesario es de 0.3248 mm y su longitud es de 29 mm aproximadamente.

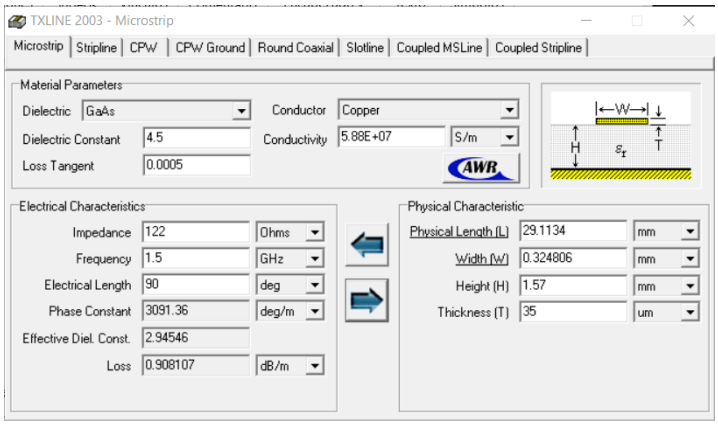


Figura 3.7 Cálculo de las dimensiones del transformador λ /4 con el uso de TXLINE.

Debido a que es necesario introducir el transformador para alimentar el parche, se optó por una segunda opción para la adaptación de las impedancias, la inserción de línea. Este mecanismo está diseñado para ajustar la impedancia de entrada de la antena de parche a la impedancia característica de la línea de transmisión, desplazando el punto de alimentación hacia el interior del parche hasta lograr una coincidencia de impedancias [17]. La principal ventaja de este método es que no requiere de la línea adicional de $\lambda/4$, lo que permite reducir el espacio de la red de alimentación y hacer el diseño más compacto.

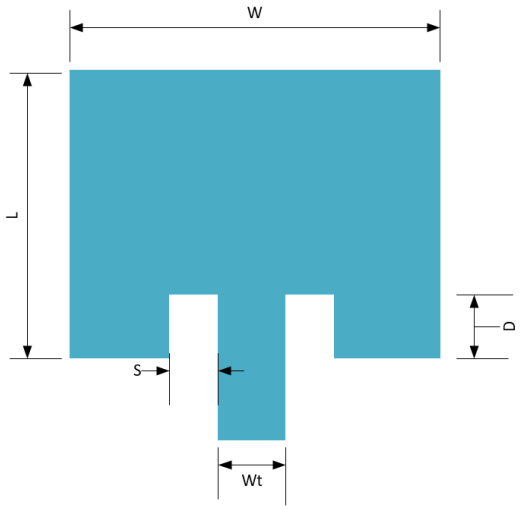


Figura 3.8 Dimensiones de la antena de parche para alimentación por inserción.

El diseño de la línea en este caso se basa en la profundidad de la inserción. A través de la relación profundidad/espaciado D/S se afecta la impedancia de entrada de la antena Z_A para que se iguale a la impedancia de la línea que será de 50 Ω. Para calcular las nuevas dimensiones se vuelve a usar la herramienta de cálculo [17], obteniendo los resultados de la Tabla 3.3.

Parámetros de entrada		Resultados	
Impedancia de entrada Z_A (Ω)	299	Profundidad D (mm)	13.081
Impedancia línea alimentación Z_0 (Ω)	50	-	-
Longitud de la antena L (mm)	47	-	-

Tabla 3.3 Cálculo de las dimensiones físicas para la inserción de la antena de parche.

Con los cálculos realizados se procede a la simulación electromagnética del array en ANSYS HFSS, como se ve en la Figura 3.9, donde se especificarán los valores para la fabricación. En esta simulación, no se dibujó la red de líneas de alimentación del array; en cambio se especificaron directamente en las líneas de inserción de las antenas.

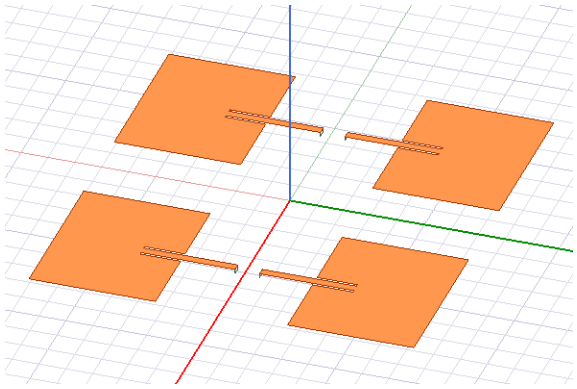


Figura 3.9 Simulación del array de antenas en HFSS.

Para poder determinar los valores concretos de las dimensiones de las antenas, se realizaron diversas simulaciones en función de la distancia entre ellas, diferentes valores de espaciado *S* y de profundidad *D*. Para decidir los valores de distancia entre antenas se debe tener en cuenta que, para el diseño de un radiador efectivo en fase, la distancia de separación óptima para una ganancia máxima es λ/2 [14]. El valor de λ/2 para este proyecto es de 10 cm, por tanto, se llevaron a cabo simulaciones para valores de distancia entre antenas de: 8.5 cm, 9 cm, 9.5 cm, 10 cm y 10.5 cm. De todas las simulaciones, la mejor respuesta se consiguió para una separación entre parches de 9.5 cm. A su vez, la longitud de la antena se fijó a 4.7 cm, el espaciado *S* a 0.103 cm y la profundidad *D* a 1.5 cm que, aunque no sea igual al valor calculado en la Tabla 3.3, es aproximado.

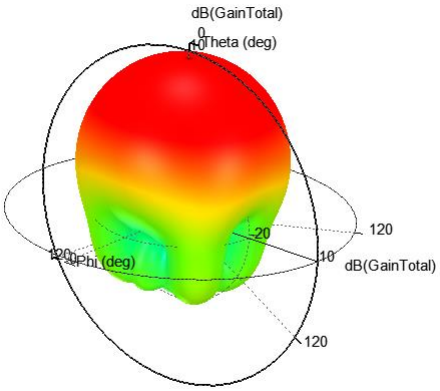


Figura 3.10 Diagrama de radiación del array de antena simulado.

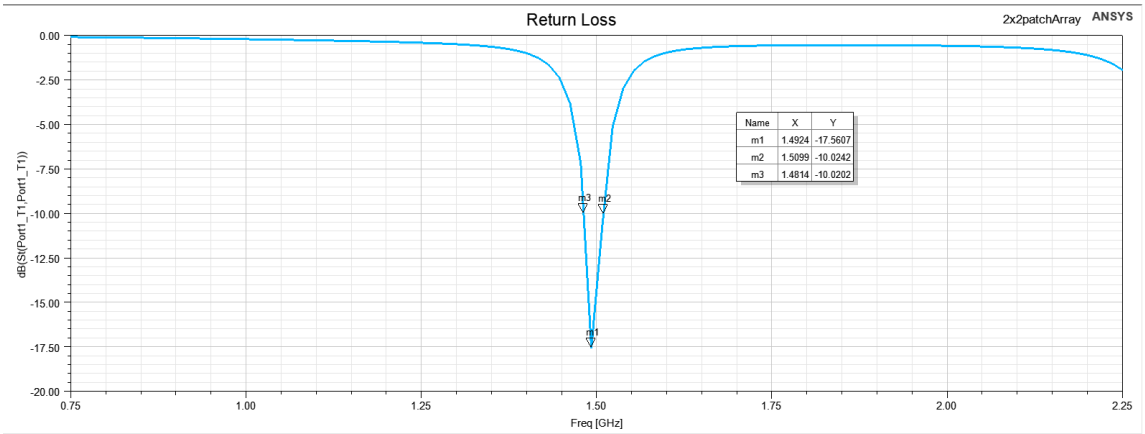


Figura 3.11 Medida del coeficiente de reflexión del array de antenas simulado.

Las simulaciones proporcionan el diagrama de radiación del array, Figura 3.10, donde se puede ver que la radiación está dirigida de forma perpendicular al plano del array. También permiten obtener el coeficiente de reflexión del array, Figura 3.11, del cual se puede extraer la adaptación del array a la frecuencia de trabajo con una atenuación de 17.56 dB (marcador *m1*), así como el ancho de banda esperado según el estándar $|S_{11}| < -10\ dB$ que es de 28.5 MHz.

Además, se obtuvieron otros parámetros de la antena como la ganancia máxima de 7.22 dB y el diagrama de radiación en azimut del array de antenas mostrado en la Figura 3.12, donde se puede ver un lóbulo principal centrado en 0º, un lóbulo posterior bien definido hacia los 180º y el ancho del haz principal a -3 dB (HPBW) que es de aproximadamente 48º.

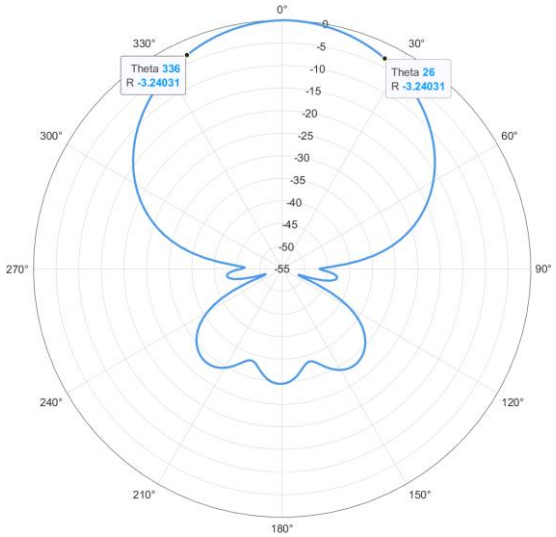


Figura 3.12. Diagrama de radiación en azimut del array de antenas simulado en HFSS.

Sabiendo la distancia entre antenas, se procede al diseño de la red de alimentación con líneas de transmisión para enlazar el conector SMA de 50 Ω con los parches. Dado que el conector alimenta a dos líneas en paralelo, la impedancia característica de estas líneas debe ser de 100 Ω para que no exista una desadaptación. La siguiente línea de transmisión se trata de un transformador de λ/4 para volver a pasar de 100 Ω a 50 Ω, cuya impedancia característica viene dada por:

$$Z_{transformador} = \sqrt{Z_o Z_B} = \sqrt{50 \times 100} = 70\ \Omega \tag{3.6}$$

Este transformador es seguido de un pequeño tramo de 50 Ω y de una intersección en T conectada nuevamente a dos líneas de 100 Ω. Hay que destacar que, de no haber vuelto de 100 Ω a 50 Ω previamente, estas dos líneas de 100 Ω tendrían que ser de 200 Ω y el ancho de pista sería demasiado fino para poderlas fabricar. Finalmente, se usa otro transformador para convertir los 100 Ω en las líneas de 50 Ω de entrada a las antenas de parche que se han definido anteriormente y simulado con HFSS.

Para calcular la longitud y la anchura de cada una de las líneas se usa la herramienta de TXLINE y se recopilan los resultados en la Tabla 3.4.

Líneas de Transmisión	Anchura *W* (mm)	Longitud L (mm)
70	1.5422	23.6
100	0.6313	28
50	2.911	2.5

Tabla 3.4 Dimensiones físicas de las líneas de transmisión para el array de antenas.

De ambas medidas, la longitud de las líneas que no constituyen un transformador λ/4, puede variarse debido a que no afectan al acoplamiento entre campos. Para el diseño del array se tuvieron que modificar algunas medidas de longitud de las líneas para cumplir el requerimiento de distancia entre antenas de 9.5 cm, manteniendo siempre la anchura de las mismas.

A la hora del diseño de un array de antenas, se debe tener en cuenta que la fase de alimentación del array es determinante para establecer la dirección del ángulo de apuntamiento. Para que sea transversal, se necesita que todas las antenas se encuentren alimentadas en fase. Sin embargo, debido a la disposición física de las antenas del array que se quiere construir, dos de las

antenas de parche se encuentran colocadas en sentido opuesto a las otras dos, lo cual introduce un desfase de 180º entre los pares de antenas. En el diseño de HFSS de la Figura 3.9, se observa la orientación contrapuesta de las antenas y el desfase se aplicaba directamente en dos de las líneas de inserción de las antenas.

Para compensar este desfase en una aplicación real, se introduce un incremento de longitud de λ/2 en las líneas de dos de las antenas, preferiblemente las de 100 Ω al comienzo de la red. Se diseñó en MW Office la red de alimentación del array y se conectaron a las líneas de entrada de las antenas puertos adaptados a 50 Ω para simular las antenas de parche. Con un *tunner*, se modificó la variable de distancia para la línea de 100 Ω del comienzo, y se evaluó la diferencia de fase entre puertos del array para elegir el valor de distancia correspondiente.

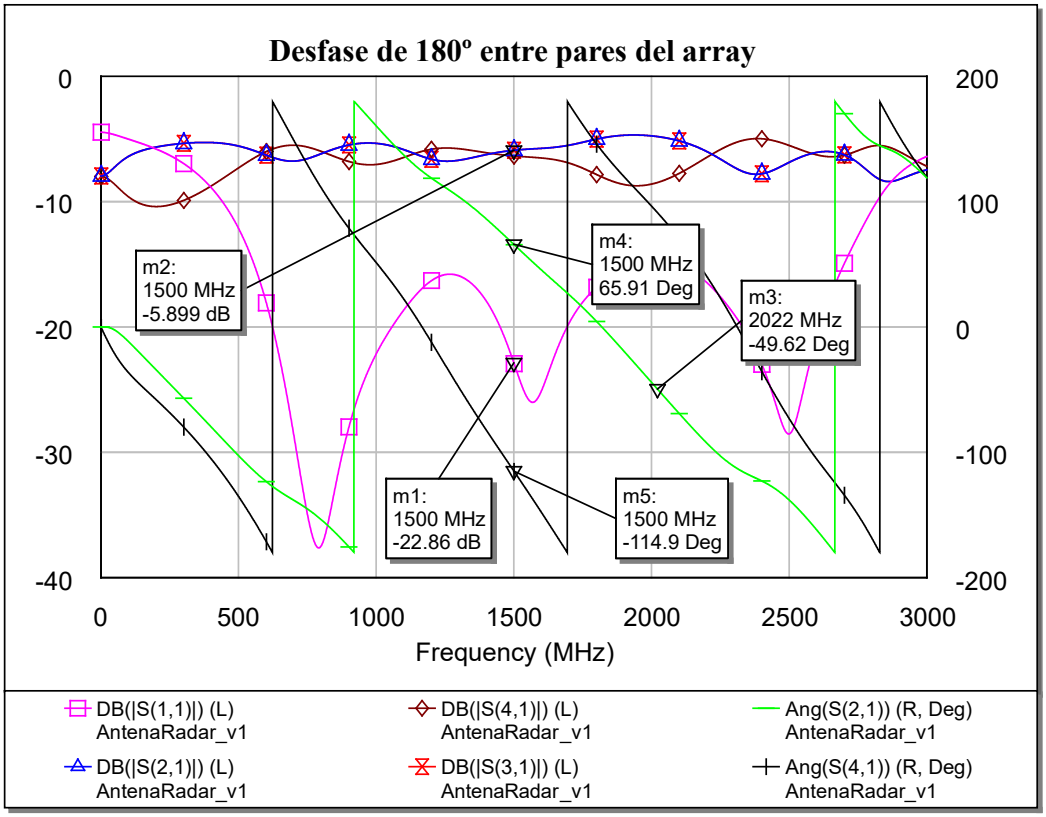


Figura 3.13 Simulación para corroborar el desfase de 180º entre antenas del array.

En la simulación de la Figura 3.13, se puede ver que para una frecuencia de 1.5 GHz, existe una diferencia de fase de 180º entre el S_{21} y el S_{41}, representados con los marcadores *m4* y *m5*, respectivamente. Estos dos parámetros, se corresponden con la diferencia de fase entre los pares de antenas, el puerto 4 sería una de las antenas del lado izquierdo y el puerto 2 una de las antenas del lado derecho del array. Este desfase de 180º, se obtiene para una longitud de línea de 100 Ω de 31 mm, si este valor se modifica se pierde la diferencia de fase. Como se debe mantener una distancia entre antenas de 9.5 cm, se realizan meandros en las líneas de 100 Ω y en los transformadores de λ/4 al inicio de la red de alimentación, como se puede ver en el layout de la Figura 3.14 (izquierda). Además, se puede ver en el marcador *m1*, el parámetro S_{11} y por tanto la adaptación del array a la frecuencia de 1.5 GHz con un valor de 22.86 dB.

3.2.2 Fabricación

Con esta última figura se culmina el apartado de diseño y simulación del array y se procede a su fabricación. La fabricación del circuito se llevó a cabo mediante la técnica de fotolitografía sobre sustrato dieléctrico FR4.

El primer paso es extraer el layout final del array desde MW Office al software de dibujo

AutoCAD. Además, se añaden las antenas con sus dimensiones y con el valor de inserción correspondiente, así como las dimensiones del conector SMA de alimentación al comienzo del array. El diseño de AutoCAD se puede ver en la Figura 3.14 (izquierda).

El siguiente paso es imprimir la plantilla sobre el acetato y aplicarla sobre el sustrato FR4 fotosensible positivo, para posteriormente exponerlo a la radiación UV de la insoladora del laboratorio. Tras la exposición, se sumerge la placa en una cubeta con líquido revelador hasta que la fotoresina insolada desaparece. Se eliminan los residuos con agua y se sumerge en otra solución compuesta de 50% de ácido clorhídrico, 25% de agua oxigenada y 25% de agua. Con esta primera versión del array se obtuvo el resultado mostrado en la Figura 3.14 (derecha), donde se puede ver que el ácido se come parte de la antena y de las líneas de transmisión.

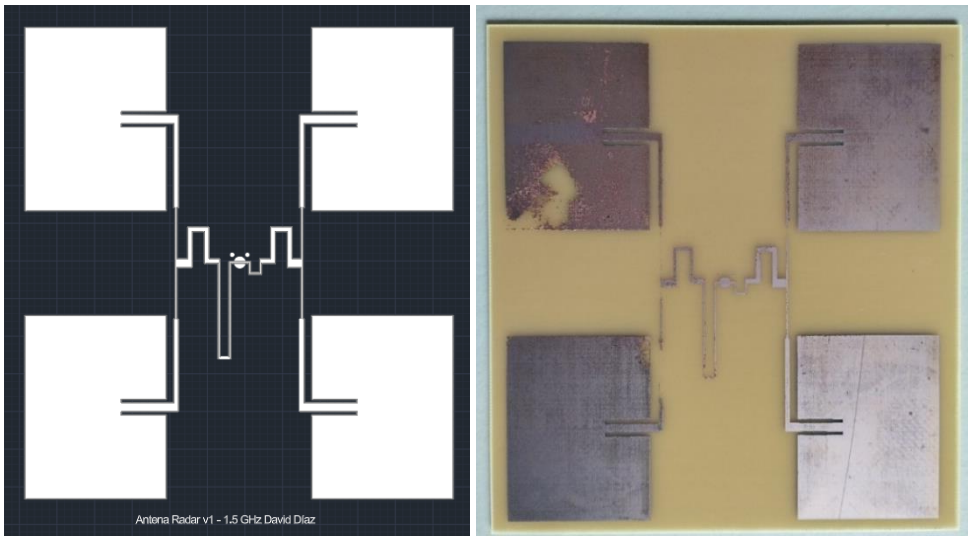


Figura 3.14 Layout del array de antenas de parche en AutoCAD versión 1 (izquierda) y fabricación del array de antenas de parche versión 1 (derecha).

Al tener que eliminar mucho cobre, la reacción química del ácido con el metal produce un aumento de temperatura que aumenta la velocidad de la reacción e impide hacer correctamente las líneas finas. Para reducir la agresividad del ácido se realiza una segunda versión del layout, agregando planos rectangulares entre las antenas como se ve en la Figura 3.15 (izquierda). La idea es que el ácido tenga que eliminar menos cobre. Se conectan a masa los nuevos sectores de cobre para evitar que afecten al diagrama de radiación del array y se sueldan al inico del array los puertos SMA de alimentación, obteniendo el array de antenas de la Figura 3.15 (derecha). Este proceso se repite para hacer la segunda antena.

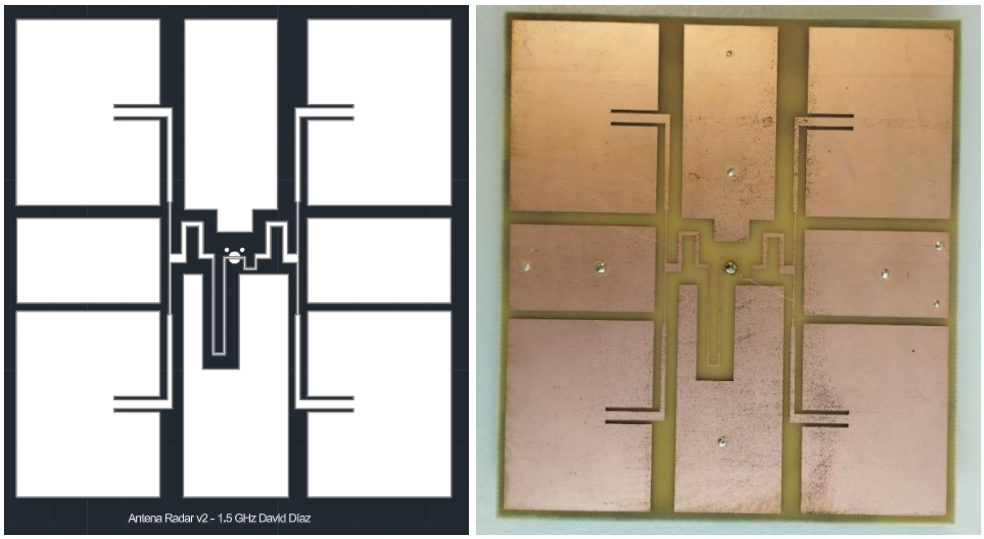


Figura 3.15 Layout del array de antenas de parche en AutoCAD versión 2 (izquierda) y fabricación del array de antenas de parche versión 2 (derecha).

3.2.3 Medidas

Una vez completada la fabricación del array, se procede a la caracterización de las antenas. La primera medida que se hizo fue la comparación del coeficiente de reflexión del array de antenas con los planos rectangulares sin conectar a tierra y conectados, con el objetivo de ver la adaptación de la antena a la frecuencia de trabajo y calcular el ancho de banda.

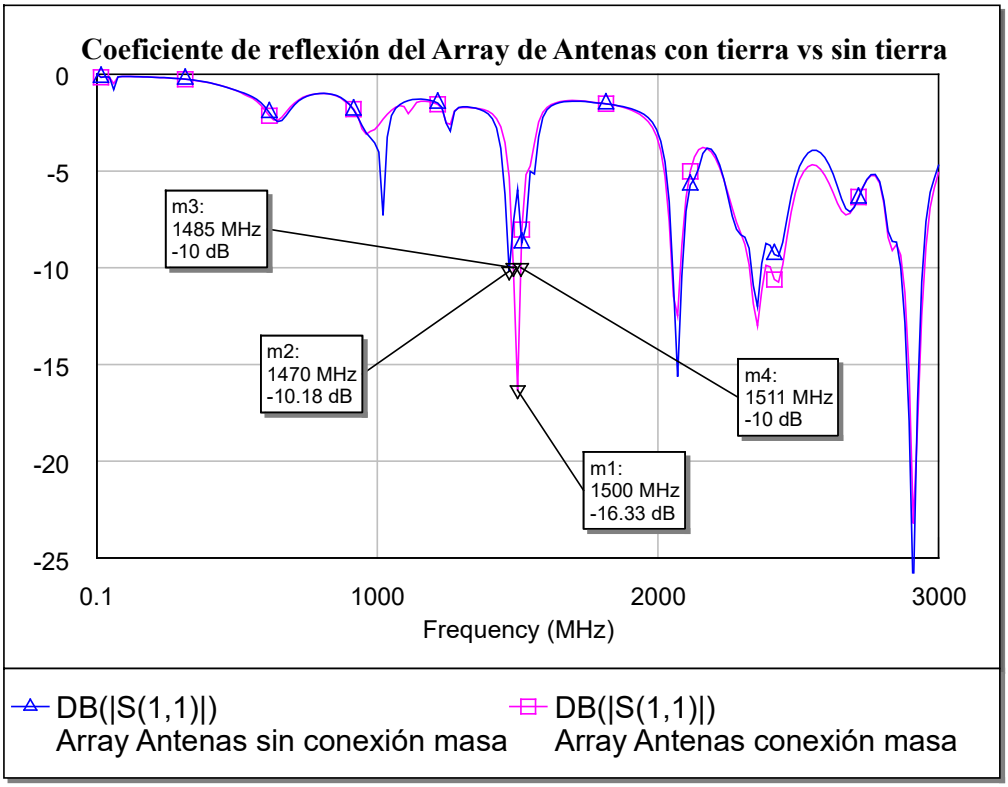


Figura 3.16 Medida del coeficiente de reflexión del array de antenas con y sin conexión a masa.

En la Figura 3.16, se puede ver cómo mejora la adaptación de la antena a la frecuencia de trabajo, al conectar los planos rectangulares a masa. En un principio, la frecuencia de adaptación de la antena es de 1470 MHz (marcador *m2*) y se ajusta a los 1.5 GHz (marcador *m1*) esperados con una atenuación de 16.33 dB. Respecto al ancho de banda, se vuelve a determinar utilizando el criterio estándar de $|S_{11}| < -10\,dB$ identificando las frecuencias para 10 dB con los marcadores *m3* y *m4*, calculando la diferencia entre ellas, obteniendo un ancho parecido al simulado:

$$BW = 1.675\,GHz - 1.36\,GHz = 26\,MHz \tag{3.7}$$

La segunda medida que se llevó a cabo fue el diagrama de radiación del array de antenas. Para la medida del diagrama se utiliza el montaje mostrado en la Figura 3.17 (izquierda). Este montaje consiste en enfrentar las dos antenas, la antena emisora se encuentra montada en una plataforma ajustable y conectada a un generador de RF, que emitía 20 dBm, controlado por el ordenador; en cambio, la antena receptora se encuentra en un mástil rotatorio, controlado mediante un script de MATLAB y un Arduino, conectada a su vez a un sensor de potencia.

Antes de llevar a cabo las medidas, se anotó la distancia entre antenas de 93 cm y se aseguró su alineación para garantizar la máxima detección de la señal posible. Al ejecutar el script, la antena receptora gira en sentido antihorario realizando pequeños incrementos angulares a lo largo de los 360º. En cada paso angular, se toman 5 muestras consecutivas y se calcula el promedio. El software convierte las muestras en función del tiempo en un diagrama de radiación en azimut. Para representarlo en un gráfico radial se usó un programa de MATLAB.



Figura 3.17 Montaje para la medida del diagrama de radiación del array de antenas fabricado: sin absorbente (izquierda) y con absorbente (derecha).

Específicamente se hicieron dos medidas, una sin absorbente y una segunda medida con un absorbente para eliminar las reflexiones causadas por la pared del laboratorio como se ve en la Figura 3.17 (derecha). Los diagramas en azimut se pueden ver en la Figura 3.18, para las medidas sin el absorbente (izquierda) y para las medidas con el absorbente (derecha). Se puede ver una mejora en el lateral del diagrama en la zona más cercana a la pared.

El parámetro más característico de esta medida, el de la Figura 3.18 (derecha), es la comparación del diagrama en azimut del array fabricado con el diagrama de radiación simulado de la Figura 3.12. Se puede ver que son parecidos, con una diferencia en la forma del lóbulo principal y del lóbulo trasero. Se debe destacar que esta diferencia entre ambos patrones se debe a que el detector usado para las medidas del array fabricado, el PWR-SEN-8FS [18], cuenta con una sensibilidad de aproximadamente -30 dBm y el patrón simulado en la Figura 3.12 llega a potencias de -60 dB aproximadamente.

Aun así, se corrobora que el array fabricado cumple con las especificaciones definidas anteriormente. Se puede ver que el patrón cuenta con un lóbulo trasero bien definido y un lóbulo principal no muy directivo, pero similar al simulado. Además, el ancho del haz principal a -3 dB es de aproximadamente 60º, más alto que el obtenido en la simulación, pero esperado para una aplicación real.

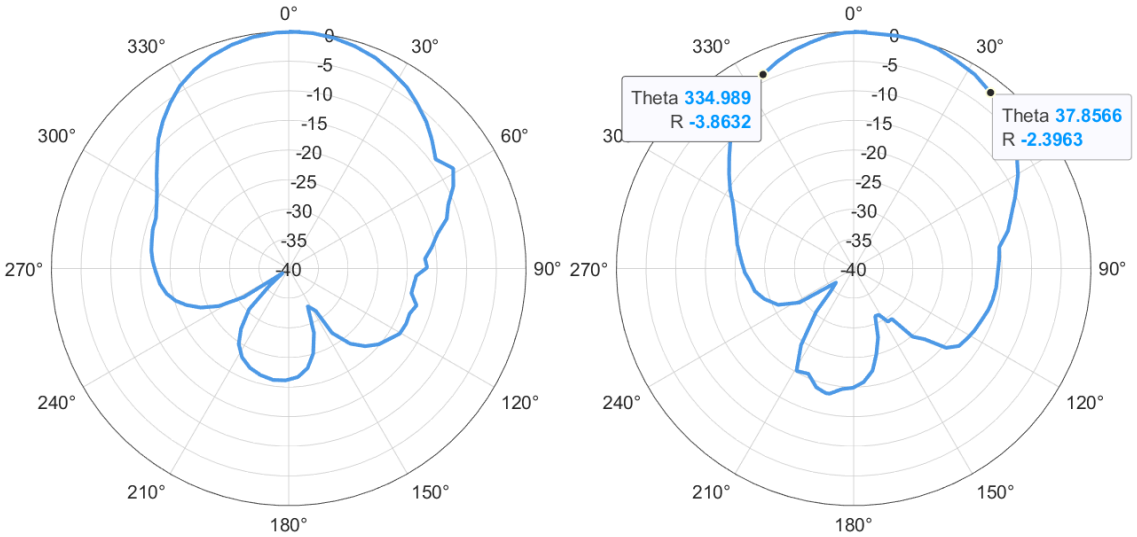


Figura 3.18 Diagrama de radiación en azimut del array de antenas fabricado sin el absorbente (izquierda) y con absorbente (derecha).

Como tercera medida, se evaluó la ganancia del array de antenas. Para ello se dispone del mismo montaje, agregando a la antena receptora un detector de potencia. Antes de realizar las medidas, se garantizó que se cumplían las condiciones de campo lejano a la frecuencia de trabajo. Para calcular la ganancia de las antenas primero se fijó la distancia entre ellas a $d = 93\ cm$ y se

midió la potencia recibida para distintos valores de potencia transmitida. Como las antenas son idénticas se puede tomar de manera directa la potencia medida por el sensor.

Con los datos medidos, se realiza un ajuste de curva para determinar la ganancia de la antena a la frecuencia de operación. Dado que la relación que poseen la potencia transmitida y la potencia recibida en un radio enlace está dada por la ecuación de Friss:

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2}{(4\pi d)^2} \tag{3.8}$$

Se estableció la siguiente relación lineal entre las potencias:

$$P_r = cte * P_t, \text{ donde } cte = m = \frac{G^2\lambda^2}{(4\pi d)^2} \tag{3.9}$$

Graficando la potencia recibida en función de la potencia transmitida y haciendo un ajuste de tendencia, como se muestra en la Figura 3.19, se obtiene la ecuación de línea cuya pendiente *m* es equivalente al valor *cte* previamente definido. Por lo tanto, despejando la ganancia se obtiene:

$$cte = m = \frac{G^2\lambda^2}{(4\pi d)^2} \rightarrow G = \sqrt{\frac{m(4\pi d)^2}{\lambda^2}}$$
$$G = \sqrt{\frac{0.0024(4\pi(0.93))^2}{(0.2)^2}} \rightarrow G = 2.86 = 4.57\ dBi \tag{3.10}$$

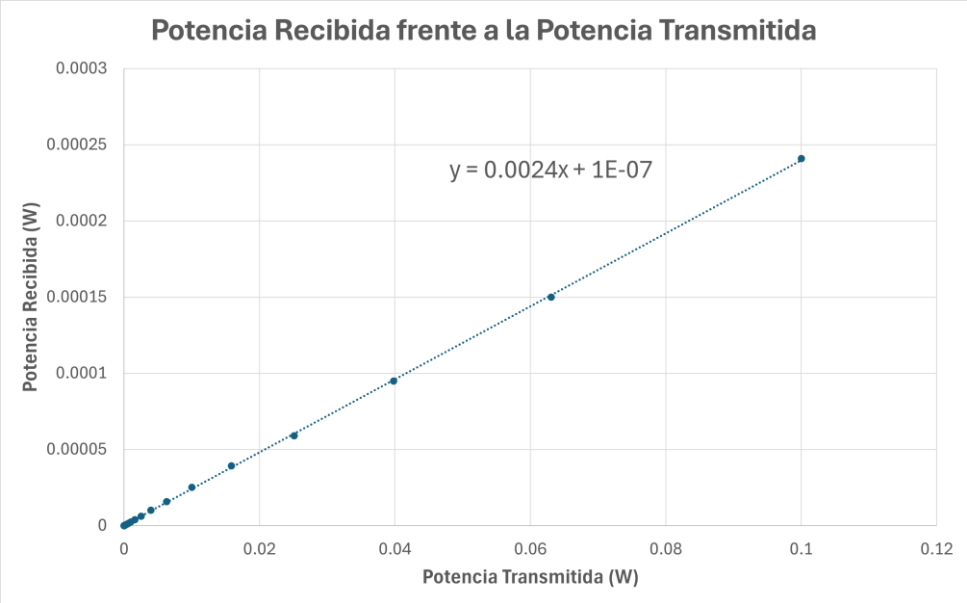


Figura 3.19 Potencia recibida frente a la potencia transmitida para medida de ganancia.

La ganancia obtenida del array de antenas es de 4.57 dB. Aunque la ganancia de la antena no sea muy alta, destaca al acercarse a la ganancia del array de antenas simulado de 7.56 dB. Los posibles casos de esta diferencia son las pérdidas de ganancia debido a los meandros de las líneas de transmisión, las pérdidas provocadas por los cables, e incluso, la reflexión en la antena emisora. Además, es importante considerar que el proceso de fabricación no es perfecto, el ácido puede eliminar más o menos cobre y provocar una degradación de la respuesta y, por tanto, una reducción adicional en la ganancia medida.

Finalmente, se evaluó el comportamiento en polarización del array de antenas, realizando medidas de la potencia recibida en función del ángulo de giro de la antena transmisora, con el objetivo de evaluar el acoplamiento de polarización entre antenas.

En la Figura 3.20, se representa la potencia recibida en dB normalizada en función del ángulo de rotación aplicado a la antena transmisora. Específicamente, a cero grados se ve que las antenas están perfectamente alineadas en polarización, por lo que la potencia recibida es máxima. En cambio, a medida que la antena se gira se introduce un desalineamiento en los ejes de polarización, lo que conlleva una pérdida de potencia. A 90º, se observa una atenuación aproximada de 33.08 dB lo que indica que las antenas están polarizadas ortogonalmente. En este punto, la potencia recibida es mínima debido a que el vector del campo eléctrico radiado es perpendicular a la orientación de la antena receptora lo que imposibilita el acoplamiento.

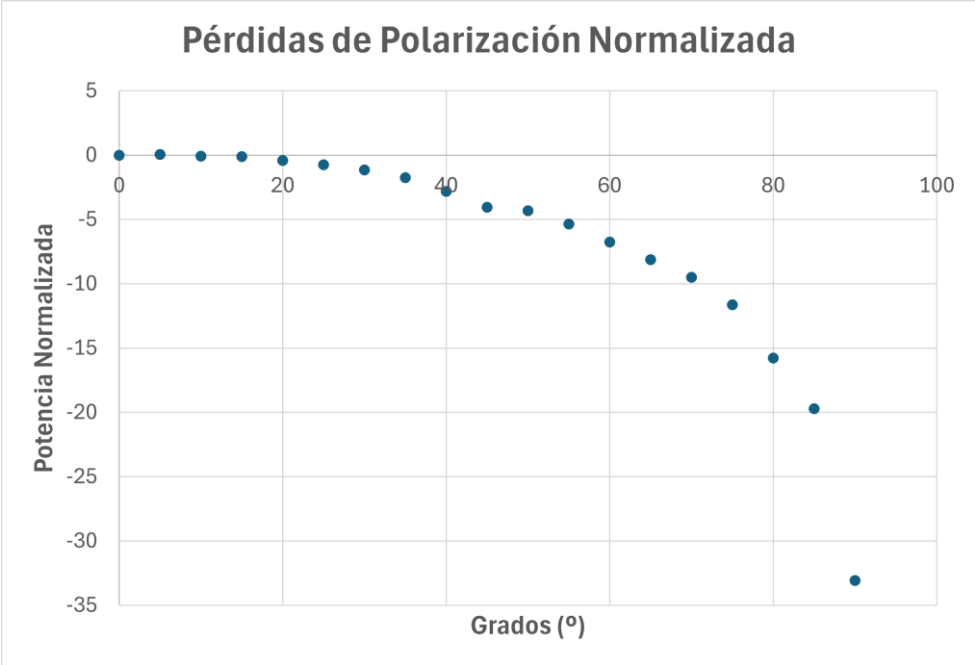


Figura 3.20 Medida de las pérdidas de polarización del array de antenas fabricado.

4 Generador de RF

Como se comentó en la Sección 2.2, el primer elemento de un sistema radar es el generador de RF y el segundo elemento que constituye la parte de transmisión del radar es el amplificador de señal. En este trabajo se tomó la decisión de elaborar un generador de RF a la frecuencia de trabajo de 1.5 GHz implementado sobre una placa de circuito impreso (PCB) diseñada en el software Altium Designer.

El diseño se basó en un oscilador controlado por voltaje, en concreto en el modelo CVCO55BE-1200-2300 de Crystek Microwave [19], seleccionado por su capacidad de operar en un rango de frecuencias comprendido entre 1.2 GHz y 2.3 GHz, es decir, dentro de la banda L. La elección específica de la frecuencia del radar se eligió para evitar interferencias con otros servicios. No obstante, el oscilador permite ajustar la frecuencia objetivo del radar en función del voltaje de control. Para controlar esta frecuencia, se incorporó un potenciómetro que permite regular el voltaje de control del VCO y por tanto la frecuencia de la señal del radar.

Dado que la señal generada por el VCO no presenta un nivel de potencia suficiente, se incluyó un amplificador de radiofrecuencia, el HMC589A de Analog Devices [20], con una ganancia típica de 19 dB dentro del rango de frecuencias de 1 GHz a 2 GHz. Su función será elevar la amplitud de la señal proveniente del oscilador para su posterior transmisión.

Una de las consideraciones claves para estos elementos fue la alimentación que tienen en común, el potenciómetro, el oscilador y el amplificador. Los tres operan con una tensión de alimentación de 5 V, lo que simplifica el esquema del sistema. Esto permitió integrar todos los elementos sobre una misma placa a la cual se referirá como placa *VCO_Radar*.

A continuación, se detallan los pasos de diseño, fabricación y medidas que se llevaron a cabo para esta placa.

4.1 Diseño

El primer paso es el diseño del esquema eléctrico del generador que se puede ver en la Figura 4.1.

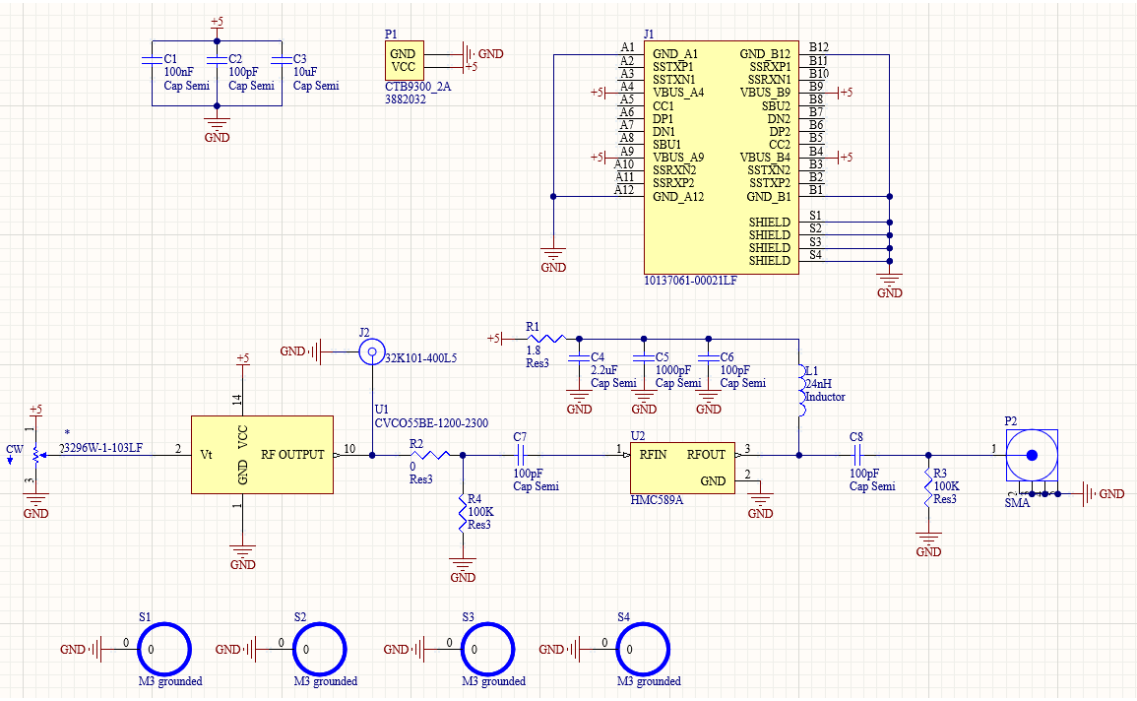


Figura 4.1 Diseño del esquema circuital de la placa VCO Radar.

Dentro de este esquema se pueden distinguir varias etapas. Por ejemplo, la Figura 4.2 muestra las conexiones del amplificador, siguiendo la información proporcionada por el fabricante. Para la elección de la inductancia *L1* y la capacidad *C1*, se utilizó la tabla de valores recomendados para frecuencias aproximadas a los 1.5 GHz. El valor de inductancia es 24 nH y el de capacidad 100 pF.

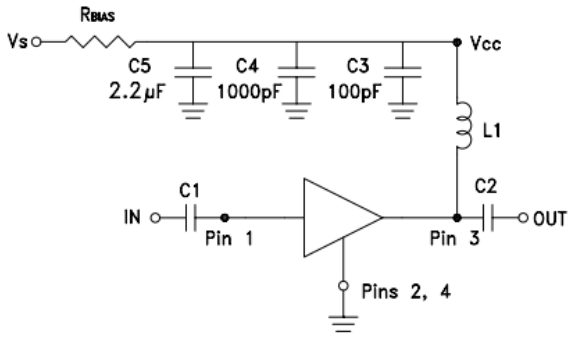


Figura 4.2 Esquema del circuito de aplicación para el amplificador HMC589A [20].

Otro detalle a considerar son las resistencias R_2 y R_4 conectadas entre la salida del oscilador y la entrada del amplificador, las cuales nos permitirán aislar el oscilador del amplificador para más adelante ser capaces de tomar medidas independientes del funcionamiento del oscilador y proteger la entrada del amplificador. Estas resistencias constituyen un atenuador resistivo pasivo que permitirá atenuar la potencia entrante al amplificador como se comentará más adelante. El diseño de la PCB se puede ver en la Figura 4.3 y en la Figura 4.5 puede verse una fotografía de la placa diseñada.

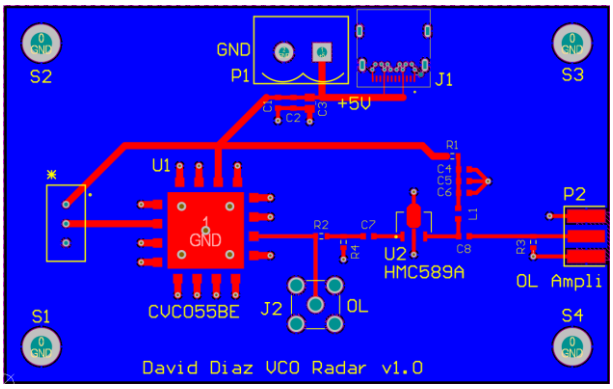


Figura 4.3 Diseño PCB para la placa VCO Radar.

4.2 Medidas

Al tener la placa fabricada, se procede a realizar diversas medidas para verificar el correcto funcionamiento del generador. Primero se mide la potencia de salida del oscilador, luego se realizan medidas con el amplificador y finalmente, se conecta la salida de la placa *VCO_Radar* a la placa *Control_ Switch_Radar* [13] para poder modular la señal de radiofrecuencia, necesaria para el radar de onda pulsada.

4.2.1 Medidas del Generador de RF

Como se debe corroborar el comportamiento del oscilador, en primera instancia se soldaron el oscilador, el potenciómetro y el puerto SMA *J2*. De esta manera, se puede medir la señal de salida del oscilador sin pasar por la etapa de amplificación.

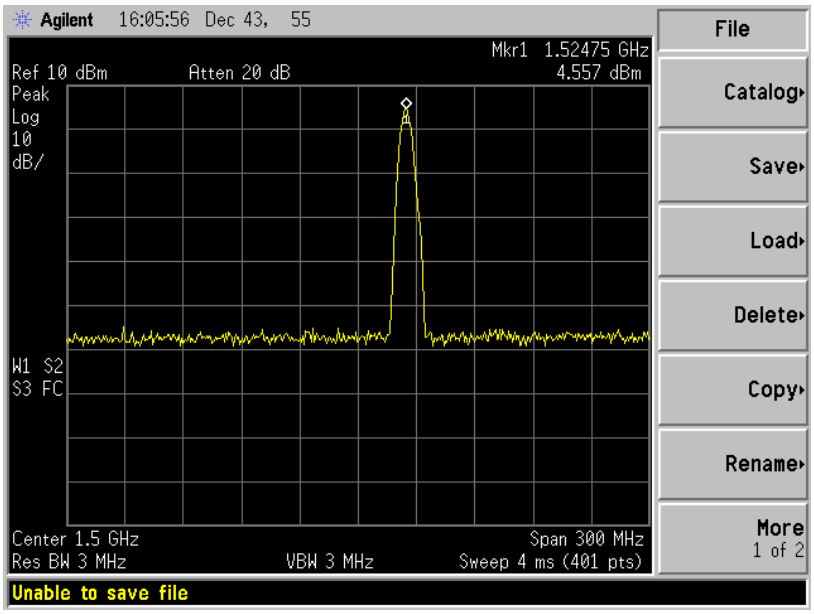


Figura 4.4 Medida de la señal de salida del oscilador.

Según la información facilitada por el fabricante [19], el oscilador cuenta con una potencia de salida típica de 4 dBm. En la Figura 4.4, se puede ver la medida tomada en el puerto *J2* que corresponde con la señal de salida del oscilador centrada en 1.5 GHz aproximadamente y con una potencia de 4.557 dBm. Por lo tanto, se puede asegurar el funcionamiento del oscilador. Además, con el uso del potenciómetro se probó el ajuste de frecuencia de la señal.

Tras comprobar el correcto funcionamiento del oscilador, se procedió a su conexión con la entrada del amplificador de potencia. Para llevar a cabo esta conexión, fue necesario considerar las características que ofrece el amplificador, en particular su ganancia típica a 1.5 GHz y su potencia de salida correspondiente al punto de compresión de 1 dB $P1dB$ de 19 dBm.

Dado que el oscilador entrega una potencia de salida medida de 4.557 dBm, al conectarlo directamente a la entrada del amplificador, este opera por encima de su punto de compresión:

$$P_{salida\ estimada} = 4.557\ dBm + 19dB = 23.557\ dBm \tag{4.1}$$

Este valor supera el umbral de linealidad del amplificador, lo que provoca saturación y distorsión de la señal. Para evitar este comportamiento, se introduce el atenuador resistivo pasivo entre la salida del oscilador y la entrada del amplificador, con el objetivo de reducir la potencia de entrada y mantener el amplificador dentro de la zona lineal de operación.

Como la potencia de entrada máxima del amplificador es:

$$P_{in\ máx} = 19\ dBm - 19\ dB = 0\ dBm \tag{4.2}$$

Inicialmente, se consideró una atenuación objetivo de 5 dB, con el fin de que la potencia de entrada del amplificador no supere los 0 dBm, que es el valor seguro para garantizar su funcionamiento estable. A partir de este valor de atenuación, se calculan los valores de las resistencias para el atenuador. El primer paso es trabajar con la atenuación en unidades naturales:

$$20\log_{10} L = -5 \rightarrow L = 10^{\frac{-5}{20}} = 0.56 \tag{4.3}$$

Como la topología del atenuador se trata de una resistencia en serie R_2 y una resistencia R_4 en paralelo a masa, se puede definir V_1 como la tensión de entrada al atenuador, que se corresponde con la salida del oscilador y V_2 como la tensión de salida, que es la entrada del amplificador. Además, la impedancia de entrada del amplificador es 50 Ω, por lo que R_4 estará en paralelo con ella. La relación de tensiones viene dada por:

$$V_2 = V_1 \frac{R_4||50}{R_2 + R_4||50} \tag{4.4}$$

Donde el término de resistencias es igual a la atenuación en unidades naturales:

$$\frac{R_4||50}{R_2 + R_4||50} = 0.56 \tag{4.5}$$

Por otro lado, para garantizar que el sistema está correctamente adaptado y evitar reflexiones, la impedancia de entrada total vista por el oscilador debe coincidir con la impedancia del sistema, es decir, 50 Ω. Esta condición se traduce en:

$$R_{in} = R_2 + \left(\frac{R_4 \cdot 50}{R_4 + 50}\right) = 50\ \Omega \tag{4.6}$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones (4.5) y (4.6), se pueden determinar los valores adecuados de R_2 y R_4 para una atenuación de 5 dB, siendo estos $R_2 = 22.02\ \Omega$ y $R_4 = 63.48\ \Omega$.

Una vez obtenidos estos valores teóricos, se procedió a realizar ajustes prácticos utilizando resistencias comerciales disponibles en el laboratorio. Durante esta etapa, se buscó reducir la atenuación inicial, con el objetivo de aumentar la señal amplificada de salida sin provocar saturación del amplificador. Se comprobó experimentalmente que, incluso sin cumplir de forma estricta la condición de no superar 0 dBm a la entrada, el amplificador seguía ofreciendo una respuesta aceptable. Se seleccionaron los valores de resistencias mostrados en la Tabla 4.1, que ofrecen una atenuación de aproximadamente de 1 dB.

R_2	R_4	$S_{21}\ (dB)$	$S_{11}\ (dB)$
5.21	430	-0.9460	-59.2953

Tabla 4.1 Valores para las resistencias R2 y R4 y atenuación que ofrecen.

Finalmente, al tener conectado tanto el oscilador como el amplificador, se completa la placa *VCO_Radar*, como se muestra en la Figura 4.5.



Figura 4.5 Placa VCO Radar fabricada.

La Figura 4.6 muestra la medida de la salida de la placa. El resultado se corresponde con la señal generada por el generador de RF amplificada. En esta medida se puede ver que se obtiene una potencia de salida del amplificador de 15.69 dBm a 1.5 GHz, lo que representa una ganancia efectiva de 11.14 dB, inferior a la nominal, pero suficiente para el funcionamiento sin distorsión. Esta potencia de señal se deberá tener en cuenta en el momento de la conexión de los demás elementos, como el filtro paso bajo, el divisor de potencia y el atenuador, que atenúan a la señal, como se discutirá más adelante.

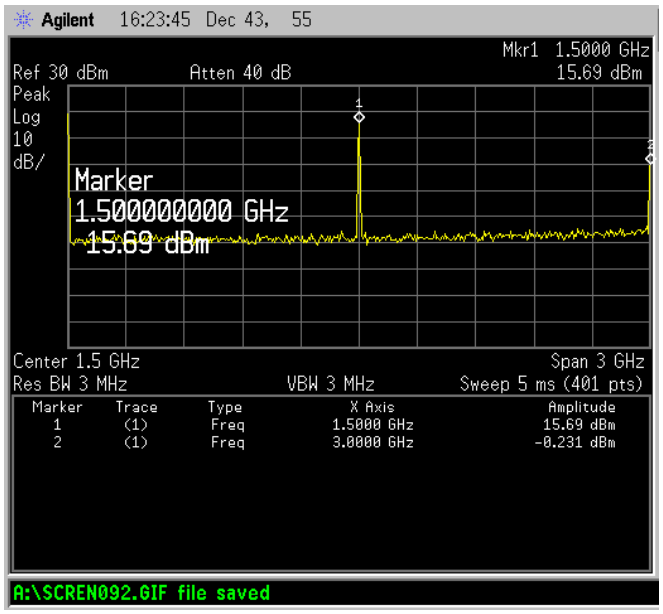


Figura 4.6 Medida de la salida de la placa "VCO Radar".

Además, se puede ver un pico de potencia a la frecuencia de 3 GHz, que se corresponde con uno de los armónicos generados por el oscilador. Este armónico será discutido en la Sección 5.2 junto con el filtro paso bajo, ya que su objetivo será atenuar los armónicos y aislar la señal del radar para que solo radie a la frecuencia de 1.5 GHz.

Al no contar con el filtro paso bajo fabricado en el momento de esta medida, se optó por el uso de un filtro paso bajo del laboratorio, el VLFG-1800+ de Mini-Circuits [21] con una frecuencia de corte a 2.030 GHz, ideal para eliminar el armónico de la señal a 3 GHz y quedarse con la frecuencia de 1.5 GHz. Las pérdidas de inserción típicas a frecuencias próximas a 1.5 GHz son 1.3 dB y a 3 GHz aplica una atenuación próxima a 20 dB.

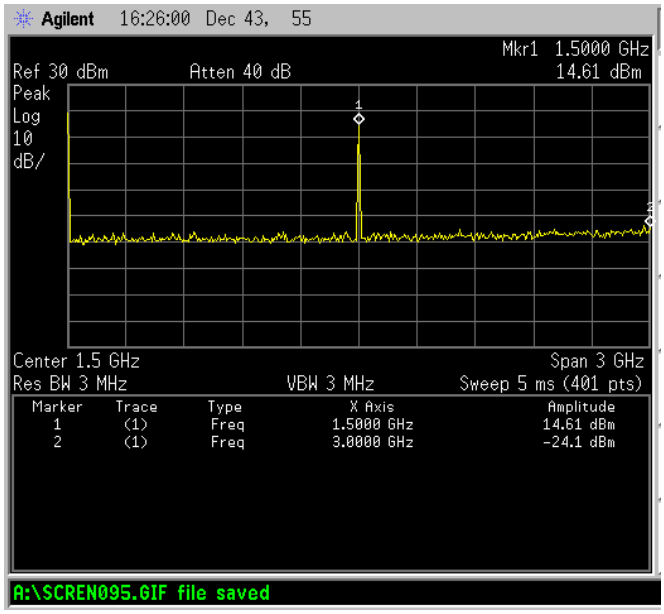


Figura 4.7 Medida de la salida de la placa "VCO Radar" conectando el filtro paso bajo VLFG-1800+.

Conectando este filtro a la salida de la placa, se obtiene la medida de la Figura 4.7. Se puede ver como la señal a 1.5 GHz se atenúa aproximadamente 1 dB y cómo el armónico a 3 GHz se elimina. Con este comportamiento, se puede demostrar que es posible el uso de un filtro paso bajo para eliminar el armónico y que el radar solo radie a la frecuencia de trabajo. Con esta idea se decidió diseñar un filtro propio en tecnología microstrip como se verá en la Sección 5.2.

Se realizaron dos medidas adicionales de las mismas señales utilizando el osciloscopio,

con el objetivo de observar la forma de la señal de radiofrecuencia generada, la cual debe presentar una forma de onda senoidal, característica de una señal portadora. En la Figura 4.8 (izquierda), se puede ver como la señal presenta una leve deformación debido a la presencia de los armónicos generados por el oscilador. Estos armónicos, aunque están presentes, poseen una potencia baja por lo que no influye en gran medida en la forma de la onda. En cambio, en la misma figura (derecha), se muestra la señal después del filtro, dejando únicamente la componente a 1.5 GHz. Como resultado, la señal que se observa es una sinusoide pura.

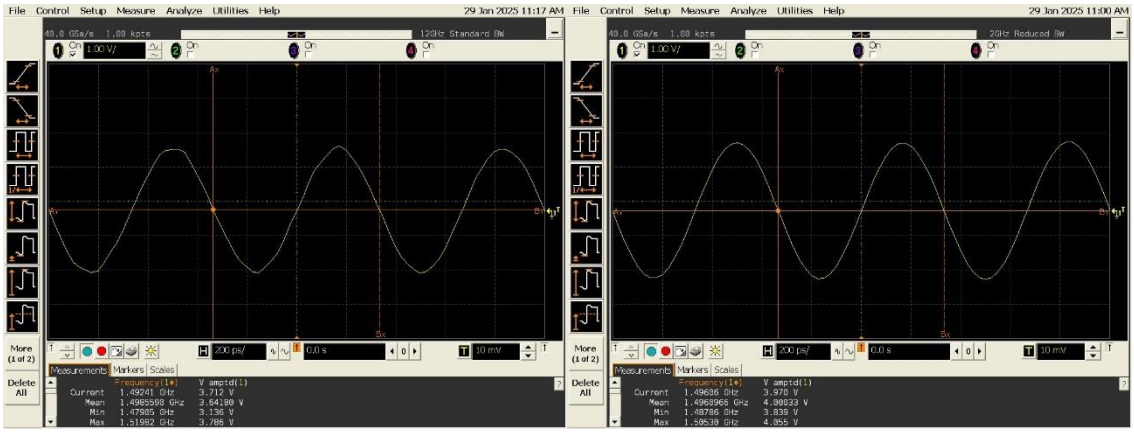


Figura 4.8 Medida de la señal de la placa VCO Radar en el osciloscopio sin el filtro VLFG-1800+ (izquierda) y con el filtro VLFG-1800+ (derecha).

4.2.2 Pruebas del Generador de RF y placa Switch Control

Como se comentó anteriormente, para el radar de onda pulsada es necesario la integración de un oscilador de control y un switch para poder modular la señal de RF y transmitirla. Para ello se hace uso de la placa *Control_Switch_Radar* [13].

Esta placa se encuentra dividida en tres secciones. La primera se encarga de generar la señal de control. La segunda, se encarga de convertir dicha señal en un tren de pulsos digitales a través del uso de comparadores. Y la tercera, está destinada al *Switch* que permite el paso o bloqueo de la señal de alta frecuencia según el valor alto o bajo de la señal de control. Específicamente, se usa el switch ADG901 de Analog Devices [22], que en el peor de los casos proporciona un tiempo de subida de 5.5 ns y un tiempo de bajada de 8.5 ns [13]. Esta placa al igual que la placa *VCO Radar* se encuentra alimentada a 5 V, lo que permitirá el uso de una sola fuente de tensión en el sistema, simplificando el montaje. En la Figura 4.9, se puede observar el montaje con ambas placas.

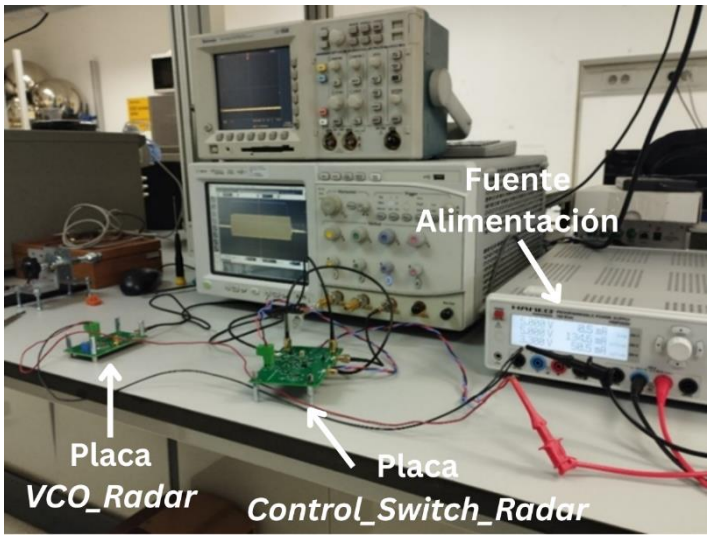


Figura 4.9 Montaje de la placa VCO Radar y la placa Control_Switch_ Radar para medida de señal modulada.

A continuación, en la Figura 4.10 se puede observar la señal de salida *RF OUT* que se corresponde con la salida del *Switch*, en color amarillo, junto con la salida del trigger en color morado. Es importante destacar que para proteger la entrada del osciloscopio y realizar las medidas sin inconvenientes, se conectó un atenuador de 3 dB antes de hacer las medidas.

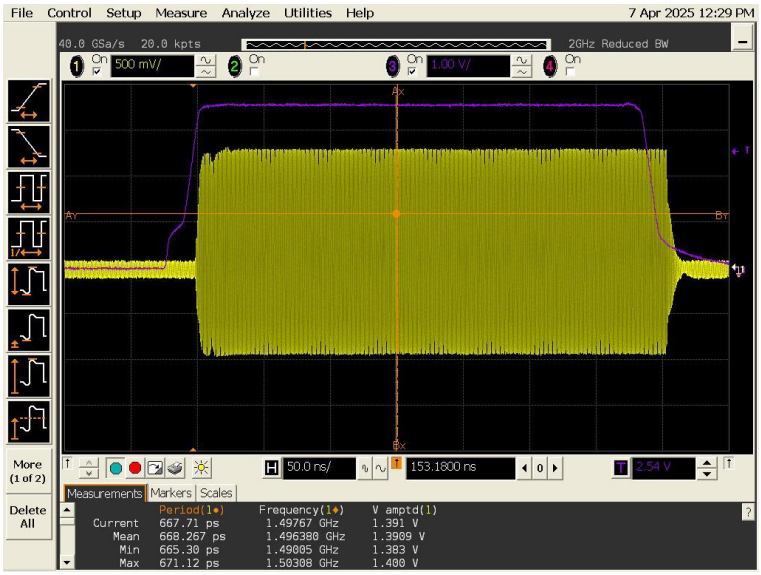


Figura 4.10 Medida de la señal de salida del Switch y señal trigger.

Como se puede apreciar, la forma de la señal RF, amarilla, coincide con la forma de la señal de trigger, morada, lo que indica el funcionamiento correcto de la placa. Si se evalúa la amplitud de la señal de RF se puede ver que se obtiene una amplitud de 1.4 V aproximadamente.

Otra medida realizada para verificar el funcionamiento de la señal modulada se muestra en la Figura 4.11. En ella se puede ver dos pulsos de señal modulada separados por un intervalo de tiempo durante el cual no hay emisión. Este intervalo es el período de repetición de pulsos PRT o T_p, discutido en la Sección 2.1.2 y define el ritmo con los que se emiten los pulsos condicionando el alcance máximo no ambiguo del sistema. Según los datos extraídos de la medida, se obtiene un periodo de repetición de aproximadamente 5.189 µs, lo que equivale a una frecuencia de repetición de pulsos PRF de aproximadamente 192.7 kHz. Esto implica que el sistema es capaz de emitir 192700 pulsos por segundo. Esto influye directamente en el alcance máximo no ambiguo teórico que puede estimarse con la expresión (2.6), obteniendo un valor de 778.35 metros. Con estas medidas, se puede garantizar el funcionamiento de la modulación de la señal RF.

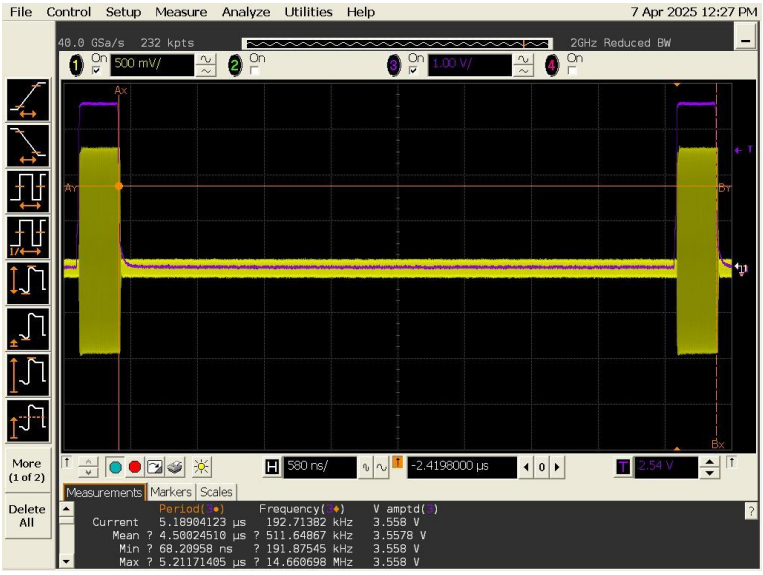


Figura 4.11 Medida de la distancia entre pulsos.

5 Filtros

Los filtros son componentes esenciales en los sistemas de radar, especialmente en la etapa de recepción, donde se requiere aislar la señal útil del radar y suprimir las interferencias presentes en el espectro. Dependiendo del perfil de atenuación deseado y del comportamiento de la banda de paso, se pueden seleccionar diferentes tipos de respuestas de filtro.

Entre las más utilizadas en sistemas de comunicación se encuentran [23]:

- Filtros Butterworth: se caracterizan por una respuesta en frecuencia suave casi plana en banda de paso. Al ser la curva más suave la banda de transición es más amplia.

- Filtros Chebyshev: estos filtros ofrecen una transición más abrupta que los Butterworth, resultando en una mejor selectividad, pero introducen rizado en la banda de paso o rechazo, según sea el caso. En la mayoría de las aplicaciones se prefieren las respuestas de Chebyshev debido al mayor rechazo que ofrecen [24].

La elección del tipo de filtro depende de la relación entre el rizado de la banda de paso y la rapidez con la que se desea alcanzar la atenuación fuera de la banda. En el caso de los sistemas radar desarrollados, el tipo de filtro a usar en cada uno de los casos se discutirá en los subapartados correspondientes.

En particular, se identificaron dos fuentes principales de interferencia: señales en la banda de 2.4 GHz, provenientes de la red Wi-Fi y un tono espurio generado por el generador RF que se encuentra por encima de la portadora principal, aproximadamente a 3 GHz, que se corresponde con el armónico de la señal como se comentó anteriormente en la Sección 4.2.1. Con el objetivo de eliminar estas interferencias, se diseñaron e implementaron dos filtros pasivos: un filtro paso banda y un filtro paso bajo.

El filtro paso banda fue diseñado para estar centrado en 1.5 GHz, con el objetivo de seleccionar la señal del radar y suprimir tanto frecuencias bajas como las señales por encima de la frecuencia central, concretamente las frecuencias superiores a los 2 GHz asociadas al espectro del Wi-Fi.

Como los sistemas radar diseñados en este trabajo operan a frecuencias del orden de 1.5 GHz, el diseño de uno de estos filtros se realizó mediante el uso de líneas acopladas. La razón es que para anchos de banda inferiores al 20 % aproximadamente, la fabricación de filtros con líneas acopladas es particularmente fácil de implementar en configuraciones microstrip y otras tecnologías de líneas de transmisión [25]. Además, estas líneas permiten obtener las inductancias y capacidades necesarias mediante acoplamiento electromagnético, lo que resulta más eficiente que el uso de componentes discretos[11] en estas frecuencias. Aunque los elementos discretos reales están diseñados en el rango de hasta 2 GHz, se debe tener en cuenta que, a altas frecuencias su respuesta en frecuencia es pobre debido a los efectos parásitos [24].

Por otro lado, el filtro paso bajo fue diseñado para eliminar los armónicos de la señal proporcionada por el generador de RF y solamente radiar a la frecuencia de trabajo.

De igual manera se optó por el uso de líneas de transmisión, ya que una forma fácil de implementar filtros paso bajo en microstrip es utilizar secciones cortas de línea de impedancia característica muy alta o baja. Estos filtros son populares porque son fáciles de diseñar y ocupan relativamente poco espacio [25].

Como se contaba con los recursos necesarios para construir estos tipos de filtros en el

[11] En electrónica los elementos discretos se refieren a componentes como resistencias, capacidades e inductores.

laboratorio, se optó por la creación de los filtros con líneas de transmisión en configuración microstrip.

5.1 Filtro Paso Banda

El filtro paso banda a diseñar se realizará con líneas acopladas. Este tipo de filtros se pueden hacer como una serie *N+1* secciones de líneas acopladas en cascada para un filtro de orden *N*, como se muestra en la Figura 5.1. Dentro de esta sección se detallarán el proceso de diseño, fabricación y caracterización del filtro, permitiendo evaluar su efectividad.

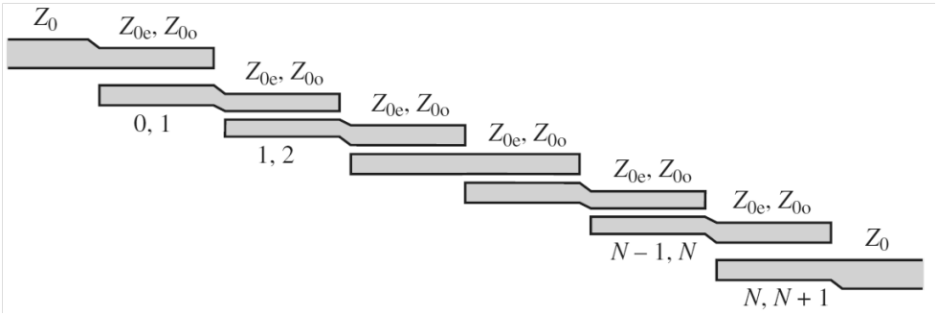


Figura 5.1 N+1 secciones de líneas acopladas en cascada [25].

5.1.1 Diseño

Una vez entendido el tipo de filtro a desarrollar y la tecnología con la que se va a construir, el siguiente paso es especificar las características del filtro, es decir, determinar las frecuencias de transición y las funciones de transformación.

Como se comentó anteriormente, el filtro estará centrado en $f_0 = 1.5\,GHz$, como frecuencias de transición se usarán $f_1 = 1.45\,GHz$ y $f_2 = 1.55\,GHz$ y como valor de frecuencia a la que se desea fijar la atenuación se especifica $f = 2.4\,GHz$, que se corresponde con la señal Wi-Fi.

La elección de 100MHz como ancho de banda del filtro, se relaciona con el ancho de los pulsos y se determinó como:

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{10\,ns} = 100\,MHz \tag{5.1}$$

Con estos valores se obtiene la frecuencia para el diseño del prototipo de filtro paso bajo normalizado:

$$w = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0.066 \tag{5.2}$$

$$f' = \frac{1}{w}\left|\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right| = 14.77 \tag{5.3}$$

El siguiente paso es seleccionar el tipo de filtro según su respuesta. Debido a que los filtros Chebyshev resultan en una mejor selectividad como se comentó antes, se elige como filtro un Chebyshev de rizado 0.5 dB.

A continuación, se especifica el número de etapas o secciones que constituyen al filtro, evaluando la respuesta en atenuación. Para ello se calcula:

$$\log(f' - 1) = 0.98 \tag{5.4}$$

Con este valor de coeficiente logarítmico se evalúa la respuesta en atenuación del filtro Chebyshev, mostrado en el Anexo A y se concluye que, para una atenuación de aproximadamente 30 dB, se puede usar un filtro de orden dos.

Al evaluar los elementos g_i para un filtro Chebyshev de orden par, se encuentra que su último elemento no es un 1, lo que implica que el último elemento del prototipo no es una resistencia de 50 Ω, sino un inductor o un condensador. Por tanto, no es posible transformar este prototipo en un paso banda con 2 elementos de forma directa. En vez de eso, se opta por el uso un filtro de orden 3, cuyo último elemento si es una resistencia de 50 Ω. Para un filtro de tres etapas se llegará a atenuaciones de 60 dB aproximadamente.

Al tener el número de etapas del filtro, se identifican los valores de los elementos del prototipo del filtro paso bajo, recopilados en la Tabla 5.1.

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4
1	1.5963	1.0967	1.5963	1

Tabla 5.1 Elementos del prototipo paso bajo normalizado para Chebyshev de rizado 0.5 dB y 3 etapas.

Ahora, se procede a la transformación de los componentes, es decir, aplicar las transformaciones de los elementos del prototipo al filtro paso banda, utilizando las transformaciones LC en paralelo y serie como se muestra a continuación:

Las inductancias serie del prototipo paso bajo se transforman en resonadores LC serie donde:

$$L = \frac{g_i R_0}{w 2\pi f_0} \tag{5.5a}$$

$$C = \frac{w}{g_i R_0 2\pi f_0} \tag{5.5b}$$

Las capacidades paralelo del prototipo paso bajo se transforman en resonadores LC paralelo donde:

$$L = \frac{w R_0}{g_i 2\pi f_0} \tag{5.6a}$$

$$C = \frac{g_i}{R_0 w 2\pi f_0} \tag{5.6b}$$

Los valores obtenidos de estos elementos se recopilan en la Tabla 5.2.

g_i	L paralelo (nH)	C paralelo (pF)	L serie(nH)	C serie (pF)
g_1	0.2193	51.32	-	-
g_2	-	-	88.15	0.1277
g_3	0.2193	51.32	-	-

Tabla 5.2 Valores de los elementos pasivos para el filtro paso banda.

Una vez obtenidos los valores de los elementos se diseña el filtro como se muestra en el esquema de la Figura 5.2.

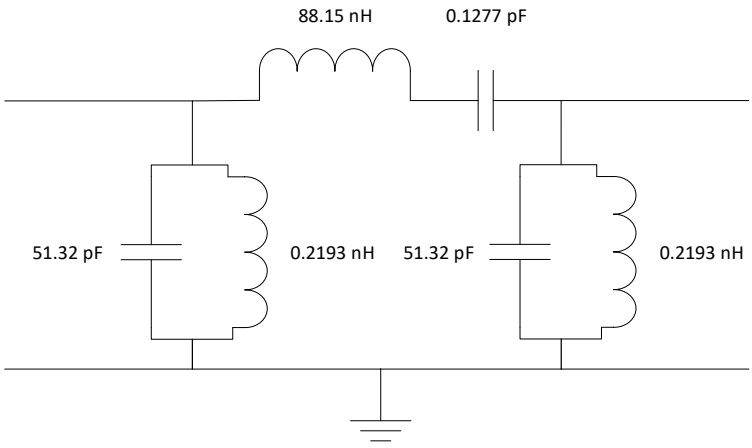


Figura 5.2 Esquemático para filtro pasa banda con elementos concentrados.

A partir de los valores de g_i se pueden calcular los parámetros J_i, para el diseño del filtro con líneas acopladas ideales y reales, según las ecuaciones:

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi w}{2 g_1}} \tag{5.7}$$

$$Z_0 J_i = \sqrt{\frac{\pi w}{2 g_i g_{i+1}}} \tag{5.8}$$

Sustituyendo valores, se obtienen los resultados de la Tabla 5.3.

i	1	2	3	4
$Z_0 J_i$	0.25484	0.07835	0.07835	0.25484
J_i	0.00509	0.00156	0.00156	0.00509

Tabla 5.3 Valores de los parámetros J.

A partir de los valores de los parámetros J_i, se calculan las impedancias del modo par e impar características de cada sección de línea con las ecuaciones:

$$Z_{0e} = Z_0[1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \tag{5.9}$$
$$Z_{0o} = Z_0[1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \tag{5.10}$$

Los valores obtenidos se encuentran en la Tabla 5.4.

n	1	2	3	4
$Z_{0e}\ (\Omega)$	65.9892	54.2245	54.2245	65.9892
$Z_{0o}\ (\Omega)$	40.5051	46.3893	46.3893	40.5051

Tabla 5.4 Valores de las impedancias par e impar de las líneas acopladas.

Con estos datos, se puede simular el filtro con líneas ideales como se muestra en la Figura 5.3. Para este diseño, el valor de la longitud de las líneas se calcula para que sea π/2 a 1.5 GHz, es decir, para que la longitud sea igual a λ/4. Esto implica una longitud eléctrica de 90º, que se ve reflejada en la variable *'EL'* en el esquema. También se puede ver cómo se cumple la simetría de las impedancias.

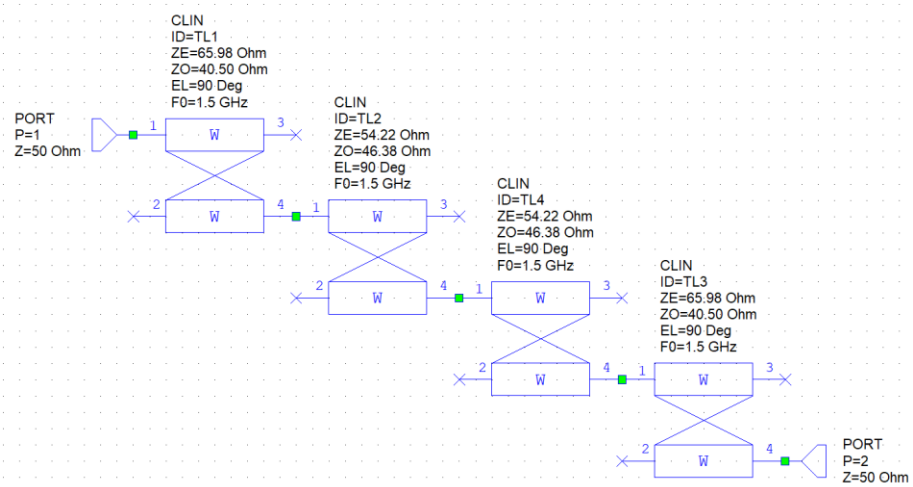


Figura 5.3 Diseño de filtro paso banda con líneas acopladas ideales.

Posteriormente, se realiza el diseño con líneas acopladas reales. Primero se debe definir el tipo de sustrato a utilizar para su fabricación. En este trabajo, el sustrato utilizado es FR-4, cuyas características se muestran en la Figura 5.4.

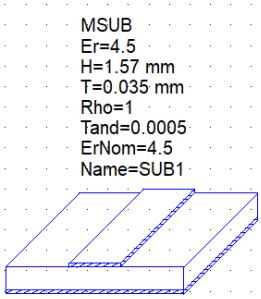


Figura 5.4 Características del sustrato para diseño de líneas acopladas reales.

Una vez definido el sustrato, es necesario conseguir que las líneas acopladas tengan las impedancias calculadas anteriormente en la Tabla 5.4 y calcular las dimensiones de las líneas. Para ello, se usa la herramienta TXLINE propia de MW Office. Esta herramienta permite el cálculo de las características físicas y eléctricas de las líneas acopladas. Para su uso, se debe especificar la frecuencia de trabajo a 1.5 GHz, una altura de sustrato de 1.57 mm y un espesor de metalización de 35 µm. Este proceso se realiza con cada una de las líneas acopladas con las que se trabaja y los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 5.5. Se puede ver que como las impedancias par e impar obtenidas en la Tabla 5.5 se asemejan a los cálculos teóricos de la Tabla 5.4.

N	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	W (mm)	S (mm)	L (mm)
1	65.9734	39.908	2.4	0.55	26.3
2	54.1524	45.9172	2.8	2.1	26.3
3	54.1524	45.9172	2.8	2.1	26.3
4	65.9734	39.908	2.4	0.55	26.3

Tabla 5.5 Características físicas y eléctricas para las líneas del filtro paso banda.

Una vez calculada las dimensiones físicas, se puede diseñar el filtro, con las líneas reales. Los valores de ancho de línea W y separación entre líneas S se definen con las variables: *w14*, *s14*, *w23*, *s23*. Para que el diseño y la respuesta del filtro se asemejen aún más al comportamiento real se optó por el uso del elemento *MOPEN*[12], conectado a los extremos de las líneas, como se ve en la Figura 5.5. Este elemento, permite simular los efectos electromagnéticos generados por los extremos abiertos de las líneas de transmisión, que no son despreciables. Específicamente, modela el efecto de la capacidad parásita producida cuando la línea microstrip termina en abierto.

[12] Microstrip Open Circuit with End Effect por sus siglas en inglés.

Este efecto aumenta la longitud eléctrica de la línea, lo que obliga a reducir un poco la longitud física de las líneas de transmisión. Este cambio de la longitud se puede ver en el diseño al agregar la variable *l*, cambiando, la longitud de las líneas de 26,3 mm a 25,7 mm para que el filtro siga centrado en 1,5 GHz. Los demás valores se mantienen.

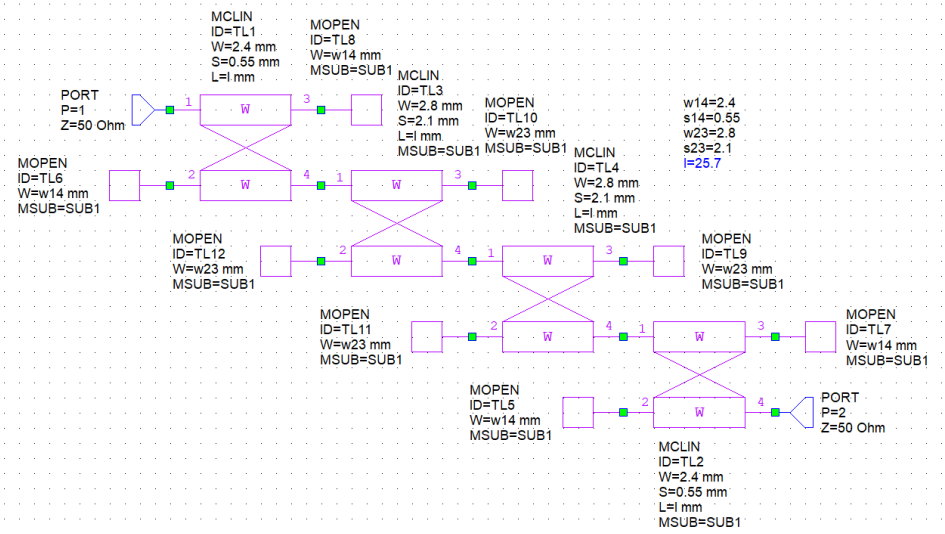


Figura 5.5 Diseño de filtro paso banda con líneas acopladas reales con elemento MOPEN.

Al terminar los diseños, se procede a simular la respuesta de los filtros de líneas acopladas ideales y de las líneas acopladas realistas para comparar sus comportamientos.

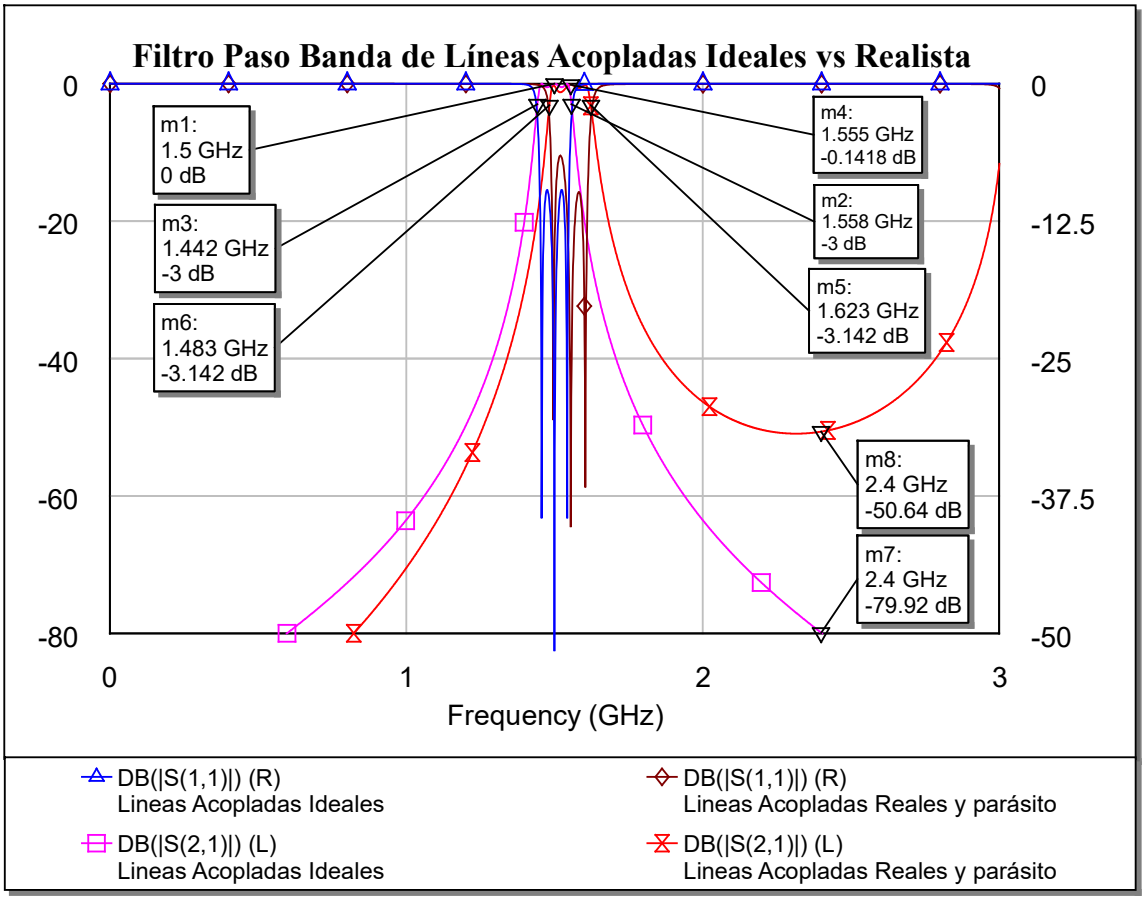


Figura 5.6 Parámetros S del filtro paso banda de líneas acopladas ideal vs realista.

En la Figura 5.6, se caracterizan los parámetros S de ambos filtros. Como se puede observar, la respuesta del parámetro S_{21} del comportamiento realista (marcador *m4*), sufre una atenuación de 0.1418 dB y un pequeño desplazamiento en la frecuencia central f_0 a 1,555 GHz,

en comparación al comportamiento ideal con los parámetros iniciales. De igual manera, las frecuencias de corte se desplazan ligeramente hacia frecuencias superiores siguiendo el desplazamiento de la frecuencia central. Respecto a la atenuación a la frecuencia de 2.4 GHz, en el caso realista se reduce a 50.64 dB (marcador *m8*), siendo un valor elevado y cumpliendo con la indicación inicial. A pesar del desplazamiento de las frecuencias y del cambio en las atenuaciones, el diseño realista cumple con las indicaciones necesarias. Se intuye también en la Figura 5.6 la respuesta periódica típica de este tipo de filtros, con una segunda banda de paso centrada en 3 GHz. Por eso este diseño de filtro es válido para eliminar la WiFi, pero no podría eliminar el armónico del generador.

5.1.2 Fabricación

Con esta última figura se culmina el apartado de diseño y simulación del filtro paso banda y se procede a la fabricación del mismo. La fabricación del circuito se llevó a cabo mediante la técnica de fotolitografía sobre sustrato dieléctrico, al igual que las antenas descritas.

Se extrae el layout final del filtro desde MW Office al software de dibujo AutoCAD y se añaden las huellas para los conectores SMA, que se soldarán más adelante. Además, se añaden dos planos rectangulares a ambos lados de las líneas con el fin de reducir la agresividad del ácido sobre las líneas de transmisión en el momento del revelado, efecto que se comentó en la Sección 3.2.1. El diseño final se imprime y se aplica sobre el sustrato, se expone a la insoladora, se procede al revelado químico, a la aplicación del ácido para eliminar las zonas de cobre no deseada y a la limpieza de las pistas con acetona. Como último paso se sueldan los conectores SMA a los extremos del filtro. El resultado final de la creación del filtro se muestra en la Figura 5.7.

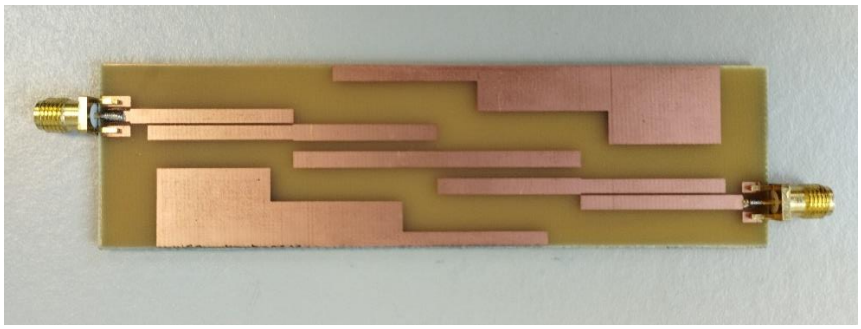


Figura 5.7 Filtro paso banda de líneas acopladas.

5.1.3 Medidas

Una vez completada la fabricación del filtro, se procede a realizar las medidas de los parámetros de dispersión con el analizador vectorial de redes del laboratorio.

Los resultados obtenidos en el analizador de redes se exportan en formato ‘.s2p’ para luego presentarlos en conjunto con el comportamiento del filtro realista simulado como se puede ver en la Figura 5.8.

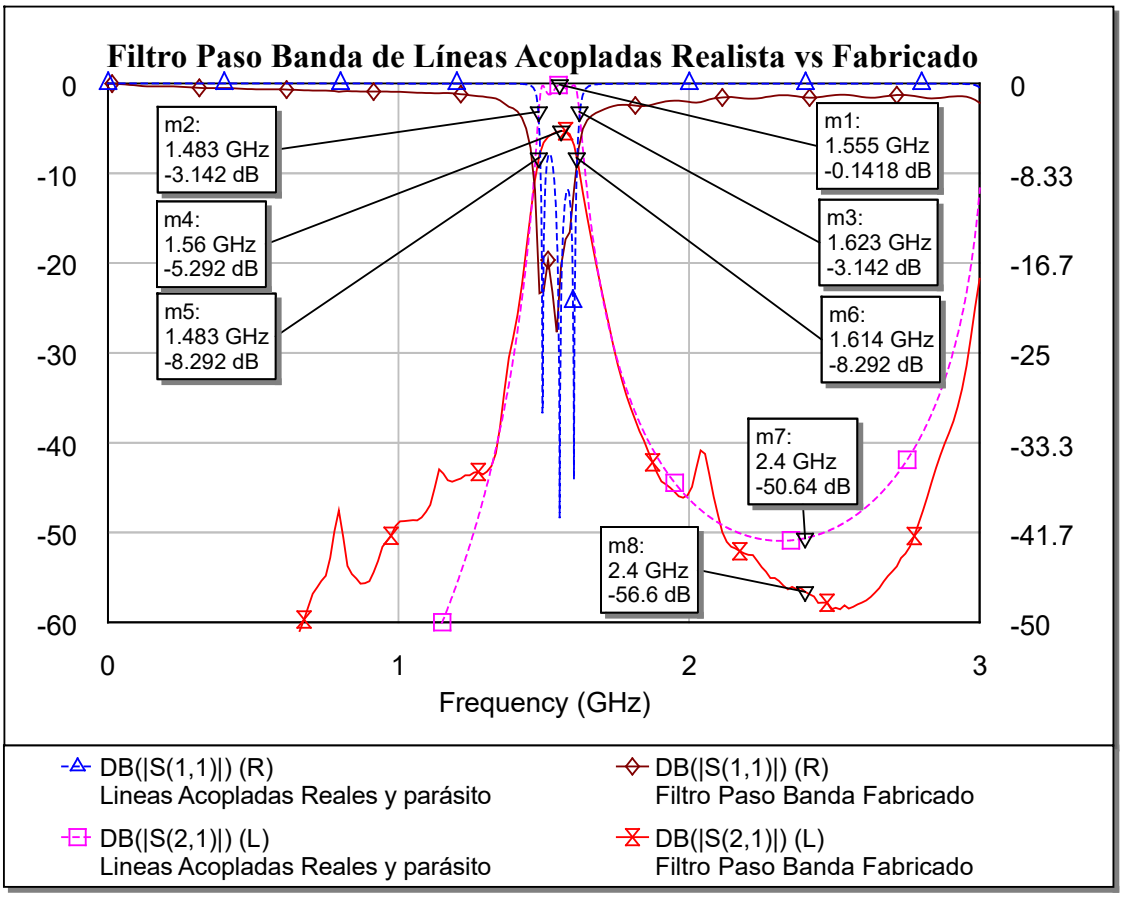


Figura 5.8 Parámetros S del filtro paso banda de líneas acopladas realista vs fabricado.

Como se puede ver en la Figura 5.8, la frecuencia central medida del filtro fabricado es de 1.56 GHz (marcador *m4*), frente a los 1.555 GHz obtenidos en la simulación realista (marcador *m1*), lo que representa un desplazamiento de solo 10 MHz, pero sufre una atenuación mínima de 5.292 dB, lo que representa una diferencia significativa con respecto a la simulación realista, diferencia esperable al tratarse de una implementación real. En cuanto al ancho de banda, la banda de paso medida está entre 1.483 GHz (marcador *m2*) y 1.614 GHz (marcador *m6*), parecida al comportamiento realista, por lo que se confirma que el filtro fabricado mantiene el comportamiento selectivo. Además, a la frecuencia de 2.4 GHz el filtro fabricado alcanzó una atenuación de 56.6 dB (marcador *m8*), mejorando el resultado de la simulación realista. Este rechazo demuestra que el filtro fabricado cumple con las especificaciones previstas.

5.2 Filtro Paso Bajo

Como se comentó anteriormente, el filtro paso bajo a diseñar se realizará con líneas de transmisión, específicamente con secciones cortas de línea. La síntesis con secciones cortas es una manera fácil de implementar filtros paso bajo combinando secciones cortas de líneas de transmisión de alta y baja impedancia, que simulan inductancias y capacitancias, respectivamente [25]. El diseño se reduce al cálculo de las impedancias y longitudes de cada tramo de línea.

Dentro de esta sección se detallarán el proceso de diseño, fabricación y caracterización del filtro, permitiendo evaluar su respuesta para los sistemas radar.

5.2.1 Diseño

El primer paso para el diseño es especificar las características del filtro, es decir, determinar la frecuencia central, la frecuencia de transición y la función de transformación. La frecuencia de corte f_0 se especificó a 2.2 GHz, de forma que la atenuación a 3 GHz, que se corresponde con f_1, sea de al menos 20 dB.

Con estos valores se obtiene la frecuencia para el diseño del prototipo de filtro paso bajo normalizado f' y se calcula el coeficiente logarítmico para poder evaluar las respuestas en atenuación de los filtros y elegir el más apto para el diseño:

$$f' = \frac{f_1}{f_0} = 1.3636 \rightarrow log(f' - 1) = -0.439 \tag{5.11}$$

Con el valor del coeficiente logarítmico se evalúa la respuesta en atenuación de los filtros Butterworth; Chebyshev con rizado de 0.5 dB y Chebyshev con rizado de 3 dB, mostrados en el Anexo A, para comparar el número de etapas o secciones necesarias para constituir el filtro. Al tratarse de líneas de secciones cortas se busca el menor número de etapas posible, ya que implica un menor tamaño de filtro.

Al evaluar cada respuesta se obtiene los siguientes valores de etapas:

- Para filtro Butterworth se necesitan 7 etapas.
- Para filtro Chebyshev de rizado de 0.5 dB se necesitan 5 etapas.
- Para filtro Chebyshev de rizado de 3 dB se necesitan 4 etapas.

Por tanto, el filtro debe ser de tipo Chebyshev con 3 dB de rizado. El siguiente paso es evaluar los elementos g_i. Al igual que el filtro paso banda esta respuesta se corresponde con un filtro Chebyshev de orden par y como se comentó anteriormente no es posible implementarlo sólo con 4 elementos, por lo que se opta por un orden de 5, es decir, 5 etapas de filtro. Aunque lo ideal hubiera sido acudir al filtro Chebyshev de 0.5 dB de rizado, ya que cuenta con el mismo número de etapas y ofrece menos rizado en la banda de paso, como se comentó antes, la señal es de banda estrecha por lo que el rizado no es una característica tan relevante a la hora de especificar el tipo de filtro.

Para un filtro Chebyshev de 3 dB de rizado de 5 etapas se llegarán a atenuaciones de 35 dB aproximadamente. Al tener el número de etapas del filtro, se identifican los valores de los elementos del prototipo del filtro paso bajo normalizado, recopilados en la Tabla 5.6.

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1

Tabla 5.6 Elementos del prototipo paso bajo normalizado para Chebyshev de rizado 3 dB y 5 etapas.

Ahora, se procede al cálculo del filtro con elementos concentrados usando las transformaciones L y C como se muestra en la Tabla 5.7.

i	g_i	Transformada $L_i = \frac{g_i R_0}{2\pi f_0}$	Transformada $C_i = \frac{g_i}{R_0 2\pi f_0}$
1	g_1	-	5.03 pF
2	g_2	2.75 nH	-
3	g_3	-	6.57 pF
4	g_4	2.75 nH	-
5	g_5	-	5.03 pF

Tabla 5.7 Valores de los elementos concentrados para filtro paso bajo.

Una vez obtenidos los valores de los elementos se diseña el filtro como se muestra en el esquemático de la Figura 5.9.

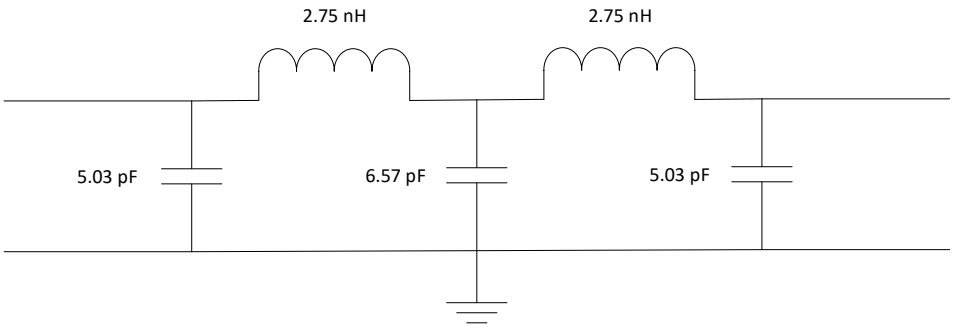


Figura 5.9 Esquemático para filtro paso bajo con elementos concentrados.

Tras obtener el filtro con elementos concentrados se procede a su implementación con secciones cortas. Para ello, se deben convertir los valores de las inductancias y capacitancias en los segmentos de líneas de transmisión con impedancias características y longitudes específicas.

Para obtener las impedancias características de cada sección, se deben evaluar los límites físicos de impedancia que se pueden alcanzar en la tecnología microstrip. Como la impedancia característica de una línea depende directamente de su anchura W, del espesor dieléctrico h y de la permitividad relativa ε_r del sustrato, para obtener los valores de impedancia mínima Z_{min} y de impedancia máxima Z_{max} que pueden tomar las líneas, se evaluó información técnica sobre las anchuras mínima y máxima que pueden fabricarse sobre el sustrato FR4. Según esta información, las líneas que se pueden crear sobre FR4 deben tener como anchura mínima W_{min} un valor de 0.2 mm y como anchura máxima W_{max} un valor de 2 cm. Con estos valores de anchuras se usó la herramienta TXLINE para poder calcular la impedancia característica. Como impedancia máxima se tienen 137.4 Ω y como impedancia mínima se tienen 11.89 Ω. Con estos valores de impedancias y con los valores obtenidos en la Tabla 5.7, se pueden calcular las longitudes de cada línea como se muestran en la Tabla 5.8.

i	Para líneas (Capacidades) $l_i = \frac{C_i Z_{min} c}{\sqrt{\varepsilon_r}}$	Para líneas (Inductancias) $l_{i+1} = \frac{L_i c}{Z_{max}\sqrt{\varepsilon_r}}$
1	8.45 mm	2.83 mm
3	11.04 mm	2.83 mm
5	8.45 mm	-

Tabla 5.8 Valores de las longitudes de las líneas de sección corta.

Con estos datos, se puede diseñar el filtro con líneas ideales como se muestra en la Figura 5.10. Para este diseño, se le asigna cada sección de línea su longitud e impedancia característica correspondiente. También se puede ver cómo se cumple la simetría de las impedancias.

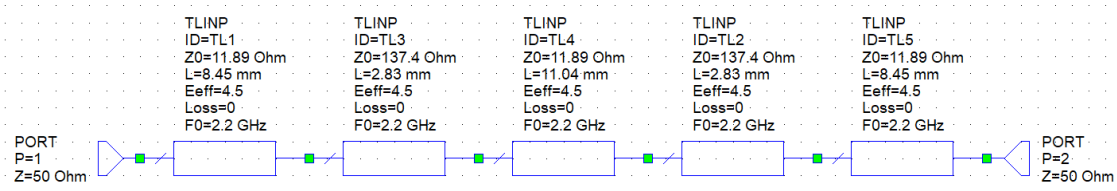


Figura 5.10 Diseño de filtro paso bajo con líneas de sección corta ideales.

Posteriormente, se realiza el diseño con líneas reales. Para ello se usa el sustrato definido en la Figura 5.4. Para las líneas reales se debe especificar la longitud y la anchura de las líneas, como se muestra en la Figura 5.11.

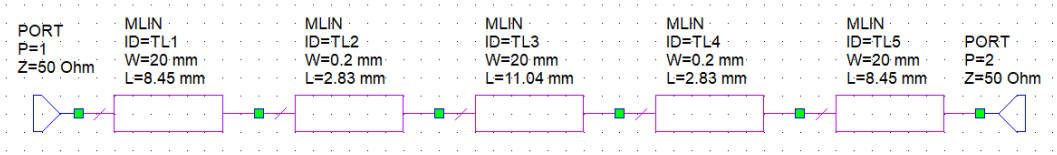


Figura 5.11 Diseño de filtro paso bajo con líneas de sección corta realistas.

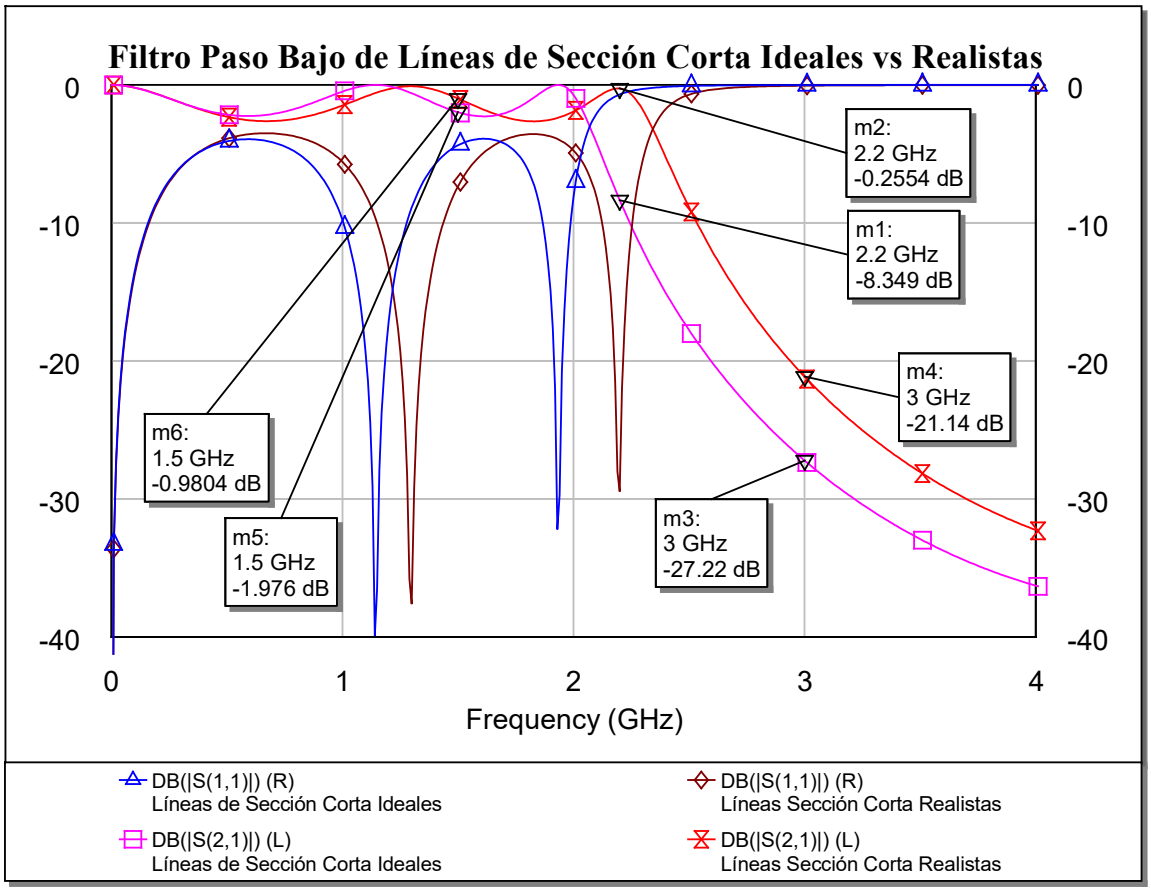


Figura 5.12 Parámetros S del filtro paso bajo de líneas de sección corta ideales vs realista.

En la Figura 5.12, se caracterizan los parámetros S de ambos filtros. Como se puede observar, la respuesta del parámetro S_{21} del comportamiento realista, a la frecuencia de trabajo, sufre una atenuación de 0.9804 dB (marcador *m6*) frente a los 1.9676 dB del comportamiento ideal (marcador *m5*). En la frecuencia de corte de 2.2 GHz, el comportamiento ideal muestra una atenuación de 8.349 dB (marcador *m1*), indicando el inicio de la banda de rechazo. En cambio, el modelo realista presenta una atenuación menor, de apenas 0.2554 dB (marcador *m2*), lo que implica un desplazamiento del punto de corte ha frecuencias más altas y por tanto una transición más suave, esperable de una aplicación realista. Respecto a la frecuencia que se quiere atenuar, los 3 GHz, el comportamiento ideal alcanza una atenuación de 27.22 dB (marcador *m3*) mientras que el comportamiento realista consigue una atenuación menor, de 21.14 dB (marcador *m4*). Aunque el valor realista sea menor, sigue siendo aceptable ya que cumple con la especificación de atenuación de 20 dB.

5.2.2 Fabricación

Con esta última figura se culmina el apartado de diseño y simulación del filtro paso bajo y se procede a la fabricación del mismo. El proceso de fabricación seguido es el mismo que el usado para el filtro paso banda, explicado en la Sección 5.1.2. Se usa nuevamente el software de AutoCAD y se añaden las huellas para los conectores SMA. El diseño final se imprime en transparencia y se aplica sobre el sustrato con recubrimiento de cobre FR4, al igual que en el caso del filtro paso banda. Como último paso se sueldan los conectores SMA a los extremos del filtro, obteniendo el filtro de la Figura 5.13.

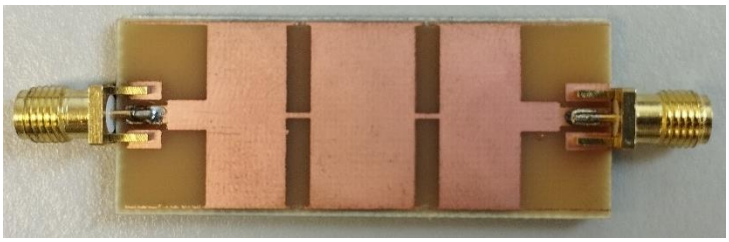


Figura 5.13 Filtro paso bajo de líneas de secciones cortas.

5.2.3 Medidas

Una vez completada la fabricación del filtro, se procede a realizar las medidas con el analizador de redes del laboratorio de los parámetros S. Los resultados obtenidos se exportan en formato '.s2p' para luego presentarlos en conjunto con el comportamiento del filtro realista simulado.

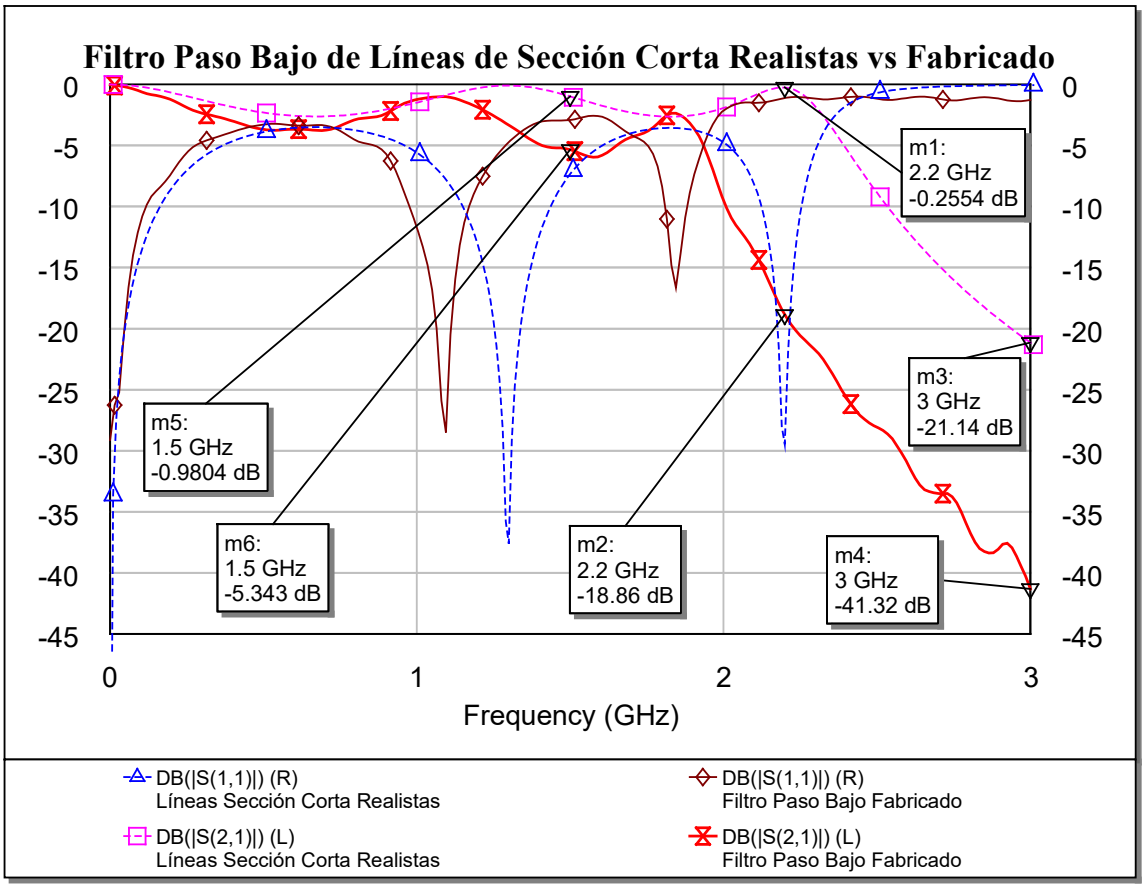


Figura 5.14 Parámetros S del filtro paso bajo de líneas de secciones cortas realistas vs fabricado.

Como se puede ver en la Figura 5.14, en la frecuencia de operación del radar, en la medida del filtro fabricado se obtiene una atenuación de -5.343 dB (marcador *m6*), frente a los 0.9804 dB de la simulación realista (marcador *m5*), lo que representa unas pérdidas mayores que pueden explicarse por factores prácticos a la hora de fabricación del filtro, pero el filtro sigue manteniendo una banda de paso definida. En la frecuencia de corte, a 2.2 GHz, el filtro fabricado presenta una atenuación considerablemente mayor de 18.66 dB (marcador *m2*), lo que implica un desplazamiento de la banda de paso a frecuencias más bajas y una transición más abrupta. Viendo la respuesta, el filtro fabricado cuenta con un comportamiento más selectivo de lo esperado. Respecto a la frecuencia de 3 GHz, se alcanza una atenuación de 41.32 dB (marcador *m4*), muy superior a los 21.14 dB esperados.

6 Medidas del Sistema Completo

En esta sección se integran todos los elementos mencionados en el proyecto para poder realizar los montajes de los dos radares, mostrados en la Figura 2.1 y la Figura 2.2. Además de los elementos discutidos en las secciones anteriores, en la etapa de recepción es necesario el uso de un amplificador de bajo ruido para amplificar las señales débiles provenientes de la antena receptora sin degradar la relación señal-ruido. Este elemento es esencial en la etapa de recepción de ambos sistemas propuestos. Como amplificador de bajo ruido (LNA) se utilizó el modelo ZX60-83L-S+ de Mini-Circuits [26], que ofrece una ganancia típica de 21 dB y una figura de ruido típica de 1.4 dB a 2 GHz, garantizando una buena figura de ruido en la cadena receptora.

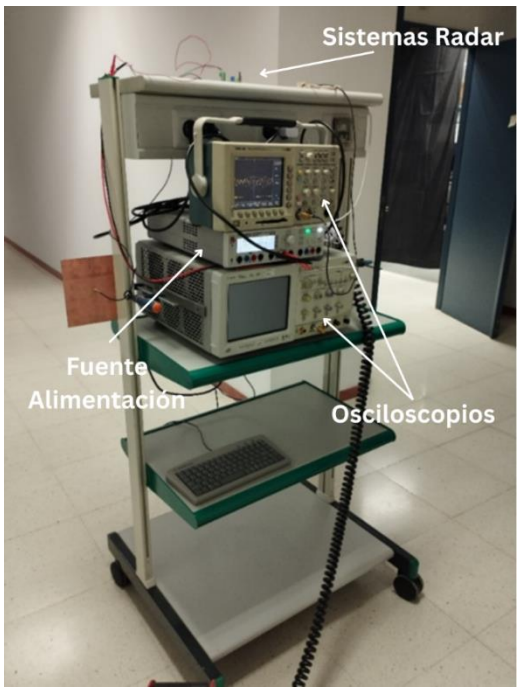


Figura 6.1 Montaje del sistema completo en el pasillo.

En la Figura 6.1 se muestra la disposición del montaje completo el cual será el mismo para cada uno de los radares cambiando el sistema que se encuentra en la parte superior. Se dispone de una fuente de tensión, un analizador de espectros y dos osciloscopios. El primero será utilizado para la medida de la onda pulsada recibida en el sistema radar de onda pulsada y el segundo será utilizado para el sistema de radar de efecto Doppler.

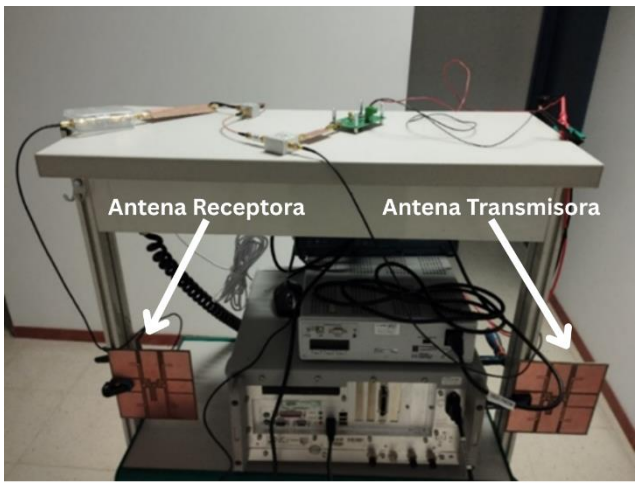


Figura 6.2 Vista frontal del montaje del sistema completo.

En la Figura 6.2 se muestra la vista frontal del montaje donde se puede ver la disposición de las antenas transmisora y receptora que se encuentran a los lados del montaje.

6.1 Medidas del sistema de radar de onda pulsada.

Siguiendo el esquema de la Figura 2.1, se integran todos los elementos necesarios para la creación del sistema radar de onda pulsada, como se puede ver en la Figura 6.3.

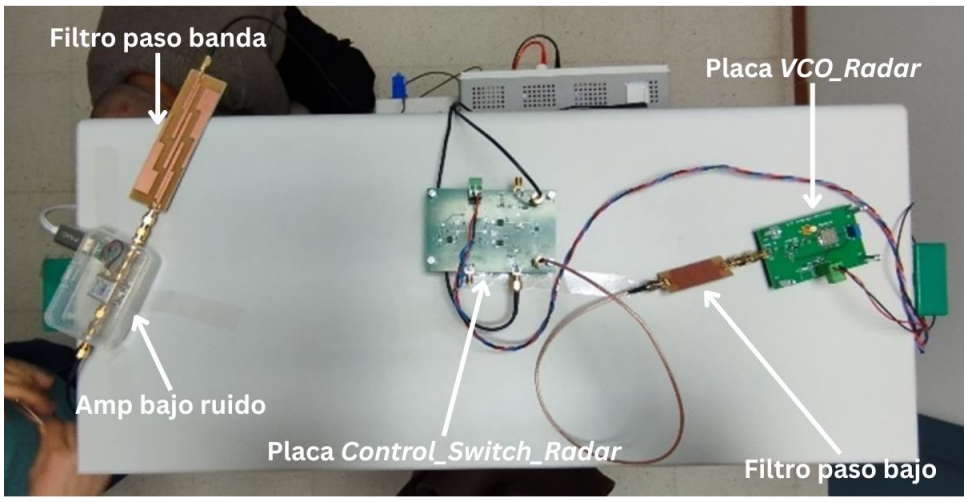


Figura 6.3 Montaje del sistema radar de onda pulsada.

Antes de realizar las medidas del sistema completo del radar se hizo una comprobación del filtro paso bajo conectado a la salida del generador RF para visualizar la atenuación de los armónicos generados, específicamente del armónico a 3 GHz como se ha comentado a lo largo del trabajo. La respuesta en frecuencia se obtiene con un analizador de espectros y se presenta en la Figura 6.4. Con esta señal se puede corroborar que el filtro paso bajo elimina los armónicos de la señal RF y agrega una atenuación de aproximadamente 2 dB, en comparación con los 15.7 dBm obtenidos en la señal sin filtrar mostrada en la Figura 4.6. Se observa que la atenuación introducida por el filtro real medido es considerablemente menor a la esperada según la simulación de la Figura 5.14, en la cual se estimaban 5.343 dB de atenuación. Se consideró que la diferencia se debe al uso de diferentes cables durante las medidas de la Figura 4.6 y de la Figura 6.4 y de diferentes equipos de medida, introduciendo pérdidas adicionales y haciendo que la atenuación parezca menor de lo que realmente es.

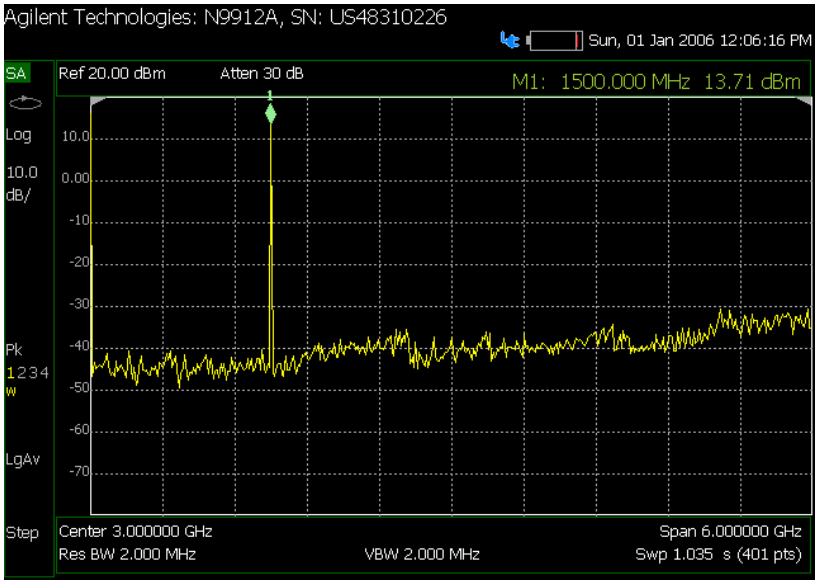


Figura 6.4 Salida de la señal del generador de RF y filtro paso bajo fabricado.

Visto el funcionamiento del filtro paso bajo, se conectan todos los elementos y se procede a hacer las medidas del radar. Como blanco se usa una placa metálica del laboratorio. Como onda recibida se obtiene la mostrada en la Figura 6.5, donde la señal amarilla se corresponde con la señal RF obtenida y la señal verde con el trigger.

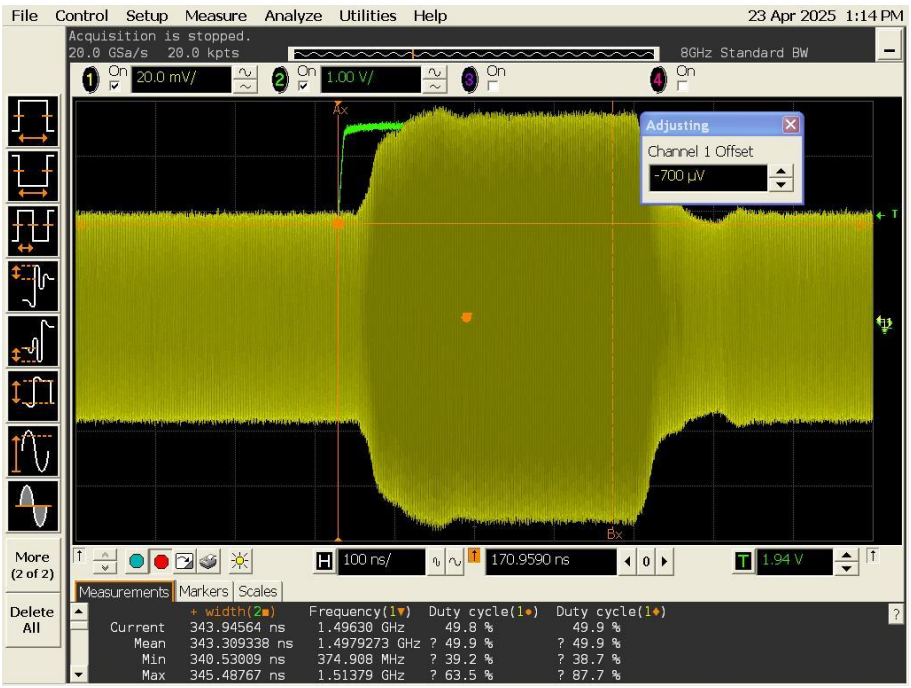


Figura 6.5 Señal recibida del sistema radar de onda pulsada.

En la onda capturada, se puede ver que la señal no cumple con las condiciones de una señal de radar de onda pulsada esperada. Si bien se puede ver una región central de señal RF modulada dentro del tiempo del pulso, la señal presenta un gran ruido que puede indicar desadaptaciones o interferencias presentes. Además, la señal no cuenta con pulsos separados en el tiempo. Si el radar captara correctamente los objetivos, el pulso visto en el osciloscopio debe de desplazarse conforme se mueve el objetivo. Como las medidas seguían siendo incorrectas, no se pudo comprobar correctamente el funcionamiento del radar.

Entre las posibles causas se evaluó la posibilidad de la baja directividad y ganancia del array de antenas. Si la antena receptora no es lo suficiente sensible, el eco reflejado por el objetivo puede ser indistinguible del ruido. Otra posible causa puede ser la falta de correcto aislamiento entre antenas. Se intentó aislar las antenas por medio de materiales metálicos pero el problema seguía presente.

Para comprobar que la señal de RF transmitida y recibida se encontraban bien moduladas, se evaluó el espectro de emisión y de recepción del pulso. Como la señal de emisión del sistema radar es pulsada, el espectro en frecuencia se debe corresponder con una señal de tipo Sinc. Como se puede ver en la Figura 6.6, la señal no es una señal Sinc pura; en cambio, se puede ver un pico en la frecuencia central provocado por el ruido entrante en el circuito. En ambas medidas se puede ver este efecto, siendo mayor en el pulso recibido Figura 6.6 (derecha).

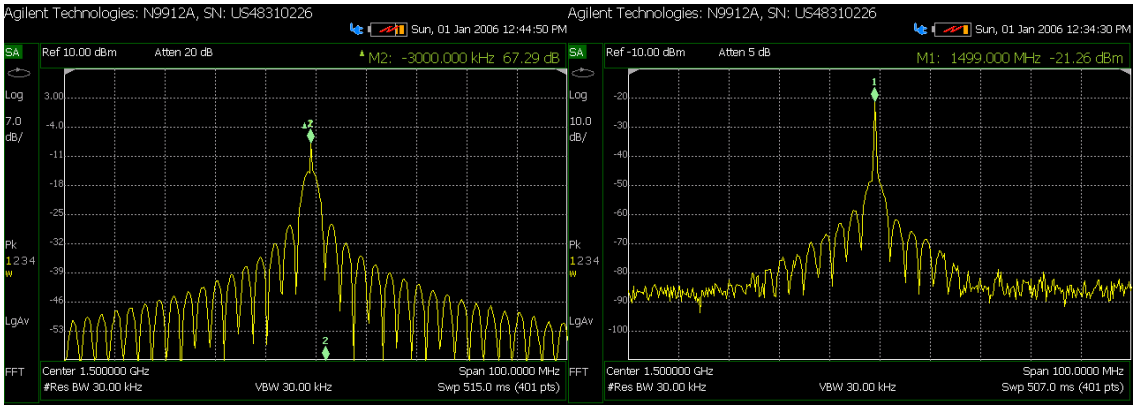


Figura 6.6 Espectro en frecuencia de la señal emitida (izquierda) y de la señal recibida (derecha) para el sistema radar de onda pulsada.

6.2 Medidas del sistema radar de efecto Doppler.

Como se comentó en la Sección 2.2.2 y como se muestra en la Figura 2.2, para el sistema de efecto Doppler, es necesario agregar un mezclador, un divisor de potencia y un atenuador.

La señal de RF proveniente del generador debe ser dividida en dos caminos, mediante el divisor de potencia. Una de las salidas del divisor se usa para alimentar la antena emisora y la otra se lleva al mezclador. Como se quiere repartir la potencia de la señal equitativamente, el divisor utilizado introduce unas pérdidas de inserción de 3 dB. Concretamente, se usó el divisor ZFRSC-42+ de Mini-Circuits [27].

Para realizar el mezclado, se usa el mezclador ZEM-4300 de Mini-Circuits [28], cuyas pérdidas de conversión máximas son 9.5 dB. El objetivo de este elemento es comparar la señal transmitida con el eco recibido, previamente amplificado por el amplificador de bajo ruido, para obtener la frecuencia Doppler, que está directamente relacionada con la velocidad relativa del objetivo. El mezclador recibe simultáneamente las dos señales y al multiplicarlas genera una salida con dos componentes en frecuencia: la componente de frecuencia diferencia y la componente de frecuencia suma [25]. De las dos componentes, la señal de frecuencia intermedia deseada viene dada por la componente diferencia, definida como:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO} \tag{6.1}$$

Donde f_{RF} se corresponde con el eco proveniente de la antena receptora y f_{LO} con la señal de la entrada local, es decir, la señal RF del oscilador. Por lo tanto, el mezclador permite obtener la variación de frecuencia debida al efecto Doppler para luego poder visualizar la señal.

Respecto al atenuador utilizado, este presenta unas pérdidas de 3 dB y se conecta a la entrada LO del mezclador. Para verificar si el atenuador es adecuado, se debe considerar que la potencia del generador de RF es de aproximadamente 16 dBm como se demostró en la Sección 4.2.1 y en la Figura 4.6 y que el divisor de potencia tiene unas pérdidas de 3 dB. Con esta información, se puede calcular la potencia de entrada en el puerto LO del mezclador como:

$$P_{LO} = 16\ dBm - 3\ dB - 3\ dB = 10\ dBm \tag{6.2}$$

Dado que el fabricante recomienda una potencia de 7 dB aproximadamente en la entrada del mezclador para un funcionamiento óptimo [28], al obtener una potencia algo por encima de la recomendación se puede concluir que el atenuador suministrado es adecuado.

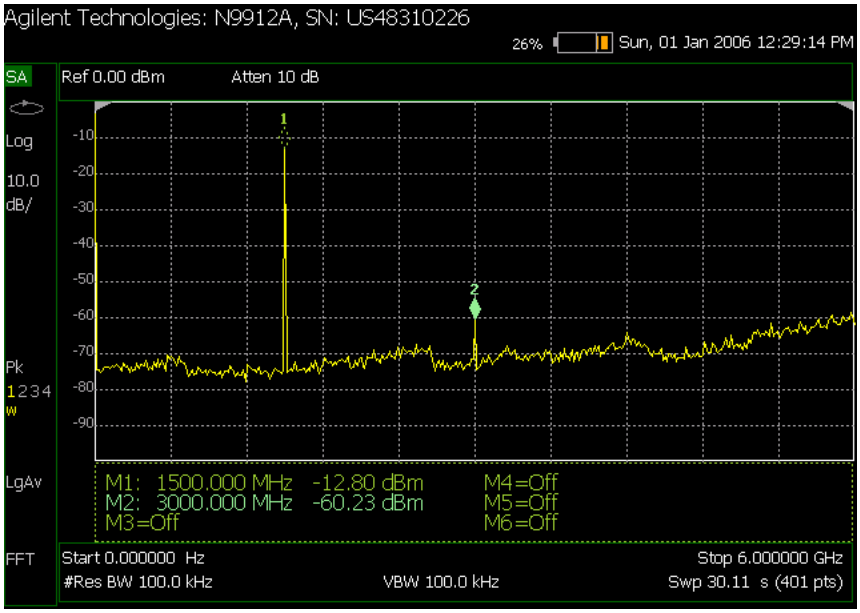


Figura 6.7 Medida de la señal de recepción sin la etapa de mezclado.

Antes de evaluar el sistema completo, se busca si el radar realmente recibe señal. Para ello, se ve en el analizador el pico de recepción, antes de conectarlo al mezclador. En este caso la cadena de transmisión la conforman el generador, el filtro paso bajo, el divisor, la antena de emisión, la antena de recepción, el amplificador de bajo ruido y el filtro paso banda. En la Figura 6.7, se puede ver el pulso recibido correctamente y un pequeño pulso a 3 GHz.

Una vez evaluados todos los elementos necesarios para el sistema y de confirmar la recepción de señal, se conectan como se muestra en la Figura 6.8. Para la alimentación del Generador de RF, se usa la fuente de alimentación y para el amplificador de bajo ruido la propia fuente proporcionada por el montaje, conectado a través de un cable USB.

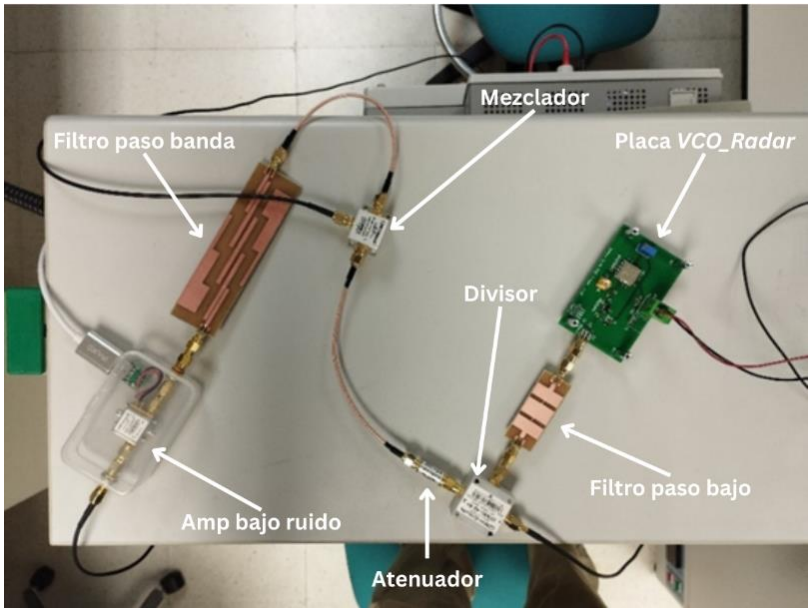


Figura 6.8 Montaje del sistema del radar de efecto Doppler.

Para poder llevar a cabo el funcionamiento del radar, se usa nuevamente la placa metálica como objetivo y se visualiza en el osciloscopio la salida del sistema radar de efecto Doppler como se muestra en la Figura 6.9. Se puede ver claramente el objetivo y la variación de la señal en el osciloscopio a medida que el objetivo se acerca y aleja del radar.

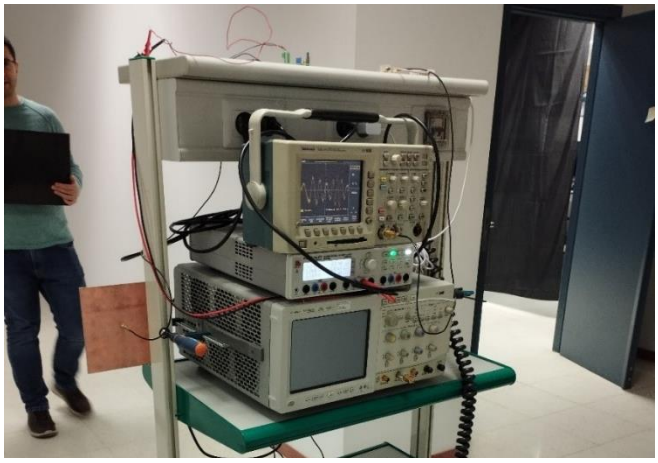


Figura 6.9 Visualización de la señal recibida en el osciloscopio para el radar de efecto Doppler.

De las medidas realizadas se extrajeron los datos del osciloscopio para representarlos gráficamente con MATLAB. En la Figura 6.10 se puede ver la representación de los datos extraídos. En ella se muestra la señal capturada por el osciloscopio, donde el eje *"x"* representa el tiempo y el eje *"y"* indica el voltaje de la señal.

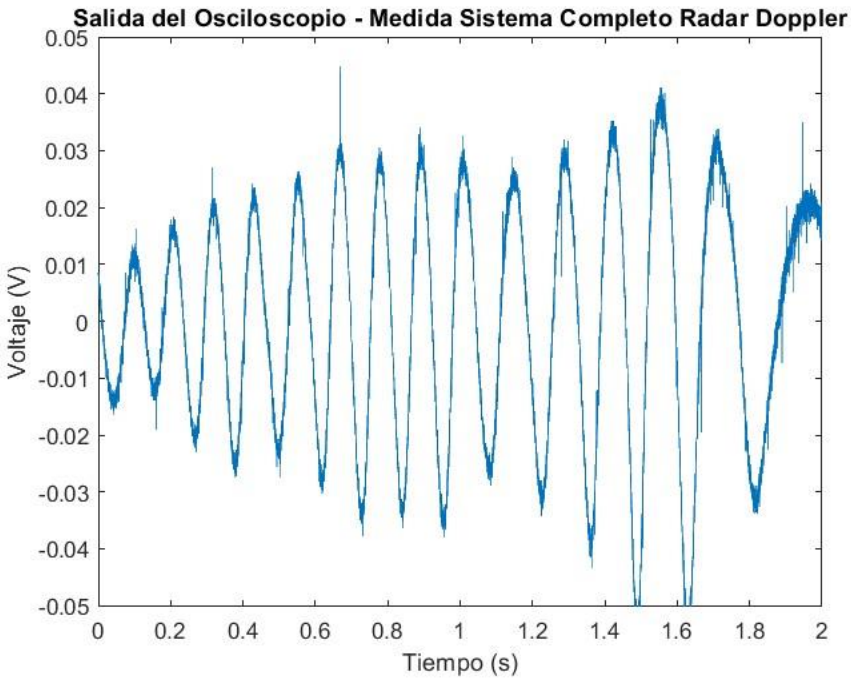


Figura 6.10 Representación de la señal recibida en el osciloscopio para el radar de Efecto Doppler.

En esta representación, se puede ver el comienzo de la detección. A partir de este punto, la amplitud de la señal capturada crece conforme el objetivo se acerca al radar, lo cual es coherente con el comportamiento del efecto Doppler, que describe cómo la frecuencia de una onda cambia en función del movimiento relativo entre la fuente de la onda y el observador. De este modo, un objetivo que se acerca causa un incremento en la frecuencia de la señal recibida y un objetivo que se aleja disminuye la frecuencia [9].

En la captura de la señal, el objetivo se estaba acercando por lo que la distancia entre las antenas y el objetivo disminuye, incrementando la frecuencia reflejada y a su vez la potencia recibida debido a que esta es inversamente proporcional a la distancia entre el objetivo y las antenas como se demuestra en la ecuación del radar (2.16).

Para poder calcular la velocidad se debe tratar la señal capturada en un sistema de procesamiento. En este trabajo no se llevó a cabo el procesado de la señal para obtener la velocidad del objetivo, pero se especifica como trabajo a futuro para completar el sistema radar desarrollado.

Aun así, se sabe que la velocidad típica del objetivo es mucho menor a la velocidad de la luz y por tanto el desplazamiento Doppler obtenido es mucho menor que la frecuencia de trabajo del radar. Teniendo esto en cuenta, se puede determinar de manera aproximada el desplazamiento Doppler del objetivo evaluado. En la Tabla 6.1, se muestran datos bibliográficos del desplazamiento Doppler para diferentes frecuencias y a una velocidad de 1 m/s [9]. Para el radar desarrollado la frecuencia de trabajo usada es de 1.5 GHz a diferencia de la mostrada en la Tabla 6.1, pero puede aproximarse y por lo tanto se puede deducir que la variación de frecuencia de la señal capturada es en torno a los 7 Hz para una velocidad de un metro por segundo. Esta medida es teórica e hipotética y no pudo ser corroborada.

Radiofrequency f		Doppler Shift f_d (Hz)		
Band	Frequency (GHz)	1 m/s	1 knot	1 mph
L	1	6.67	3.43	2.98
S	3	20.0	10.3	8.94
C	5	33.3	17.1	14.9
X	10	66.7	34.3	29.8
K_u	16	107	54.9	47.7
K_a	35	233	120	104
W	95	633	326	283

Tabla 6.1 Desplazamiento Doppler obtenido como función de la velocidad y frecuencia. [9].

7 Conclusiones y Trabajo Futuro

En esta última sección se recopilan las conclusiones más relevantes del proyecto y se presentan ideas para trabajos futuros con el objetivo de mejorar los sistemas radares evaluados.

7.1 Conclusiones

A lo largo del trabajo se llevó a cabo el diseño, fabricación y caracterización de los componentes fundamentales para la implementación de los sistemas radar. Todos los elementos se crearon correctamente y presentaron la funcionalidad esperada dentro del sistema. Destaca el desarrollo de las antenas directivas adaptadas correctamente a la frecuencia de operación de 1.5 GHz, caracterizadas experimentalmente, pero con un valor de ganancia bajo que se debe tomar en consideración para futuras aplicaciones. Asimismo, se diseñó correctamente el generador de RF capaz de generar la onda de RF para ambos sistemas radar. Los filtros pasivos construidos permitieron mejorar la pureza espectral de la señal transmitida y recibida.

En el caso del radar de efecto Doppler, se logró la implementación funcional completa. Fue posible detectar con claridad la presencia y el movimiento de un objetivo. El sistema mostró buena sensibilidad para distancias cortas, validando a su vez el funcionamiento de los demás elementos.

No obstante, se observaron limitaciones principalmente en las medidas del radar pulsado, que impidieron una visualización clara de los ecos producidos. Si bien el sistema fue capaz de emitir pulsos de RF y modular la portadora mediante el tren de pulsos, la señal observada en la etapa de recepción presentó una distorsión y transiciones mal definidas, sin la presencia de los pulsos del eco reflejado. Este problema señala la necesidad de un mayor aislamiento entre emisor y transmisor y posiblemente una mejora en la directividad de las antenas usadas.

A pesar de las dificultades, el trabajo ha demostrado que es posible construir un sistema radar funcional utilizando tecnologías y procedimientos de fabricación propios del laboratorio, sentando las bases para desarrollos más complejos.

7.2 Trabajo Futuro

De cara a futuras mejoras del sistema, se proponen varias líneas de trabajo. En primer lugar, sería conveniente optimizar el diseño de las antenas para aumentar su ganancia, reducir los lóbulos laterales y mejorar la adaptación de impedancias, especialmente en el caso del array de antenas de parche microstrip. Como se comentó en la Sección 3.1, esta mejora se puede llevar a cabo si se trabaja a frecuencias más altas, lo que disminuiría las dimensiones de la antena. Específicamente, se recomienda trabajar con antenas de bocina que cuentan con gran directividad y ganancia, a frecuencias dentro de la banda X, típica de los sistemas de radar.

En cuanto al radar de onda pulsada, se plantea evaluar soluciones para el aislamiento correcto de las antenas si surgen problemas de lectura del pulso recibido, ya sea con el uso de antenas diferentes o aplicando materiales metálicos para aislarlas entre sí.

Finalmente, para el radar de efecto Doppler, se sugiere sustituir los elementos del laboratorio por diseños propios, ya sea para el divisor de potencia como el mezclador y desarrollar un sistema de procesamiento de la señal para extraer la variación de frecuencia que sufre la señal emitida, como la velocidad relativa del blanco.

Referencias

[1] M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems. Third Edition, McGraw-Hill Education, 2001.

[2] J. C. Maxwell, «A Treatise on Electricity and Magnetism,» *Clarendon Press*, vol. I y II, 1873.

[3] Ó. P. Cabrera, «Historia y teoría del radar, capítulo 1,» *Perfiles de Ingeniería*, vol. 11, nº 11, pp. 47-54, 2016.

[4] H. Griffiths, P. Knott y W. K. , «Christian Hülsmeyer: Invention and Demostration of Radar, 1904,» *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 34, nº 9, pp. 56-60, 2019.

[5] J. Parker Sanfuentes, «Historia del Radar,» *Revista de Marina. Armada de Chile*, pp. 1-7, 2000.

[6] I. Mártil de la Plaza, El radar en la historia del siglo XX, Madrid: Guillermo Escolar Editor S.L., 2023.

[7] A. W. Hull, «The magnetron,» *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 40, nº 9, pp. 715-723, 1921.

[8] Y. Blanchard, G. Galati y P. van Genderen, «The Cavity Magnetron: Not Just a British Invention [Historical Corner],» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, nº 5, pp. 244-254, 2013.

[9] M. A. Richards, J. A. Scheer y W. A. Holm, Principles of Modern Radar. Vol. I: Basic Principles, vol. I, Edison, NJ.: Scitech Publishing, 2010.

[10] F. E. González y F. J. Marcello Ruiz, Fundamentos de Radar, Servicio de Publicaciones y Producción Documental de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria., 2002.

[11] radartutorial.eu, «Fundamentos Radar. Resolución Angular,» [En línea]. Available: https://www.radartutorial.eu/01.basics/rb19.es.html.

[12] IEEE, «IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands,» *IEEE Std 521-2019*, pp. 1-15, 2020.

[13] M. P. Villar, «Contribución al desarrollo y prueba de un sistema radar,» Universidad Complutense de Madrid, Facultad de Ciencias Físicas, Madrid, 2024.

[14] M. F. Abdulhamid y W. Ndung'u, «On the design of patch antenna array,» *Sciendo*, vol. XVI, nº 1, 2019.

[15] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl y A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, 2001.

[16] S. D. Tinganeis y P. N. Pusdekar, «Design an Analysis of Microstrip Patch Antenna for Different Applications,» *International Journal of Science and Research (IJSR)*, vol. 6, nº 12, 2017.

[17] Z. Peterson, «Calculadora de antena de parche microstrip para diseñadores de RF,» Altium, Abril 2023. [En línea]. Available: https://resources.altium.com/es/p/microstrip-patch-antenna-calculator-rf-designers.

[18] Mini-Circuits, «PWR-SEN-8FS. USB Smart Power Sensor,» [En línea]. Available: https://www.minicircuits.com/pdfs/PWR-8FS.pdf.

[19] C. Microwave, «Voltage Controlled Oscilator-VCO. CVCO55BE-1200-2300,» [En línea]. Available: https://www.mouser.es/datasheet/2/94/CVCO55BE-1200-2300-37531.pdf.

[20] A. Devices, «MMIC Amplifier, DC - 4 GHz. HMC589AST89E,» [En línea]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc589ast89e.pdf.

[21] Mini-Circuits, «VLFG-1800+. Low Pass Filter,» [En línea]. Available: https://www.minicircuits.com/pdfs/VLFG-1800+.pdf.

[22] A. Devices, «ADG901. Switch,» [En línea]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG901_902.pdf.

[23] M. Sasic y S. Taha Imeci, «Design of microstrip coupled-line bandpass filter,» *Heritage and Sustainable Development*, vol. 3, nº 1, pp. 44-52, 2021.

[24] L. G. Maloratsky, Passive RF and microwave integrated circuits, Elsevier, 2003.

[25] D. M. Pozar, Microwave Engineering Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2005.

[26] Mini-Circuits, «Low Noise Amplifier. ZX60-83LN-S+,» [En línea]. Available: https://www.mouser.es/datasheet/2/1030/ZX60_83LN_S_2b-1701588.pdf.

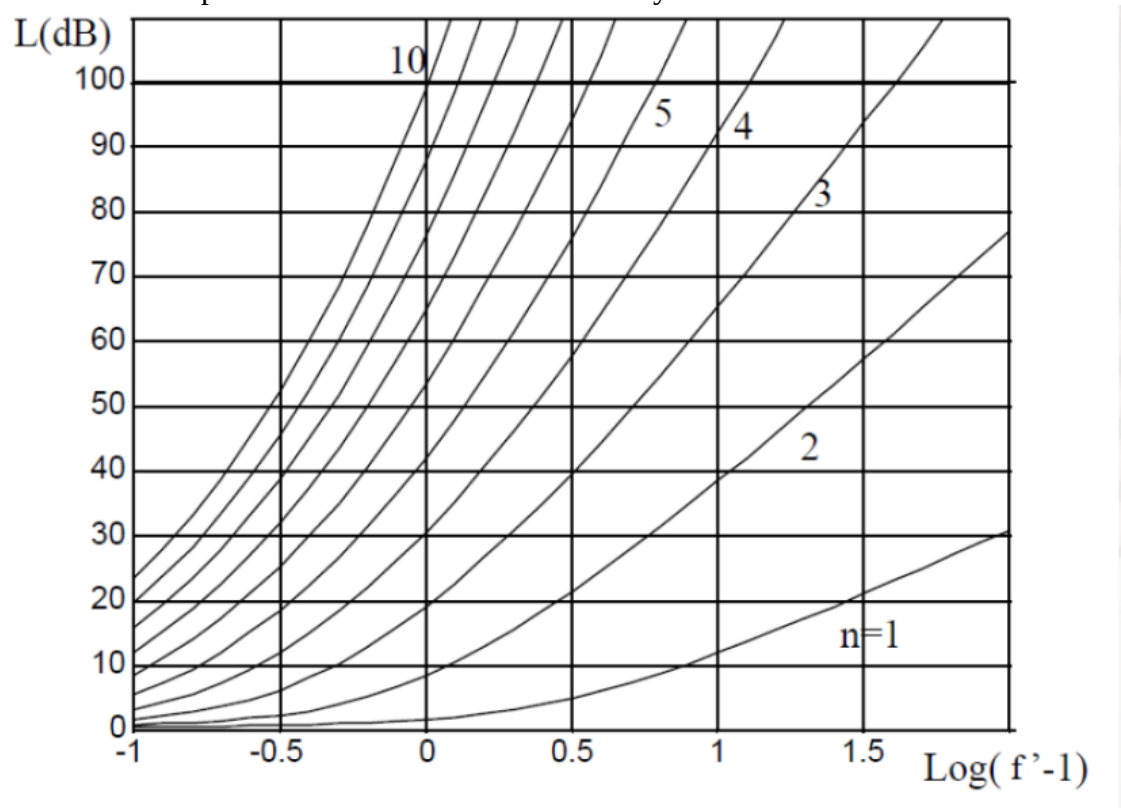
[27] Mini-Circuits, «ZFRSC-42+. Power Splitter/Combiner,» [En línea]. Available: https://www.mouser.es/datasheet/2/1030/ZFRSC_42_2b-3194844.pdf.

[28] Mini-Circuits, «ZEM -4300+. Frequency Mixer,» [En línea]. Available: https://www.mouser.es/datasheet/2/1030/ZEM_4300_2b-1858317.pdf.

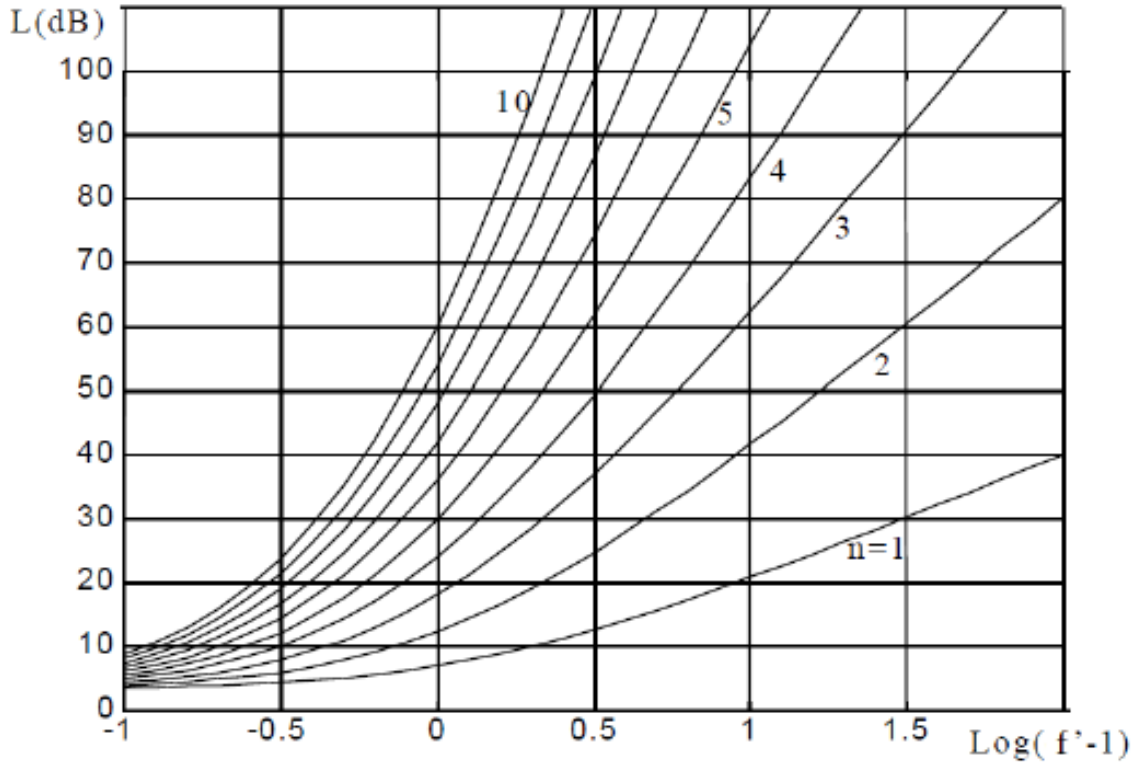
Anexo

Anexo A. Respuestas en atenuación de filtros Chebyshev y Butterworth.

Respuesta en atenuación de filtro Chebyshev de rizado 0.5 dB.



Respuesta en atenuación del filtro Butterworth.



Respuesta en atenuación del filtro Chebyshev de rizado de 3 dB.

