UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

DEPARTAMENTO DE ESTRUCTURA DE LA MATERIA, FÍSICA TÉRMICA Y ELECTRÓNICA



TRABAJO DE FIN DE GRADO

Código de TFG: EMFTEL-18

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

Marco Peco Villar

Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones

Curso académico 2023-24

Convocatoria de Junio 2024

Resumen:

El radar (RAdio Detection And Ranging) es una tecnología que permite la detección y localización de objetos mediante ondas electromagnéticas. Este se basa en la emisión de señales que al reflejarse en un objeto y ser captadas por el receptor permiten conocer información sobre la distancia, velocidad y características del objeto detectado. El radar fue creado a principio del siglo XX con fines militares, y fue desarrollándose a lo largo de este. En la actualidad, el radar se ha desarrollado hasta ser aplicable en otros ámbitos como el control de tráfico, meteorología y navegación aérea y marítima.

Este TFG parte de un estudio teórico de los diferentes tipos de radar, así como de sus características. Una vez hecho este estudio, se procederá al diseño y construcción de un sistema de radar pulsado, haciendo énfasis en sus diferentes componentes y en las características de estos. Finalmente, se realizará un análisis de los resultados del radar construido.

Abstract:

Radar (RAdio Detection and Ranging) is a technology that allows the detection and localization of objets using electromagnetic waves. It is based on the emission of signals that, when reflected by an object and captured by the receiver, provide information about the distance, speed and characteristics of the detected object. Radar was invented in the early 20th century for military purposes, and was developed throughout this period. Nowadays, it has evolved to be applicable in other fields such as traffic control, meteorology, and aerial and maritime navigation.

This Final Degree Project(FDP) begins witch a theoretical study of the different types of radar and their characteristics. Once this study is completed, the design and construction of a pulsed radar system will be carried out, emphasizing its various components and their characteristics. Finally, an analisys of the results of the developed radar will be conducted.

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.

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

Yo, Peco Villar Marco

Con DNI/NIE/PASAPORTE:

51527783D

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 de 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 28 de mayo de 2024

Firmado digitalmente por Peco Villar Marco - DNI : 51527783D a fecha 2024.05.28



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 sobre radar . . . 3
2.2. Esquema general del radar . . . 6

3. Antena **8**
3.1. Antenas evaluadas . . . 8
3.1.1. Antena Vivaldi . . . 8
3.1.2. Antena LPTA . . . 9
3.1.3. Yagi de minicontrolador remoto . . . 10
3.1.4. Antenas montadas . . . 10
3.1.5. Antena Yagi circular . . . 11
3.1.6. Cantennas . . . 14

4. Etapas de Amplificación **16**
4.1. Amplificador de Potencia . . . 16
4.2. Amplificador de bajo ruido . . . 21

5. Switch y Control **24**
5.1. Placa Switch_Radar . . . 24
5.1.1. Esquemático y PCB . . . 24
5.1.2. Pruebas . . . 26
5.2. Placa Control_Switch_Radar . . . 28
5.2.1. Oscilador . . . 28
5.2.2. Comparadores . . . 31
5.2.3. Vista general de la placa y Switch de RF . . . 34

6. Medidas del Sistema Completo **37**

7. Conclusiones y Trabajo Futuro **43**
7.1. Conclusiones . . . 43
7.2. Trabajo Futuro . . . 43

Referencias **44**

Índice de figuras

1. Diagrama de Gantt. . . . 2
2. Diagrama de bloques del radar propuesto. . . . 6
3. Fotografía y S_{11} de una antena Vivaldi. . . . 8
4. Fotografía y S_{11} de una antena LPTA. . . . 9
5. Imagen de los Directores. . . . 10
6. Imagen de la antena. . . . 11
7. Antena Yagi. . . . 11

8. S_{11} Antena Yagi. . . . 12
9. S_{11} Antena Yagi 2. . . . 12
10. Montaje para ganancia y diagrama de radiación con las Yagis circulares. . . . 13
11. Diagramas de radiación normalizados de la antena Yagi circular. . . . 14
12. Imagen de la cantenna. . . . 14
13. Diagrama de radiación cantenna. . . . 15
14. Diagrama de radiación cantenna. . . . 15
15. Imagen del aislante. . . . 15
16. Amplificador de potencia empleado en la etapa de emisión [9]. . . . 16
17. Esquema del montaje para medidas del amplificador. . . . 16
18. Montaje para la medida de las características del amplificador de la etapa de emisión. 17
19. Parámetro S_{21} de los atenuadores. . . . 17
20. P_{Out} vs P_{In} a 2.5 GHz. . . . 18
21. Parámetros de Scattering del amplificador de potencia. S_{21} en marrón y S_{11} en azul. 19
22. Montaje para medida de figura de ruido a diferentes amplificadores. . . . 19
23. Figura de ruido del Amplificador de potencia. . . . 20
24. ZX60-153LN-S+ // ZX60-83LN-S+ . . . 21
25. Parámetros S del amplificador ZX60-153LN-S+ . . . 21
26. Parámetros S del amplificador ZX60-83LN-S+ . . . 22
27. Figura de ruido del ZX60-83LN-S+. . . . 22
28. Figura de ruido del ZX60-153LN-S+. . . . 23
29. Diagrama de bloques placa Switch_Radar. . . . 24
30. Esquemático y PCB de la placa Switch_Radar. . . . 25
31. Tiempos de pulso. Amarillo: señal de salida. Morado: señal de trigger. . . . 26
32. Medida del tiempo de retardo. . . . 26
33. Salida del buffer. Morado: señal de trigger de entrada. Verde: señal de salida. . . . 27
34. Diagrama de bloques placa Control_Switch_Radar. . . . 28
35. Esquemático del oscilador. . . . 29
36. Frecuencia de repetición de pulsos. . . . 30
37. Anchos de pulso. . . . 30
38. Esquemático de los comparadores. . . . 31
39. Salida de los comparadores. Canal 2: salida de control. Canal 3: salida al osciloscopio. 32
40. Histograma del oscilador en los pulsos dos y tres. . . . 32
41. Histograma de trigger out en los pulsos dos y tres. . . . 33
42. Esquemático general de la placa Control_Switch_Radar. . . . 34
43. PCB de la placa Control_Switch_Radar. . . . 35
44. Rosa: salida del Switch. Verde: señal de control. Morado: señal de trigger. . . . 36
45. Montaje en laboratorio. . . . 37
46. Salida del amplificador de potencia. . . . 38
47. Retardo a 10 dBm. . . . 38
48. Retardo con -5 dBm. . . . 39
49. Montaje del radar en el pasillo. . . . 39
50. Amarillo: señal de trigger. Morado: salida del switch. Verde: señal recibida. . . . 40
51. Imagen de la manta isotérmica utilizada. . . . 40
52. Señal recibida usando la manta. . . . 41
53. Montaje en el pasillo principal con cantennas. . . . 42
54. Señal recibida en el pasillo principal con cantennas. . . . 42

1. Introducción

El radar es un sistema de detección remota que usa ondas electromagnéticas para detectar la presencia, ubicación y el movimiento de un objetivo en su rango[1]. Para esto, el radar se basa en las ecuaciones de Maxwell, que condensan todo nuestro conocimiento sobre electricidad y magnetismo. Al usar el término "*objetivo*", se hace referencia a una amplia gama de posibilidades, que van desde aeronaves y vehículos terrestres hasta objetos más pequeños, como drones o embarcaciones. Esta capacidad de detectar, localizar y seguir el movimiento es crucial en diversos escenarios, desde control de tráfico hasta uso militar y meteorológico.
Como ya se ha mencionado, el radar hace uso de ondas electromagnéticas, su principio de funcionamiento es enviar estas ondas al entorno y detectarlas al ser reflejadas por un elemento en su trayectoria. Estos pulsos, generados por un transmisor, viajarán por el espacio atenuándose por el propio medio hasta ser recibidas de vuelta tras reflejarse. Esta señal reflejada es captada por un receptor y se usa para conocer los datos del elemento objetivo.

1.1. Marco histórico

El primer dispositivo parecido a un radar fue el telemobiloscopio patentado por Christian Hülsmeyer en 1904 [1], este proponía un método para medir la distancia a la que se encontraban objetos metálicos usando ondas eléctricas. Este experimento fue pensado para barcos, pero en su momento no se le dio importancia debido a que la tecnología no era lo suficientemente avanzada como para alcanzar distancias mayores de 1 km.

Esta tecnología quedó en el olvido durante toda la Primera Guerra Mundial, donde para detectar aviones se usaba el sonido producido por estos. A la vista de este problema comenzó el rápido desarrollo de la tecnología del radar durante el periodo de entreguerras. En este periodo se vieron las ventajas de trabajar con un radar pulsado en lugar del de onda continua, la superioridad de los radares que trabajaban a altas frecuencias (por encima de los 600 MHz), y la necesidad de disponer de emisores de alta potencia. Esta necesidad llevaría a la creación del magnetrón de cavidades resonantes [2], evolución del magnetrón de Hull [3]. En un inicio se consiguió emitir a una frecuencia de 33 MHz un haz de onda continua que fue capaz de detectar la presencia de un avión situado a 3 km del radar, esto en Estados Unidos en el año 1930. Pese a su correcto funcionamiento, se hizo clara una limitación, que solo permitía conocer la presencia del objetivo, dejando como incógnitas, datos esenciales como la distancia y la velocidad. Esto mostró la necesidad de la onda pulsada, cuyos primeros experimentos exitosos se obtuvieron en 1936 con un equipo que trabajaba a 28 MHz y con un ancho de pulso de 5 μs, lo que dio alcances de 5 km, aunque a finales de ese año se alcanzaron los 40 km. A partir de aquí, dependiendo del país, el magnetrón desarrollado tenía diferentes características debido a la confidencialidad de las investigaciones nacionales en ese periodo. En Inglaterra, por ejemplo, se llegó a tener un magnetrón de cavidades resonantes compacto capaz de producir 10 kW de potencia pulsada a 3 GHz en el año 1940. A lo largo de los años que ocupa la Segunda Guerra Mundial, el radar siguió evolucionando e incluyéndose en más ámbitos de la guerra, como en defensa aérea, tanto aerotransportada como de superficie, en guerra terrestre, y en guerra naval, tanto de superficie como submarina. Al acabar la guerra, el radar estaba bastante desarrollado y se unió a ámbitos que no tenían que ver con lo militar, como pueden ser el control del tráfico o la meteorología, sentando las bases de las aplicaciones actuales del radar. [4]

[1] Siendo el rango en este contexto la distancia máxima a la que puede detectar el radar.

1.2. Objetivos

La realización de este trabajo plantea el diseño, construcción y toma de medidas de un sistema de radar pulsado. Para lograr este objetivo, es necesario completar las siguientes etapas sucesivas:

1. Búsqueda y caracterización de antenas adecuadas para el proyecto.
2. Selección y caracterización de los componentes electrónicos adecuados, así como el estudio de su hoja de características.
3. Diseño (mediante Altium Designer), soldadura, medidas y análisis de los resultados de placas de circuito impreso.
4. Construcción de prototipos del radar y medidas de los mismos haciendo uso del equipo del laboratorio.
5. Elaboración de la memoria.

1.3. Planificación del trabajo

En la Figura 1 se resumen, junto a su desarrollo temporal, las diferentes etapas o fases abordadas en el desarrollo del TFG. Dentro de estas etapas se puede observar que la que más tiempo ha llevado ha sido la redacción de la memoria, la cual se ha ido haciendo en paralelo con el resto de tareas. Las siguientes etapas más destacables son la construcción de cada una de las placas. Destacando sobre todo los tiempos de espera hasta que llegaba la placa y los tiempos de soldadura hasta que se empezaban a hacer pruebas.

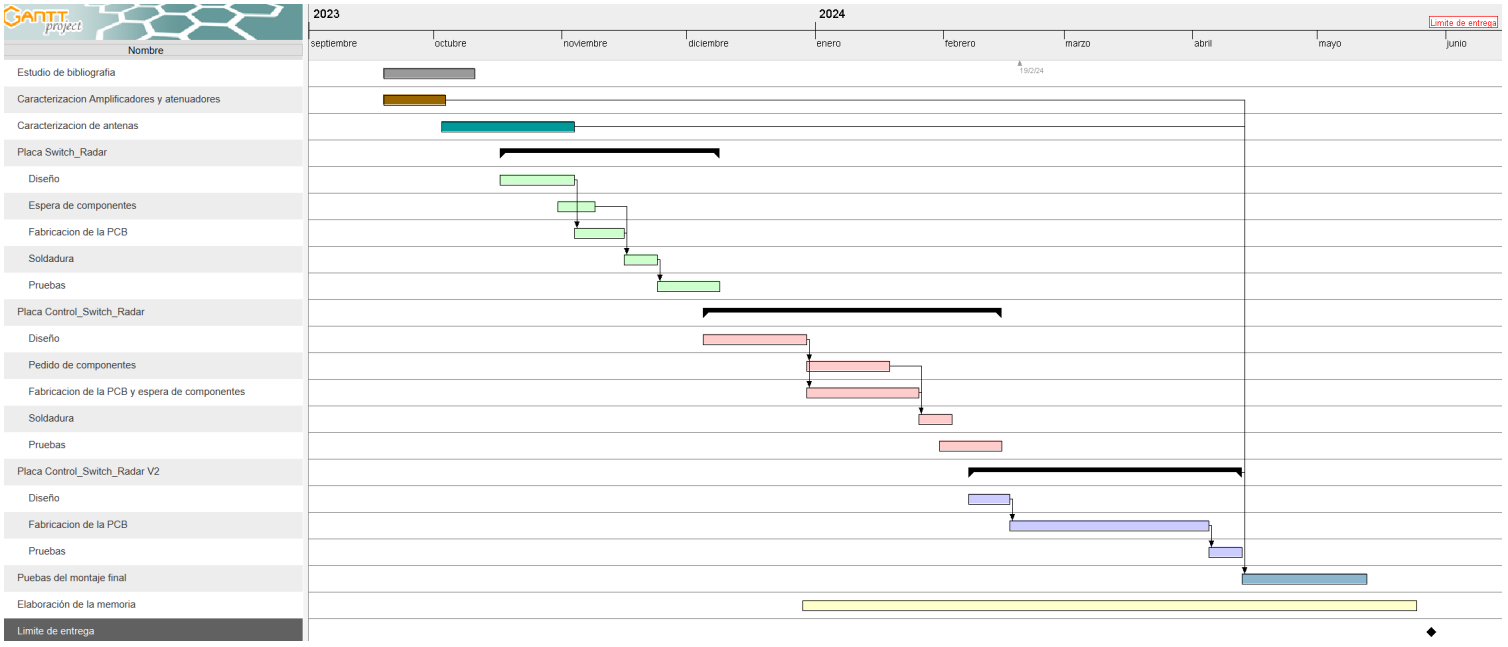


Figura 1: Diagrama de Gantt.

2. Descripción General

Este apartado está organizado en dos secciones. En la primera, se verán algunos conceptos sobre el radar para facilitar la comprensión del trabajo. La segunda sección se centrará en explicar los diversos elementos que constituirán el radar propuesto en este TFG, utilizando como guía un diagrama de bloques.

2.1. Conceptos generales sobre radar

Existen diversas formas de clasificar un sistema de radar según sus características específicas. En función del número de antenas, hay dos tipos:

- Monoestático: Este tipo de radar solo tiene una antena que se encarga de tanto transmitir como de recibir. El hecho de que ambas usen la misma antena hace que sea necesaria la introducción de un elemento que se encargue de separar la señal de entrada y de salida, este suele ser un duplexor. Este tipo de radar tiene la desventaja de tener una mayor complejidad y necesidad de contar con un duplexor con un gran aislamiento entre etapas para evitar daños en la etapa de recepción.

- Biestático: Este tipo de radar tiene una antena para la transmisión y otra para la recepción, a diferencia de la variante monoestática. Este es más sencillo que el anterior, pero tiene la desventaja de que requiere que las antenas transmisora y receptora estén aisladas la una de la otra para evitar interferencias entre sí, como se verá en el desarrollo del presente trabajo.

Dependiendo de la forma de señal utilizada para la detección, existen dos tipos de radares:

- De onda continua: Como indica su nombre, en este tipo la onda se genera de forma ininterrumpida. Este tipo de radar permite conocer la velocidad de un objetivo mediante el efecto Doppler, pero no su distancia, para lo cual haría falta modular la onda.

- De onda pulsada: Se modula la onda continua usando una onda portadora o de control de menor frecuencia para crear pulsos. Este tipo permite conocer tanto la velocidad como la distancia, pero tiene la desventaja de requerir un gran ancho de banda.

En el momento de transmitir y recibir la onda hay varios factores a tener en cuenta que afectan a la resolución del radar de onda pulsada de diferentes maneras. Viendo los tipos de resolución que se ven afectadas están:

- Resolución en rango: La resolución en rango es la capacidad que tiene el radar para diferenciar entre varios objetivos que se encuentran cercanos entre sí. Esta es inversamente proporcional al ancho de banda del pulso, es decir, a mayor ancho de banda, mayor resolución entre distintas posiciones del objetivo o diferentes objetivos. La expresión de la resolución en rango es[2]:

$$\Delta r = \frac{c}{2B} \tag{1}$$

- Resolución angular: Se refiere a la determinación de la elevación y el azimut del objetivo con respecto a la posición de la antena del radar. Esta viene dada principalmente por la directividad de la antena, de forma que una mayor directividad aumenta la capacidad para diferenciar objetivos.

[2] c se corresponde con la velocidad de la luz en m/s.

Cuando se busca mejorar la resolución en rango, lo habitual es aumentar el ancho de banda del pulso. Sin embargo, en muchas ocasiones esto no es factible debido a la limitación de disponibilidad de pulsos cortos o al requerimiento de una alta potencia. La solución más común es usar técnicas de compresión de pulsos. Las más comúnmente utilizadas son: una modulación en frecuencia(FM) y la codificación binaria de fase. Dentro del proyecto no se abordan estas técnicas debido a que complican el diseño y quedan fuera de los objetivos establecidos.

Resolución en velocidad: se requiere conocer previamente el efecto Doppler para poder comprender este concepto.

El efecto Doppler se refiere al cambio de frecuencia producido cuando un elemento emisor se acerca o aleja del punto de referencia. Funciona de tal manera que al acercarse un objetivo al punto de referencia, la frecuencia aumenta, mientras que al alejarse la frecuencia disminuye.

En lo que refiere a la operación de un radar, se tendrán cambios en la frecuencia de la señal reflejada recibida respecto a la transmitida. Si se acerca el objetivo, la frecuencia será mayor, mientras que si se aleja la frecuencia disminuirá. Si se introduce una variable f_D como la frecuencia Doppler, referida al incremento o decremento de frecuencia, esta vendrá dada por la siguiente ecuación[3]:

$$f_{\mathrm{D}} = -\frac{2v_{\mathrm{r}}}{\lambda} \tag{2}$$

En la cual v_{r} es la velocidad relativa del objetivo respecto al radar. En caso de que el radar estuviese en movimiento, también habría que tener en cuenta su velocidad para el cálculo de la velocidad del objetivo. Finalmente, si se asigna f_{c} como la frecuencia a la que se transmite, la frecuencia recibida viene dada como:

$$f = f_{\mathrm{c}} + f_{\mathrm{D}} \rightarrow f = f_{\mathrm{c}} - \frac{2v_{\mathrm{r}}}{\lambda} \tag{3}$$

A partir de este valor de la frecuencia se puede calcular la velocidad del objetivo mediante adquisición y procesado de la señal obtenida.

La velocidad puede calcularse también sin acudir al efecto Doppler, enviando un tren de pulsos a una determinada frecuencia y calculando el tiempo que requieren para llegar de vuelta, este método tiene el problema de requerir una gran frecuencia de repetición de pulsos para obtener una buena resolución, lo cual a su vez afecta a la ambigüedad en rango del radar, definida a continuación.

Esta idea nos lleva a otros conceptos relevantes a la hora de diseñar un radar pulsado:

- Frecuencia de repetición de pulsos: se refiere a la frecuencia con la que se envían los pulsos del radar. Es inversamente proporcional al periodo de pulso. Aumentarla incrementa la resolución en velocidad; sin embargo, esto requiere una mayor potencia en el sistema.
- Ambigüedad en rango: esta puede ocurrir si se da el caso en el que, antes de recibir un pulso, se envía un segundo pulso. En este caso, no se podría determinar si el pulso recibido corresponde a un eco del primero o del segundo, lo que impide confirmar la distancia del objetivo. Este problema se puede solucionar mediante la codificación de pulsos, de forma que se pueda distinguir cada uno de ellos. No obstante, esta es una solución muy compleja de implementar.[4]

Con estos dos últimos conceptos se puede definir un máximo rango no ambiguo, es decir, la distancia a partir de la cual se producen ambigüedades. Si se nombra al periodo de repetición del pulso T_{p}, este rango máximo vendrá dado por:

$$R_{\mathrm{unamb}} = \frac{cT_{\mathrm{p}}}{2} \tag{4}$$

[3] λ se refiere a la longitud de onda de la señal en m.

[4] En este contexto al hablar de rango se hace referencia a la distancia a la que está el objetivo.

Este se puede relacionar con la frecuencia de repetición de pulsos, obteniendo así el límite en la frecuencia que no produce ambigüedades:

$$PRF_{\max} = \frac{c}{2R_{\text{unamb}}} \tag{5}$$

Para analizar cómo afecta el ruido al sistema, primero es necesario analizar la *ecuación del radar* y sus términos. Esta ecuación se utiliza para calcular la potencia recibida una vez la señal se ha reflejado en el objetivo y ha regresado. Para obtenerla, se comienza calculando la densidad de potencia recibida por el objetivo:

$$< S_i >= \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \tag{6}$$

En esta primera ecuación, $\mathrm{P_t}$ se refiere a la potencia enviada por la antena transmisora, mientras que $\mathrm{G_t}$ representa la ganancia de dicha antena[5]. Con esta densidad de potencia, se puede calcular la potencia reflejada por el objetivo de la siguiente manera:

$$P_{\text{ref}} =< S_i > \sigma \tag{7}$$

Ecuación en la que σ representa la sección eficaz del radar, la cual depende tanto del área y coeficiente de reflexión como de la geometría del objetivo. Con esta potencia reflejada ya se abre la posibilidad de calcular la densidad de potencia recibida:[6]

$$< S_r >= \frac{P_{\text{ref}}}{4\pi R_2^2} \tag{8}$$

Y con ella la potencia recibida como $P_r = S_r A_r$.
Con lo cual, la ecuación queda como:

$$P_r = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} \tag{9}$$

A_r es el área efectiva de la antena receptora, que puede definirse como:

$$A_r = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \tag{10}$$

Con esto, la ecuación de la potencia recibida queda finalmente como:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \tag{11}$$

R_1 y R_2 corresponden con la distancia desde la antena transmisora hasta el objetivo y desde el objetivo hasta la receptora, respectivamente. Estas suelen ser consideradas iguales en casi todos los casos, ya que o se usa la misma antena o están juntas, con lo que la fórmula quedaría:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \tag{12}$$

[5] El producto de estos dos términos es conocido, además, como PIRE (Potencia Isotrópica Radiada Equivalente).
[6] Asumiendo que la potencia reflejada se propagase de forma isótropa

Por otra parte, la SNR (Signal-Noise Ratio) se define como la potencia de señal respecto a la de ruido.

El ruido puede provenir de fuentes externas o del propio receptor, que es donde la $(\frac{S}{N})$ es calculada. En el segundo caso, la potencia de ruido será:

$$P_N = KBT_0FG \tag{13}$$

Ecuación en la cual K corresponde con la constante de Boltzman, T_0 con la temperatura ambiente (290 ºK), B con el ancho de banda del receptor, y F y G con la figura de ruido y la ganancia del amplificador en el receptor. Con ello la SNR quedaría como:

$$SNR = \frac{P_r}{P_N} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2 KBT_0 FG} \tag{14}$$

Además del ruido, también se pueden definir otros factores que podrían afectar a la calidad de recepción:

- Interferencias: Se refiere a toda señal que nos impida recibir correctamente la señal deseada.
- Clutter: Son los ecos del radar recibidos, pero no procedentes del objetivo, algunos ejemplos que pueden producir estos ecos son el suelo, edificios o el agua de la lluvia.

2.2. Esquema general del radar

Como se ha mencionado al inicio de esta sección, aquí se detallarán más específicamente las características deseadas de los elementos que componen el radar desarrollado. El esquema resultante es el mostrado en la Figura 2:

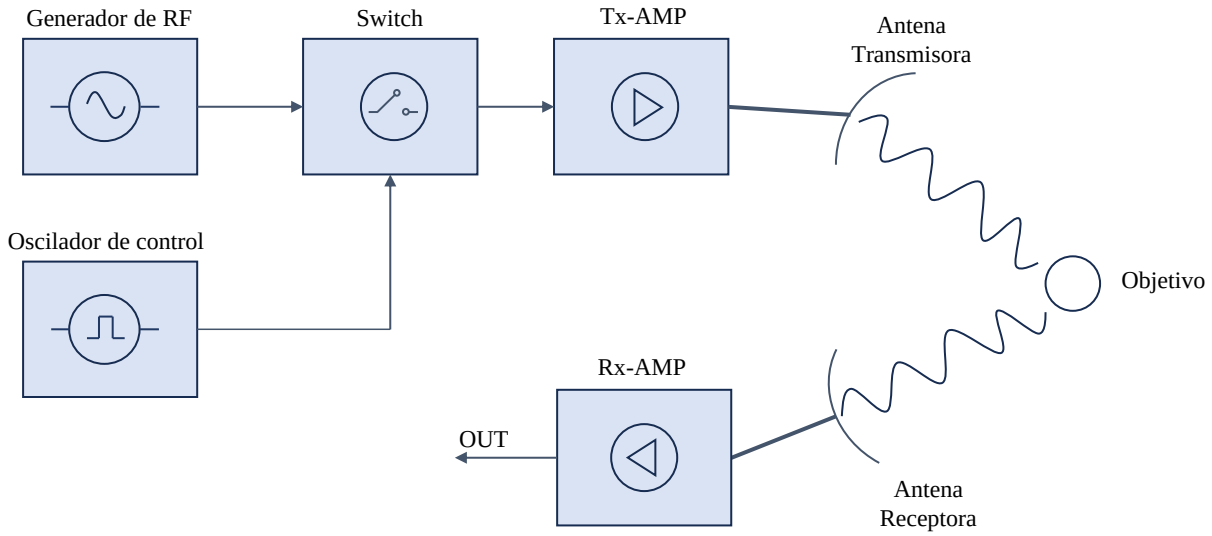


Figura 2: Diagrama de bloques del radar propuesto.

Dado que el sistema de radar que se busca construir es un radar de onda pulsada, se necesita desde un inicio un generador para la RF y otro que proporcione una señal de menor frecuencia para modular a la primera.

Comenzando con el Generador de RF, la frecuencia específica a la que se trabajará se decidirá más adelante en la Sección 3.1.5, pero se determinó que debía estar en el orden de los GHz para evitar el uso de antenas excesivamente grandes. Para aplicaciones que requieren estos órdenes de frecuencia, se encuentra en el laboratorio el generador SSG-6000RC de Mini-Circuits [5], capaz de alcanzar los 6 GHz, suficiente para el rango de frecuencias en el que se diseñarán los distintos componentes del radar.

El componente que se identifica en el diagrama como "Oscilador de control" es el responsable de generar la señal de trigger para el switch posterior. Esta señal está compuesta por pulsos rectangulares con una frecuencia menor que la de RF. A lo largo del proyecto se trabaja con diferentes generadores y osciladores que proporcionan esta señal, los cuales se abordarán en la Sección 5.1 y 5.2.

El componente "Switch" será el que reciba la señal de RF y la module con la de control. En el momento de hacer una selección para este, se buscará que tenga tiempos de respuesta bajos para ser capaz de producir correctamente el pulso que será enviado. Este elemento se verá en la Sección 5.

La salida del Switch se dirige al bloque "Tx-AMP". Este será el amplificador encargado de enviar la señal a la antena transmisora. Dado que la ecuación del radar (12) muestra una dependencia del tipo $\frac{1}{R^4}$, la señal se atenúa mucho con la distancia. Este amplificador requiere una alta ganancia para garantizar que la señal transmitida sea capaz de regresar a la etapa de recepción con un nivel suficiente para detectarla. Este se verá con más detenimiento en la Sección 4.1.

El siguiente elemento son las antenas, tanto la de transmisión como la de recepción, ya que se buscará que sean idénticas. Las antenas serán el principal factor a tener en cuenta al elegir una frecuencia adecuada. Dentro de las características que se buscan en ellas se encuentran un buen ancho de banda a la frecuencia seleccionada, una alta directividad y ganancia, y un buen aislamiento entre sí. En la Sección 3 se realizará una profunda descripción de las antenas consideradas.

La señal recibida desde la antena de recepción se dirige al bloque "Rx-AMP", el cual tiene la función de amplificar de nuevo la señal para observarla posteriormente. Como se mencionó en la sección anterior (2.1), la $(\frac{S}{N})$ se calcula en este punto, y la figura de ruido de este amplificador juega un papel crucial en el cálculo. Por lo tanto, se busca que el amplificador tenga la menor figura de ruido posible para no reducir esta relación. La elección de este componente se verá en la Sección 4.2.

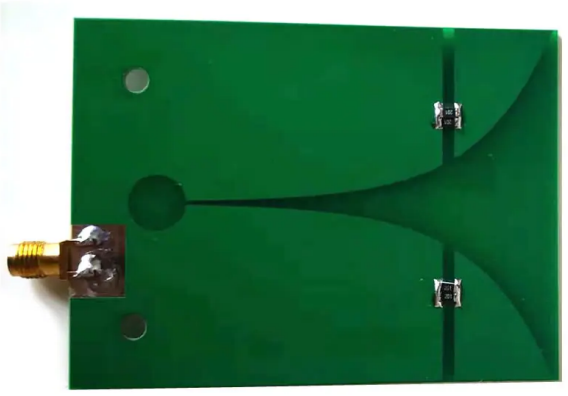
3. Antena

Como ya se ha mencionado anteriormente en la Sección 2.2, se busca una antena con alta directividad, ganancia y un buen ancho de banda, todo a una frecuencia apta para emitir. Durante la búsqueda de una antena que cumpliera con estas características se hicieron pruebas con varios modelos, mientras que se consideraban otras opciones.

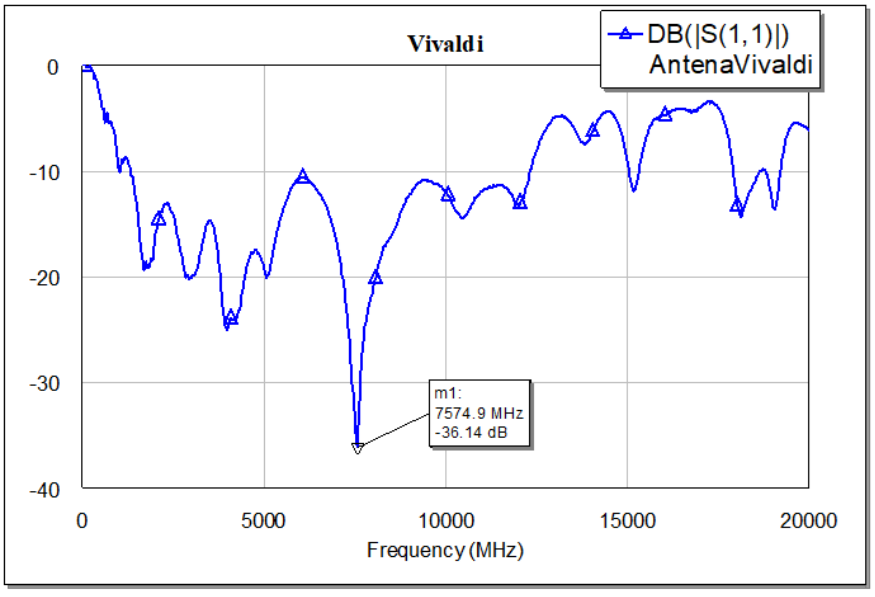
3.1. Antenas evaluadas

3.1.1. Antena Vivaldi

La Vivaldi es un tipo de antena de ranura consistente en un metal con una ranura que se ensancha de forma exponencial. Son usadas en diseños en los que se trabaja con frecuencias superiores al GHz y alto ancho de banda. Dado que el sistema radar necesita de trabajar a altas frecuencias y una antena de este tipo se encontraba en el laboratorio, se hicieron pruebas directamente sobre ella.



(a) Antena Vivaldi.



(b) S_{11} Antena Vivaldi.

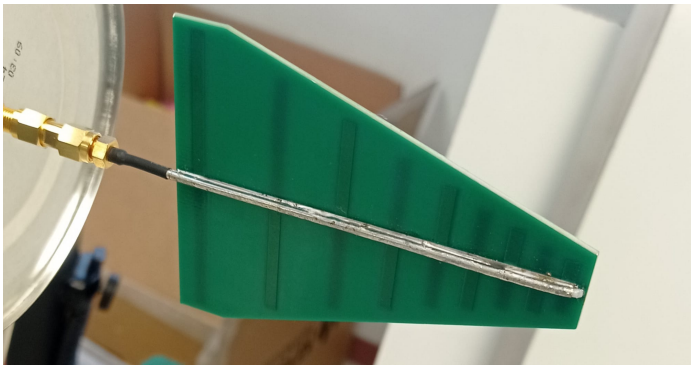
Figura 3: Fotografía y S_{11} de una antena Vivaldi.

En la Figura 3a, se muestra una foto de la antena, la cual estaba impresa directamente sobre una PCB de doble cara. Por otro lado, en la Figura 3b, se representa el S_{11} de la antena. El S_{11} es uno de los parámetros S o de Scattering, estos son medidos usando un analizador vectorial de redes. En concreto, el S_{11} muestra la reflexión producida en la antena cuando se le proporciona una señal, en función de la frecuencia de esta. Por tanto, un S_{11} muy negativo implica que la potencia radiada por la antena a esa frecuencia es mayor que para valores mayores debido a su buena adaptación de impedancias.

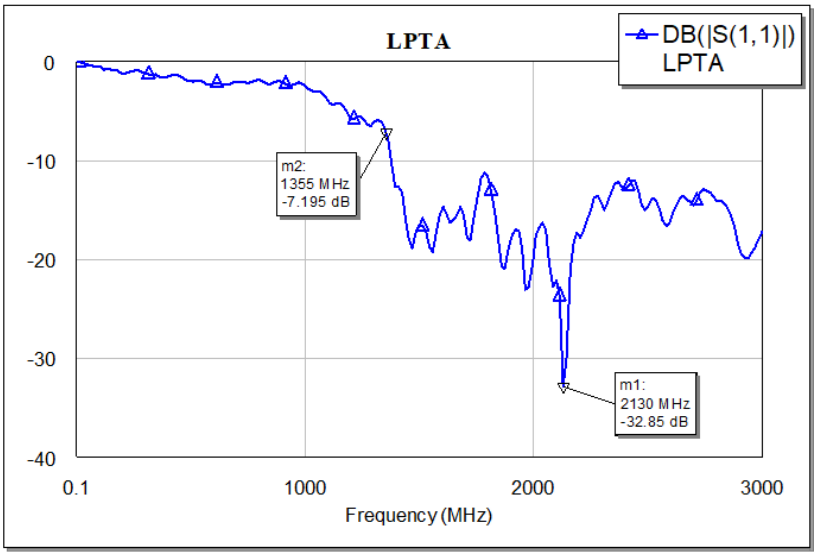
El pico más destacado se encuentra a una frecuencia alrededor de los 7.5 GHz, frecuencia superior a la máxima a la que puede operar la fuente de RF del laboratorio. En cambio, los picos que se observan a frecuencias inferiores a los 5 GHz podrían ser ideales para el radar.

3.1.2. Antena LPTA

Las siglas LPTA vienen de Log Periodic Tooth Antenna. Este tipo de antenas se caracterizan por mostrar un amplio ancho de banda, lo cual se debe a la disposición logarítmica y periódica de sus elementos radiantes, siendo que a más elementos, más ancho de banda. Además, debido a esta disposición, es sencillo hacer cambios en la frecuencia de operación sin afectar a sus características eléctricas.



(a) Antena LPTA.



(b) S_{11} Antena LPTA.

Figura 4: Fotografía y S_{11} de una antena LPTA.

La Figura 4a muestra que, al igual que la antena Vivaldi, esta antena estaba impresa en una PCB de doble cara. En ella se puede apreciar cómo están dispuestos los elementos mencionados previamente. En la Figura 4b se puede apreciar que, a partir de aproximadamente 1.35 GHz, el parámetro S_{11} mejora considerablemente, mostrando un mayor ancho de banda que en otras antenas. El mayor pico se encuentra en 2130 MHz, una frecuencia válida para el proyecto.

3.1.3. Yagi de minicontrolador remoto

Después de considerar las opciones de antenas disponibles en el laboratorio y adecuadas para el proyecto, se exploraron otras alternativas. La primera de estas fue añadir a antenas tipo monopolo unos directores encontrados en AliExpress.



Figura 5: Imagen de los Directores.

Estos directores, mostrados en la Figura 5,estaban diseñados originalmente para aumentar el rango de un controlador remoto de drones, siguiendo el principio de funcionamiento de los directores de una antena Yagi. Sin embargo, tras probarlos en el laboratorio utilizando para ello una antena dipolo disponible, no se obtuvo ninguna mejora en la directividad de dicha antena. Por lo tanto, estos fueron rápidamente descartados como opción viable.

3.1.4. Antenas montadas

También se consideró la posibilidad de construir la antena, lo cual condujo a dos opciones. La primera de ellas fue diseñar la antena en patch microstrip, siguiendo el enfoque utilizado en las prácticas de la asignatura de Antenas. Para ello, se emplearía la toolbox "antenna designer" de MATLAB y se determinarían las dimensiones de la antena necesarias para la frecuencia seleccionada.

Una vez obtenidas las dimensiones, se procedería a utilizar la insoladora disponible en el Laboratorio de Ingeniería Electrónica de Comunicaciones para plasmar el diseño de la antena sobre el sustrato.

Esta opción se descartó debido a las pobres características de las antenas obtenidas en años anteriores mediante este método, la cuales presentaban una ganancia casi nula y, sobre todo, una directividad muy baja.

La otra opción considerada se encontró en Internet, y consistió en un montaje casero de una antena Yagi [6].

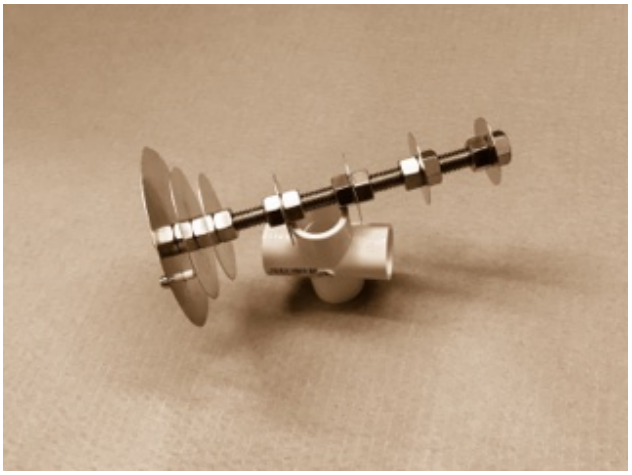


Figura 6: Imagen de la antena.

Como se puede observar en la Figura 6 esta antena está compuesta por un tornillo que atraviesa por el centro varias láminas metálicas cortadas circularmente de diferentes tamaños que actúan como directores y reflectores. Debido a la falta de equipo para construir con precisión la antena, así como la incertidumbre de su correcto funcionamiento y la necesidad de dos antenas idénticas, esta opción fue rápidamente descartada. Aunque podría ser interesante explorarla como posibilidad en caso de disponer de más tiempo.

3.1.5. Antena Yagi circular

En la busca de unas antenas de prestaciones superiores a las ya mencionadas, se encontraron y compraron en AliExpress unas antenas Yagi con reflectores circulares que podían ser adecuadas para el radar. En la Figura 7 se puede ver una imagen de la misma.



Figura 7: Antena Yagi.

Las antenas operaban, según el vendedor, a 2.4 GHz, es decir, a la frecuencia de WiFi. Al aplicar el mismo método que en los casos anteriores para obtener los parámetros S se obtienen los resultados de la Figura 8.

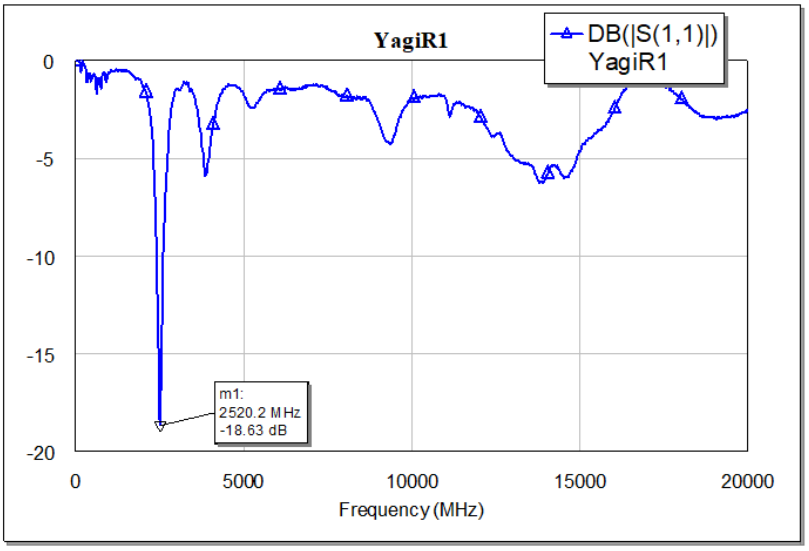


Figura 8: S_{11} Antena Yagi.

En la Figura 8 se puede observar cómo, aproximadamente a una frecuencia de 2.5 GHz, la adaptación es buena. Sin embargo, esta frecuencia presenta la desventaja de estar cercana a los 2.4 GHz utilizados por WiFi, lo que podría generar y captar interferencias. A pesar de ello, se decidió continuar probando esta antena debido a que, al ser de tipo Yagi, se esperaba una ganancia considerablemente alta. Esto se ve respaldado por la información de la web, que indica una ganancia de 12 dBi. Con el fin de comprobarlo, se adquirió otra antena idéntica con la que realizar medidas adicionales. Además de ser necesaria otra para el radar.

En la Figura 9 se puede observar el S_{11} de la segunda antena:

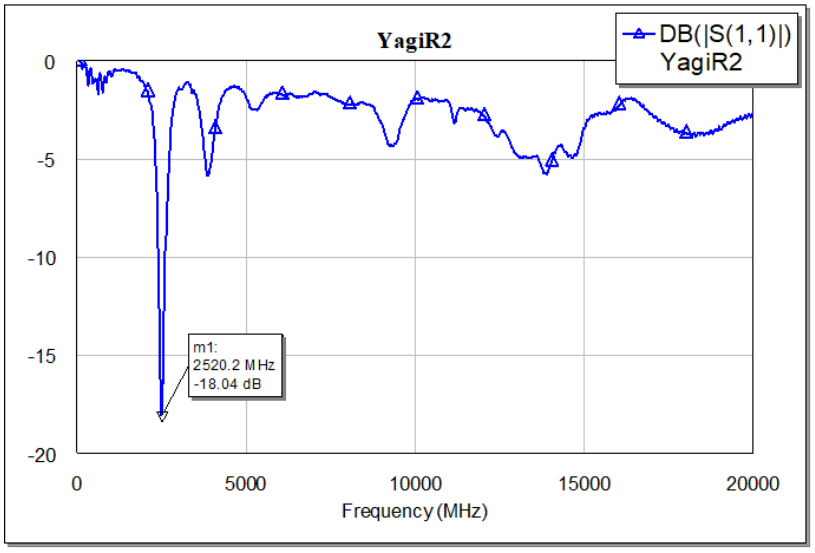


Figura 9: S_{11} Antena Yagi 2.

Una vez comprobado y viendo en los S_{11} que las antenas tenían la misma frecuencia de operación y eran similares en características, se procedió con el experimento para medir la ganancia.

Este experimento [7] está basado en la fórmula de Friis para balance de potencias en radioenlaces [8]. Esta, tomada en dB, es:

$$P_R = G_t + G_R + 20log\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right) + P_T \tag{15}$$

Donde P_T es la potencia transmitida, P_R la recibida, G_T la ganancia de la antena transmisora, G_R la ganancia de la antena receptora y el término restante es la atenuación del medio.

Para el experimento, se colocó una antena frente a la otra a una distancia conocida. Se emitió una potencia conocida con una antena y se midió cuanto se recibía en la otra. De esta manera, suponiendo un apuntamiento perfecto y una ganancia equivalente para ambas antenas, se calculó la ganancia de la siguiente forma utilizando la ecuación de Friis.

$$P_R - 20log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right) - P_T = 2G \tag{16}$$

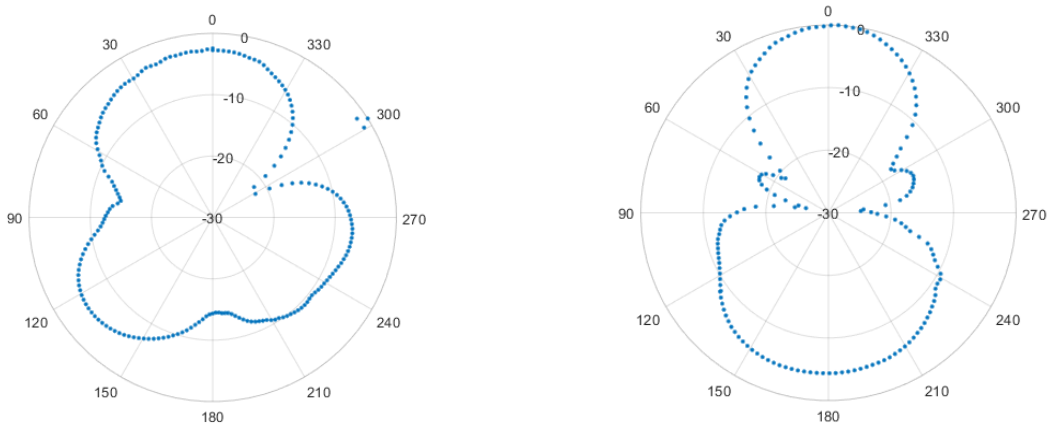
Para una potencia transmitida de 20 dBm se recibieron -2.5 dBm a en la antena receptora a una distancia de 1.05 m. Para el cálculo se toma una λ de 0.12 m, calculada a 2.5 GHz. Con estos datos se obtiene 2G = 18.32 dBi, con lo que la ganancia de una antena será de 9.16 dBi aproximadamente, menor a los 12 dBi que daba el vendedor.

Utilizando un montaje experimental similar al de la ganancia, también se llevó a cabo la caracterización del diagrama de radiación en los planos horizontal y vertical de la antena. Se empleó una configuración en la que una antena se utilizaba como emisora y la otra como receptora, fijada a un sistema rotatorio que permitía controlar la velocidad de rotación. Dependiendo de la posición de anclaje de la antena receptora, se podía obtener el diagrama de radiación en diferentes planos al realizar una vuelta completa. La receptora estaba conectada a un amplificador y a un sensor de potencia para obtener los datos. Este montaje se puede observar en la Figura 10.



Figura 10: Montaje para ganancia y diagrama de radiación con las Yagis circulares.

En la Figura 11b se representa el diagrama de radiación en azimut. Este diagrama muestra la distribución de la potencia radiada por la antena en el plano horizontal. Por otro lado, en la Figura 11a se muestra el diagrama de radiación vertical correspondiente. Es importante señalar que estos resultados se pueden ver afectados por varios factores, tales como las reflexiones en el entorno del laboratorio, o las propias características de la antena. Para conseguir unas medidas que no se vieran afectadas por factores externos sería necesario realizar el experimento en una cámara anecoica en la que se pudiese repetir el experimento de forma sencilla. Lamentablemente en la facultad no se dispone de una, por lo que se ha trabajado con los materiales aislantes disponibles (Figura 15) con el fin de mejorar las medidas.



(a) Plano vertical

(b) Plano horizontal

Figura 11: Diagramas de radiación normalizados de la antena Yagi circular.

Pese a estar cercanos a los 2.4 GHz de WiFi se eligió en este punto seguir con 2.5 GHz como frecuencia de operación para el resto del TFG, debido principalmente a los buenos resultados proporcionados por estas antenas.

3.1.6. Cantennas

Finalmente, se consideraron unas antenas fabricadas en el laboratorio mediante un hilo metálico como elemento activo dentro de una superficie cilíndrica conductora que actúa como reflector y director simultáneamente. En la Figura 12 se muestra una antena de estas características, construida a partir de latas de aceitunas. Las antenas de estas características son llamadas cantennas[7].



Figura 12: Imagen de la cantenna.

[7]Este término proviene del inglés en la suma de la palabra can(lata) y antenna(antena).

Estas antenas fueron diseñadas para operar en un rango de frecuencia entre 1.9 y 2.2 GHz. Cabe mencionar que estas antenas no han sido diseñadas para el TFG, sino que ya estaban en el laboratorio. No obstante, si que se han caracterizado midiendo su diagrama de radiación. En las figuras 13 y 14 se puede observar el montaje para la medida del diagrama de radiación y el mismo normalizado para las cantennas respectivamente.

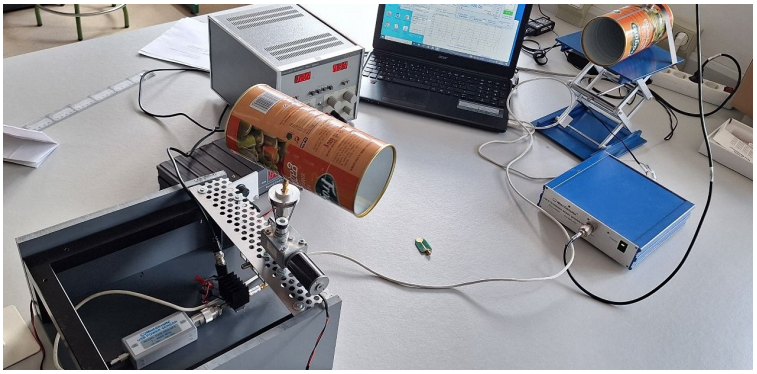


Figura 13: Diagrama de radiación cantenna.

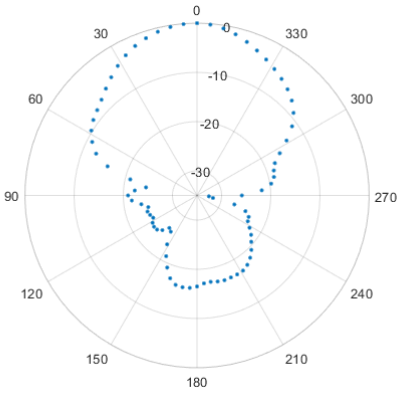


Figura 14: Diagrama de radiación cantenna.

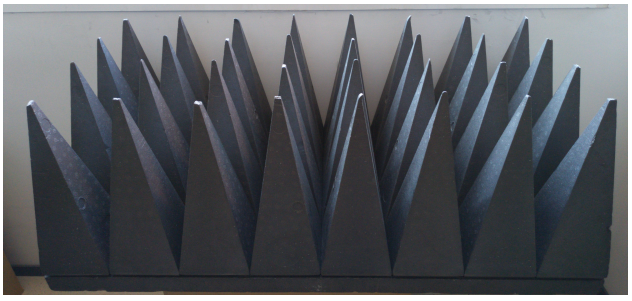


Figura 15: Imagen del aislante.

4. Etapas de Amplificación

Este apartado dedicado a las etapas de amplificación se divide en dos secciones. La primera está dedicada al amplificador de potencia empleado en transmisión, y la segunda dedicada al amplificador de bajo ruido del receptor.

4.1. Amplificador de Potencia

Como ya se ha mencionado anteriormente en la Sección 2.2, se necesitará un amplificador para amplificar la señal pulsada que se envía a la antena transmisora.
Dentro del laboratorio se encontró el ZHL-2W-63-S+ de Mini-Circuits [9], un amplificador de alta ganancia comprado con el objetivo de ser usado en esta clase de aplicaciones. Este se muestra en la Figura 16.



Figura 16: Amplificador de potencia empleado en la etapa de emisión [9].

Este amplificador proporciona, según el fabricante, una ganancia de 42 dB con un rango de operación de desde 600 MHz a 6000 MHz, y un consumo de 2 W. Para la caracterización del amplificador, se hizo un montaje que permitió medir tanto la entrada como la salida. Esto se hizo con dos objetivos, por un lado, para verificar la ganancia especificada por el datasheet a diferentes frecuencias (1, 2, 2.5, 3, 4, 5, 6 GHz), y por otro comprobar el punto de saturación de 1 dB para estas frecuencias.
El montaje consistió en un generador de señal de hasta 6 GHz SSG-6000RC de Mini-Circuits [5], un atenuador de 3 dB del kit K2-VAT+ [10], el amplificador, un atenuador de 30 dB [11] y un analizador de espectros. En la figura 17 se puede ver un esquema de este montaje.

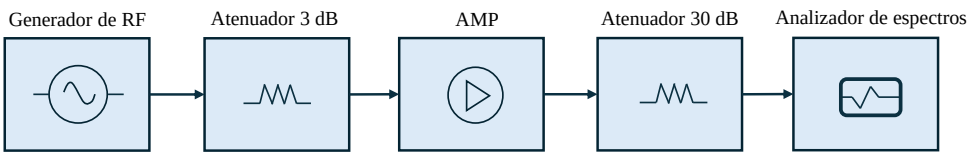


Figura 17: Esquema del montaje para medidas del amplificador.

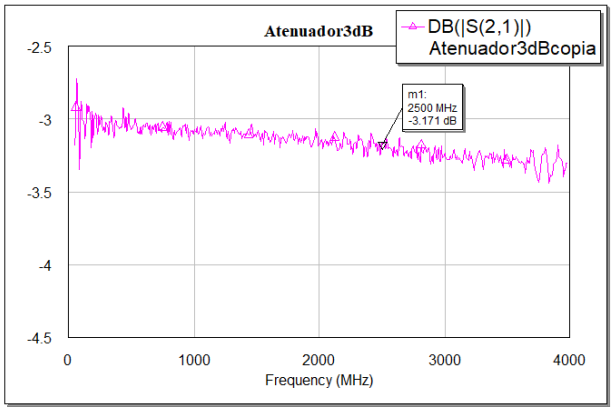


Figura 18: Montaje para la medida de las características del amplificador de la etapa de emisión.

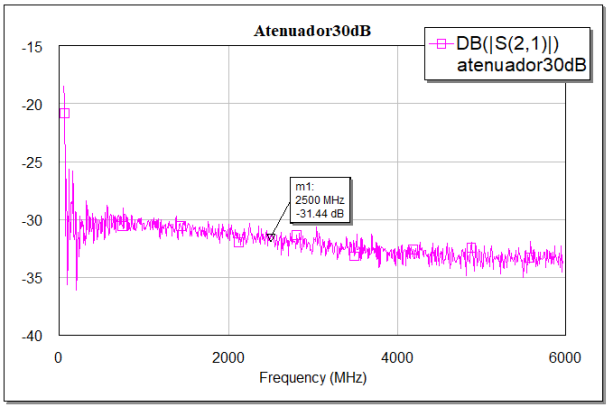
La Figura 18 muestra que el amplificador requiere una alimentación de 28 V que viene dada por una fuente de tensión externa Hameg-HMP2030 [12].
Es importante destacar que el amplificador está limitado a una potencia máxima de señal de 7 dBm en la entrada. Para garantizar que no se dañe, se coloca un atenuador de 3 dB en su entrada. Esto ayuda a controlar la potencia de la señal de entrada, asegurando que se mantenga dentro del rango seguro para el amplificador y evitando posibles daños por sobrecarga.

De la misma manera, el atenuador de 30 dB a la salida del amplificador es el que se encarga de proteger el analizador de espectros. Este atenuador se tendrá en cuenta posteriormente para los cálculos.

Como ya se ha mencionado antes en la Sección 3.1.5, la frecuencia a la que se va a operar serán 2.5 GHz, con lo que únicamente nos centraremos en los resultados obtenidos a esta frecuencia.
Es importante destacar que, para el cálculo de la ganancia, se tuvo en cuenta también la atenuación del cable, la cual, tras medirla usando un analizador de espectros, dio para esa frecuencia 4.2 dB.



(a) Pérdidas de inserción del atenuador de 3 dB.



(b) Pérdidas de inserción del atenuador de 30 dB.

Figura 19: Parámetro S_{21} de los atenuadores.

$P_{\text{Generador}}$	P_{In}	P_{Out}	$P_{\text{Analizador}}$	Gain
-20	-23	18.3	-11.7	45.5
-18	-21	20.4	-9.6	45.6
-16	-19	22.3	-7.7	45.5
-14	-17	24.18	-5.82	45.38
-12	-15	25.82	-4.18	45.02
-10	-13	27.5	-2.5	44.7
-8	-11	28.77	-1.23	43.97
-6	-9	29.6	-0.4	42.8
-4	-7	30.35	0.35	41.55
-2	-5	30.99	0.99	40.19
0	-3	31.22	1.22	38.42
2	-1	31.39	1.39	36.59
4	1	31.6	1.6	34.8
6	3	31.74	1.74	32.94
8	5	31.79	1.79	30.99

Tabla 1: Datos a 2.5 GHz.

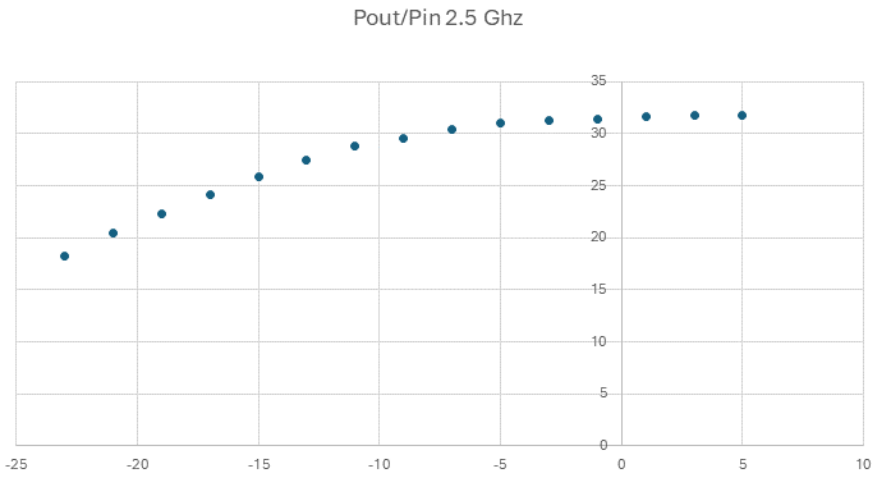


Figura 20: P_{Out} vs P_{In} a 2.5 GHz.

La Tabla 1 muestra de izquierda a derecha; la potencia entregada inicialmente desde la fuente en dBm; la potencia entrante al amplificador en dBm calculada como la generada menos 3 dB del atenuador; la potencia a la salida del amplificador en dBm calculada como la potencia vista en el analizador más 30 dB del atenuador; la potencia vista en el analizador en dBm y la ganancia calculada como la potencia a la salida menos la de entrada más los 4.2 dB de atenuación del cable mencionados anteriormente.
A la vista de la Tabla 1 podemos apreciar cómo al alcanzar una potencia de salida próxima a 31 dBm se alcanza la saturación. La potencia de salida no crece aunque se aumente la potencia de entrada, lo cual lleva a una disminución de ganancia. Según el datasheet esto debía ocurrir para esta frecuencia en 33.04 dBm, un valor que no se llega a alcanzar. En cambio, en la medida del S_{21}(Figura 20), se aprecia que para potencias bajas la ganancia es mayor que la esperada, según datasheet de 44.65 dB.

Al igual que para las antenas, se pueden medir los parámetros S del amplificador para observar su respuesta en frecuencia.

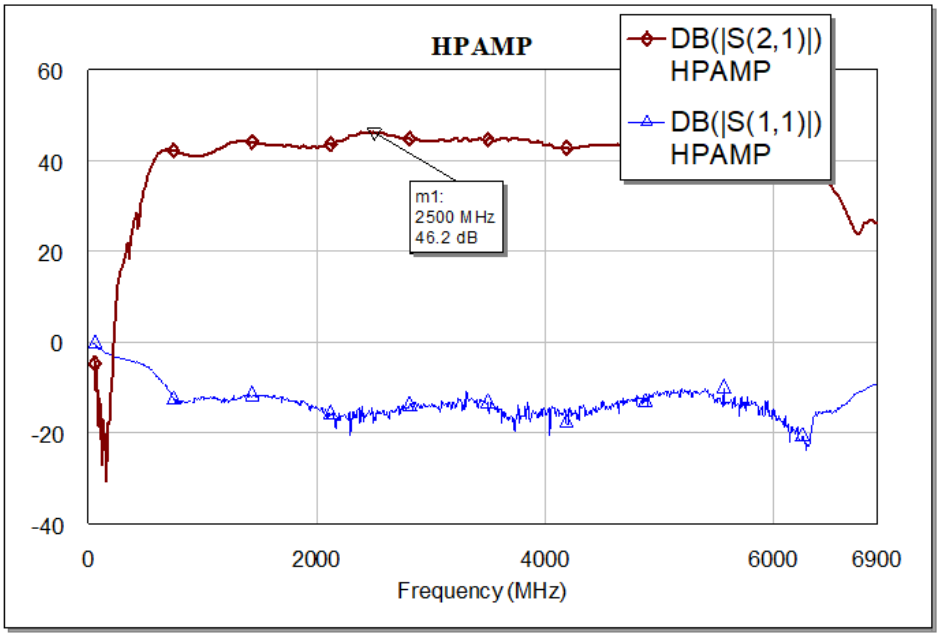


Figura 21: Parámetros de Scattering del amplificador de potencia. S_{21} en marrón y S_{11} en azul.

El S_{21} indica la ganancia del amplificador. En la gráfica de la Figura 21 se puede apreciar cómo a la frecuencia de diseño la ganancia es superior a la proporcionada por el datasheet.
Finalmente, se obtuvo la figura de ruido del amplificador utilizando el siguiente montaje.

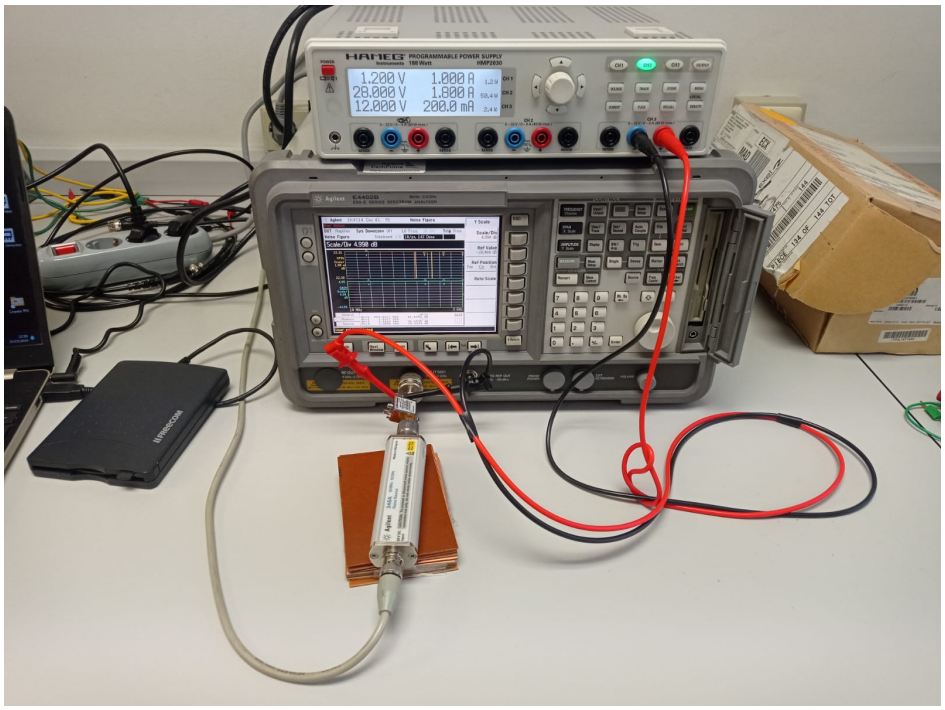


Figura 22: Montaje para medida de figura de ruido a diferentes amplificadores.

En este montaje los elementos principales son la fuente de ruido [13] y el analizador de espectros y figura de ruido [14]. Para realizar la medición fue necesario calibrar el analizador. Para ello, se unió de forma directa la fuente ruido al analizador y se usó la opción de calibrar proporcionada por el propio instrumento.

Previamente a conectar el amplificador, se hizo una prueba para comprobar que la señal amplificada no dañaría el analizador de espectros. Esta consistió en, usando un osciloscopio y un atenuador, medir cómo quedaría la señal proporcionada por el analizador tras ser amplificada. Finalmente, se concluyó que la señal era demasiado pequeña como para dañar el analizador.

Este método de medida de figura de ruido es conocido como el método del factor Y, cuya descripción puede consultarse en la referencia [15]. Una vez calibrado se conectó el amplificador de potencia entre la salida de la fuente de ruido y el analizador y se tomó la medida que se ve en la Figura 23.

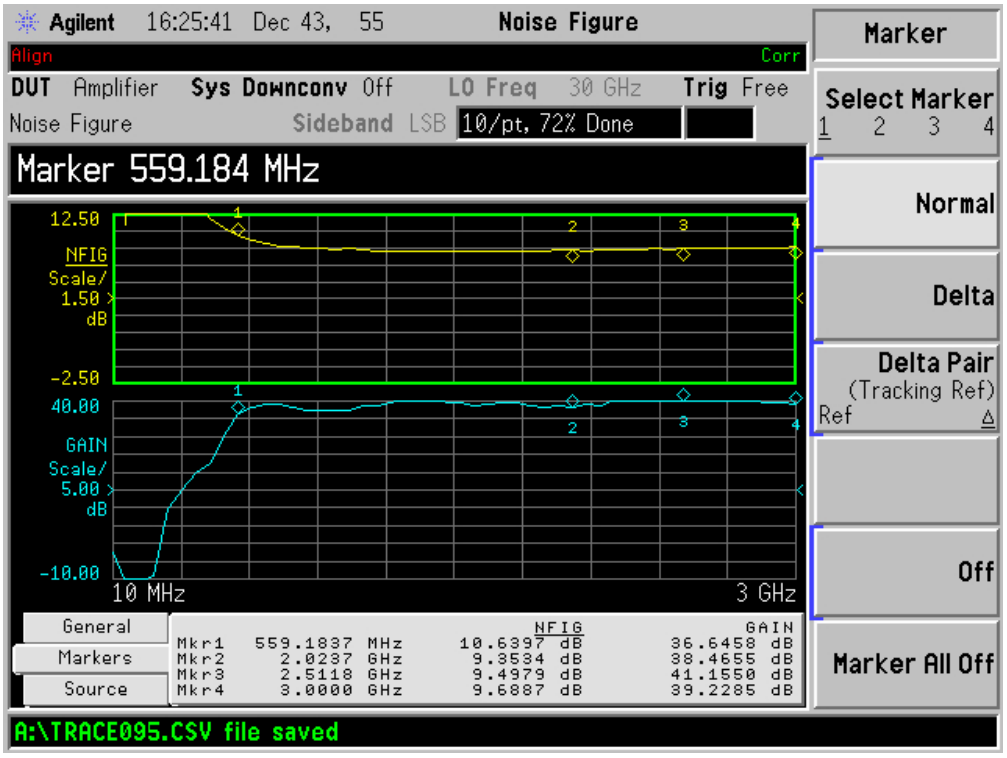


Figura 23: Figura de ruido del Amplificador de potencia.

La figura de ruido dada a 2.5 GHz por el datasheet es de 9.6 dB, mientras que mediante el método del factor Y se obtienen 9.5 dB aproximadamente a una frecuencia cercana, confirmando el valor proporcionado en el datasheet.

Finalmente, también se puede mencionar que la ganancia es menor que la medida anteriormente, debido a la atenuación de los cables. Para la medida anterior de los parámetros S el analizador vectorial de redes estaba calibrado, eliminando el efecto de los cables. En cambio, en este caso, la calibración se hizo sin los cables, produciendo esta diferencia.

4.2. Amplificador de bajo ruido

Como se mencionó en la Sección 2.2 es necesario un amplificador de bajo ruido a la salida de la antena receptora. Para este propósito, se consideraron dos amplificadores. En primer lugar, el ZX60-153LN-S+ [16], que según su datasheet alcanza hasta 15 GHz con una ganancia típica de 17 dB. En segundo lugar, el ZX60-83LN-S+ [17], que llega hasta 8 GHz y ofrece una ganancia típica de 21 dB según su datasheet. En la Figura 24 se puede apreciar su aspecto, que era el mismo para ambos.



Figura 24: ZX60-153LN-S+ // ZX60-83LN-S+

Para comprobar el correcto funcionamiento de los amplificadores y con el objetivo de compararlos se midieron sus parámetros S, mostrados en las Figuras 25 y 26:

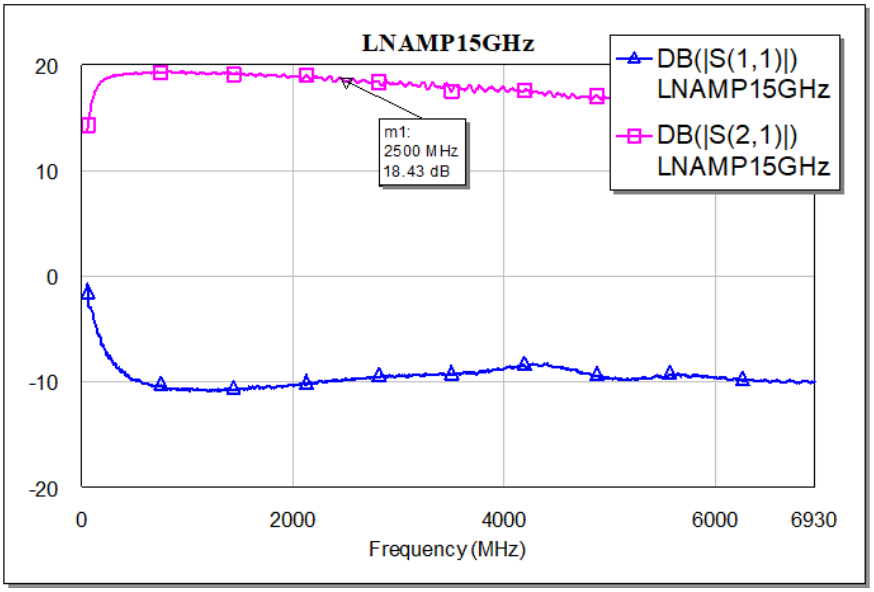


Figura 25: Parámetros S del amplificador ZX60-153LN-S+

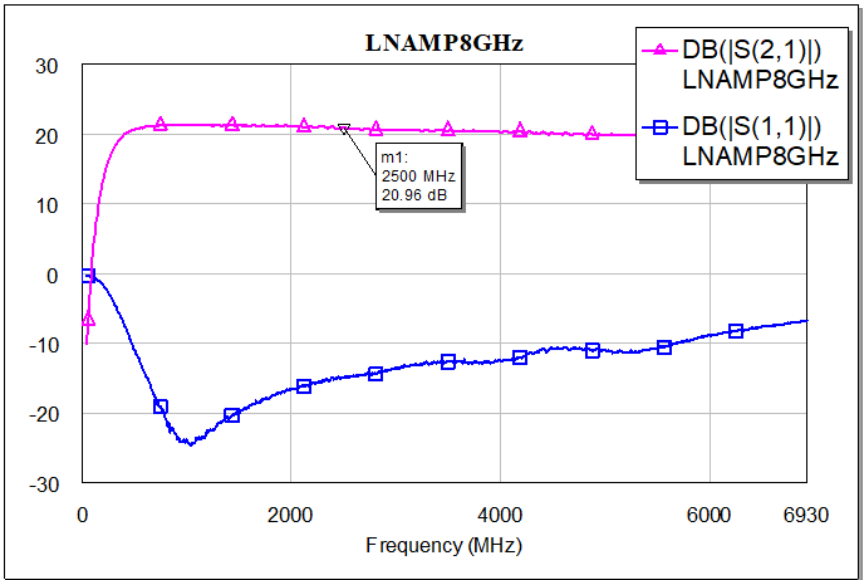


Figura 26: Parámetros S del amplificador ZX60-83LN-S+

La ganancia del ZX60-83LN-S+ es de 20.96 dB a la frecuencia de operación, mientras que el ZX60-153LN-S+ se queda en 18.43 dB a la misma frecuencia. También es destacable en las gráficas el parámetro S_{11}, siendo mayor en el ZX60-153LN-S+.
La figura de ruido dada por los datasheets es otro factor a tener en cuenta, siendo de 1.4 dB en el caso del ZX60-83LN-S+ a 2 GHz y de 2.3 dB para el ZX60-153LN-S+ a la misma frecuencia. Esta información del datasheet se puede contrastar con los datos reales si, de nuevo, usamos el método del factor Y utilizado anteriormente en el amplificador de potencia con el montaje de la Figura 22.

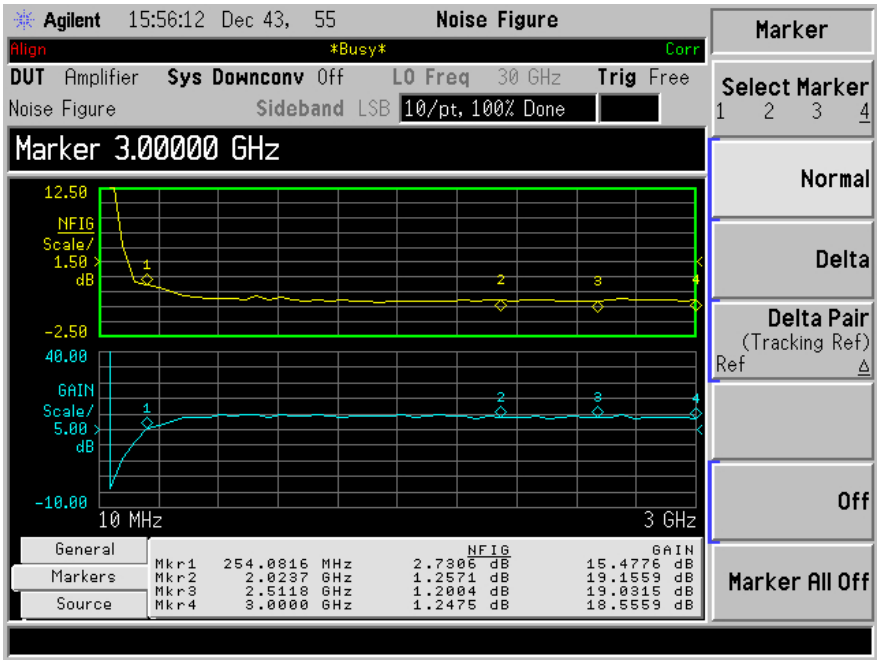


Figura 27: Figura de ruido del ZX60-83LN-S+.

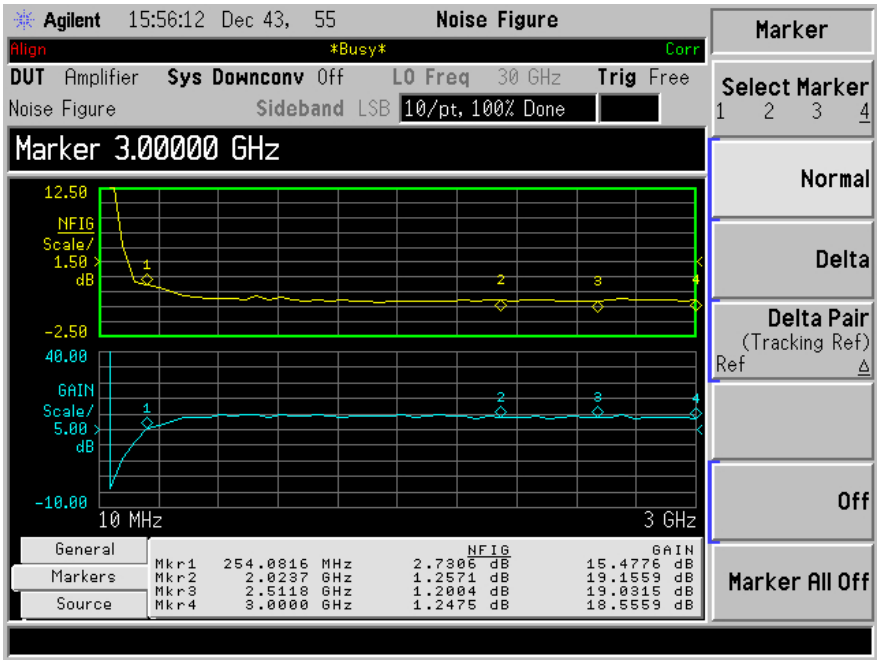


Figura 28: Figura de ruido del ZX60-153LN-S+.

En la Figura 27 se puede apreciar cómo alrededor de la frecuencia de 2 GHz se obtiene una figura de ruido de aproximadamente 1.26 dB en el caso del ZX60-83LN-S+, mientras que en el ZX60-153LN-S+ se puede ver en la Figura 28 un valor de aproximadamente 1.5 dB a la misma frecuencia.

Tras considerar todos los aspectos mencionados, se optó por el ZX60-83LN-S+, ya que en lo único que no supera al ZX60-153LN-S+ es en que no opera a frecuencias superiores a los 8 GHz, lo cual no es necesario para el proyecto.

5. Switch y Control

Como se mencionó previamente en la Sección 2.1, para implementar un sistema de radar pulsado es necesario modular la señal de radiofrecuencia (RF) de manera que la señal quede pulsada. El encargado de esto es el switch. Este se encarga de permitir pasar la señal o bloquearla según el valor alto o bajo de la señal de control. Con este propósito, se buscó un switch que fuera capaz de cambiar de estado en tiempos del orden de pocos ns. Para lograr esto, se seleccionó el switch ADG901 de Analog Devices [18]. En el peor caso, este proporciona un tiempo de subida de 5.5 ns y un tiempo de bajada de 8.5 ns, medidos entre el 10 % y el 90 % de la señal de RF.

De igual manera, se diseñó un buffer capaz de dar dos salidas iguales a una entrada. Esta entrada sería la señal de control que haría de trigger, para poder enviarla a un osciloscopio y mostrarla junto a la de RF. El chip seleccionado para esto fue el LTC6957 de Analog Devices[19], el cual proporciona una latencia del orden de ps, siendo adecuada para el caso requerido.

En la Figura 29 se puede observar un diagrama de bloques para mejorar la comprensión de la disposición de la placa, así como de la función, entradas y salidas de cada bloque. En esta imagen los elementos en azul corresponden con los que se encuentran en la placa, siendo estos el buffer, el regulador de tensión y el switch, mientras que en naranja son los elementos externos, el oscilador de control que proporciona el trigger, la alimentación de 3.3 V que viene dada por una fuente externa y el osciloscopio en el que se visualiza el trigger. También es visible en la misma imagen la alimentación de cada componente y sus entradas y salidas, siendo flechas en naranja si provienen del exterior de la placa y azules si son conexiones internas.

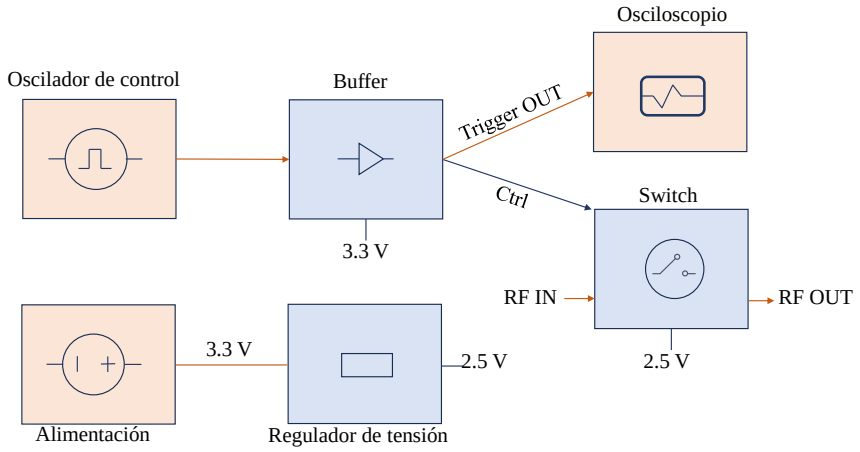


Figura 29: Diagrama de bloques placa Switch_Radar.

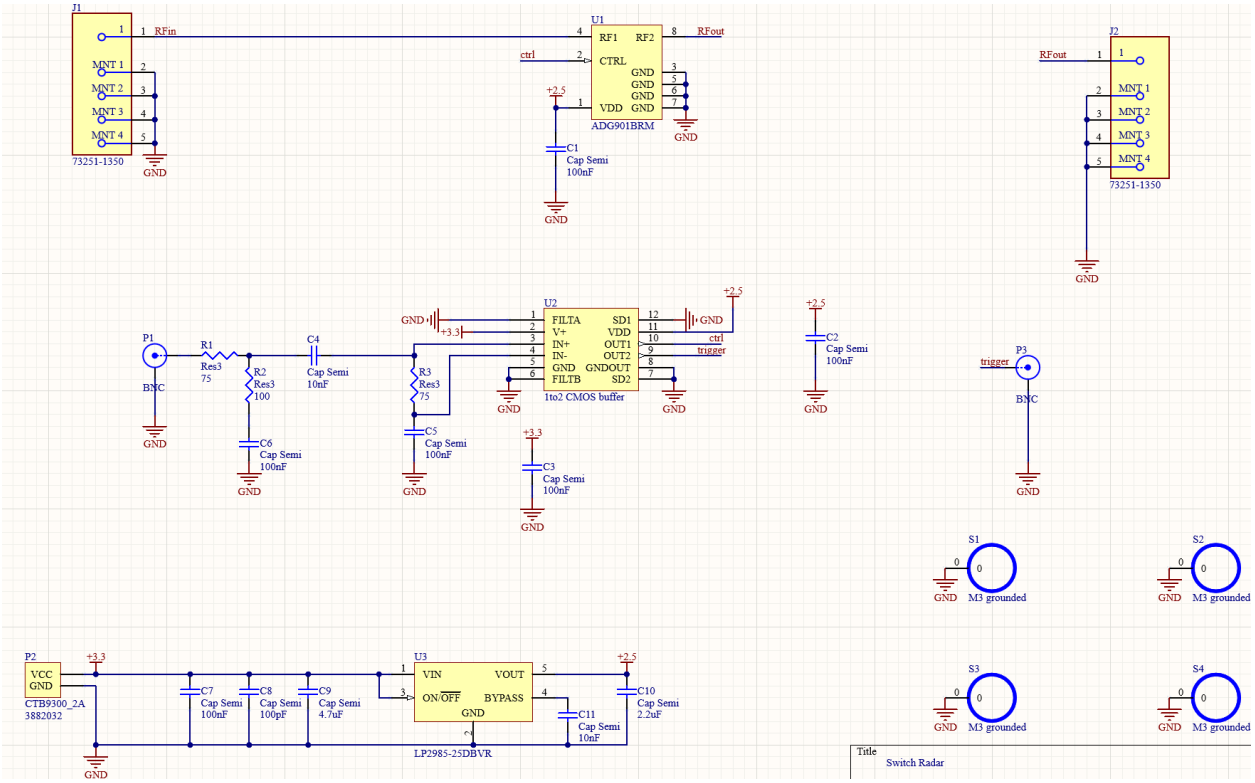
El componente correspondiente al regulador de tensión es el LP2985-25DBVR [20], encargado de pasar de los 3.3 V de alimentación que requiere el buffer a los 2.5 V que requiere el switch.

Con todo esto en mente se diseñó una primera placa para comprobar los funcionamientos del switch y del buffer en conjunto, dando lugar así a la placa Switch_Radar.

5.1. Placa Switch_Radar

5.1.1. Esquemático y PCB

Haciendo uso de Altium Designer se creó la placa Switch_Radar, cuyo esquemático y PCB se pueden ver en la Figura 30. En esta figura se pueden identificar los diferentes componentes, entradas y salidas que ya se habían explicado en la Figura 29.



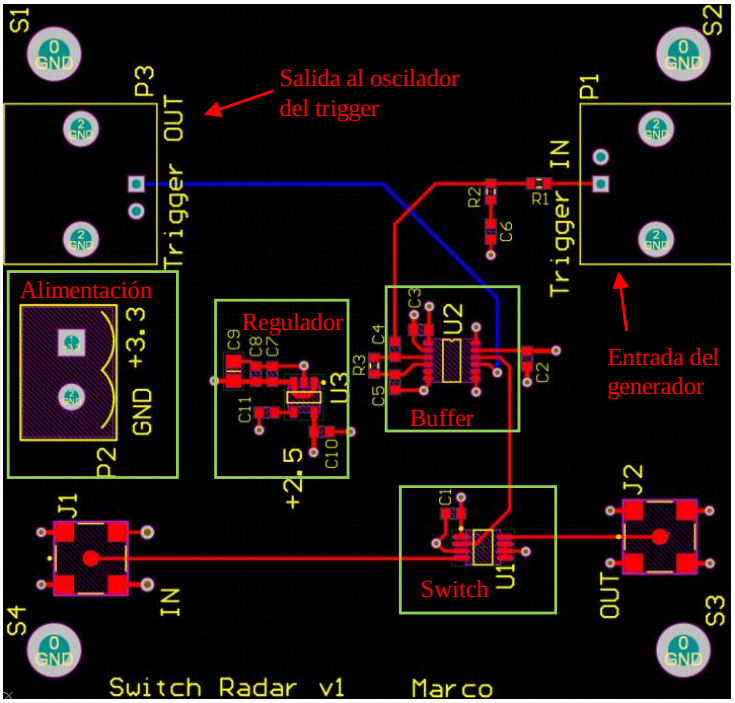
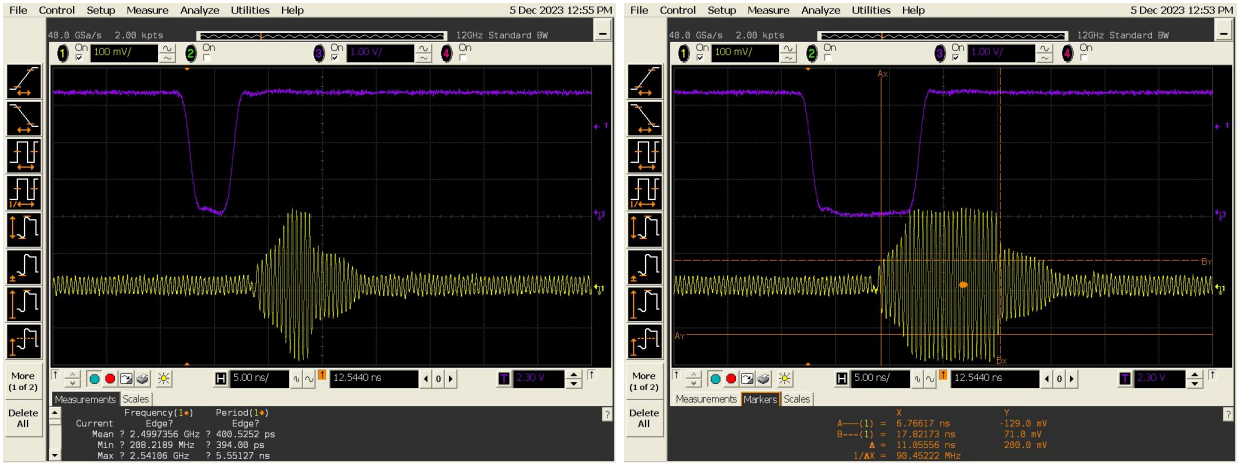


Figura 30: Esquemático y PCB de la placa Switch_Radar.

5.1.2. Pruebas

Con esta placa, se llevaron a cabo diversas medidas para verificar el correcto funcionamiento del buffer y del switch. Estas pruebas consistieron en introducir como entrada de control o trigger una onda cuadrada y observar la respuesta a la salida del switch. Variando la anchura del valor alto de la onda cuadrada se tomaron las medidas mostradas en la Figura 31:



(a) Pulso de control de 4 ns

(b) Pulso de control de 10 ns

Figura 31: Tiempos de pulso. Amarillo: señal de salida. Morado: señal de trigger.

Cabe mencionar la razón por la cual en las imágenes la señal de trigger se ve invertida. En el momento de introducir el trigger en la placa se utilizó una de las salidas del generador como la señal de control o trigger para el switch, mientras que otra de las salidas del generador era esa misma señal invertida, la cual se eligió mostrar.

En las imágenes se puede observar cómo el pulso de RF sigue siendo apreciable, aun cuando en el trigger el tiempo a nivel alto ha sido reducido a 4 ns. Esto sugiere que el switch funciona adecuadamente para pulsos muy estrechos. De igual manera, también se pueden observar los tiempos de subida y bajada que corresponden aproximadamente con los valores indicados en el datasheet.

En la Figura 32 se puede apreciar el tiempo de retardo del pulso, medido también durante esta prueba.

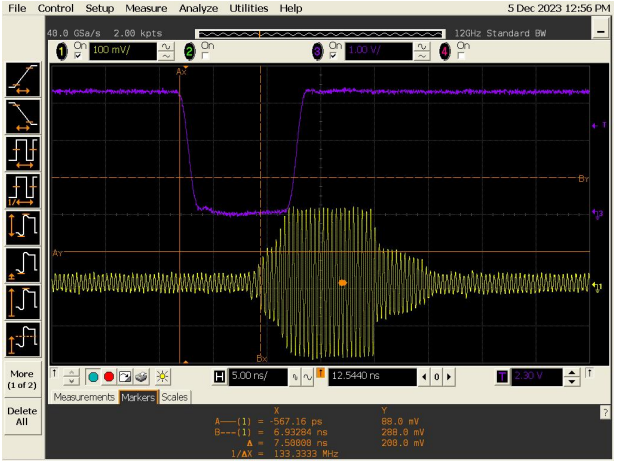


Figura 32: Medida del tiempo de retardo.

Midiendo desde el comienzo del pulso de trigger hasta que el switch comienza a dar señal, se obtienen 7.5 ns de retardo aproximadamente, lo cual se tendrá en cuenta en futuras medidas.

Esta placa, si bien es cierto que sirvió para comprobar el correcto funcionamiento del switch, mostró un comportamiento inesperado a la salida del buffer.

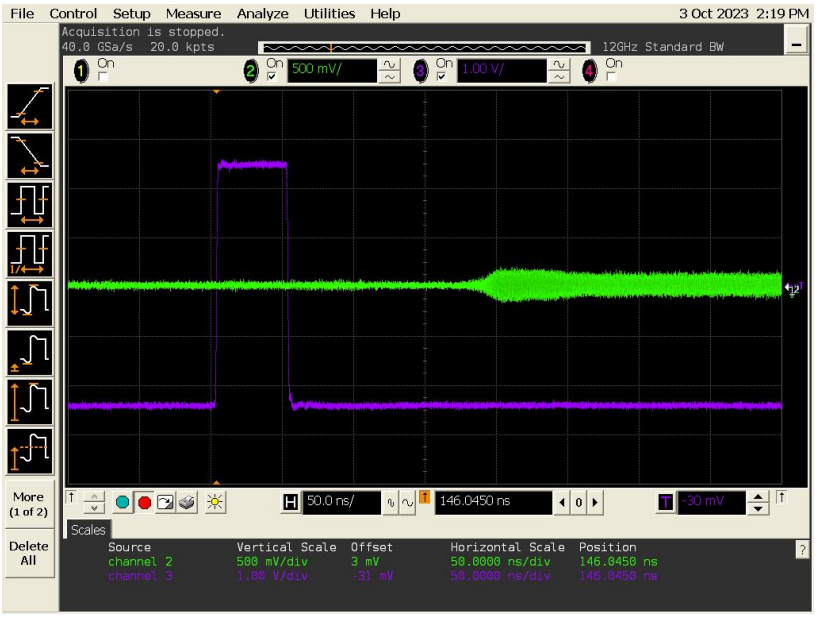


Figura 33: Salida del buffer. Morado: señal de trigger de entrada. Verde: señal de salida.

Como se puede apreciar, además de un notable retardo, el buffer no logró replicar la señal de entrada, que se ve en el canal 3 en morado, dando un mayor ruido donde debería estar el pulso debido al retardo del buffer y, posteriormente, un menor nivel de ruido.

Es importante destacar el tiempo que implicó la construcción de la placa, ya que tras diseñarla, pasaron varias semanas antes de recibirla. Después, llevó otra semana el soldarla a mano. También es relevante mencionar que se soldaron dos placas para comprobar que el mal funcionamiento del buffer se daba en ambas y no solo en una de ellas.

A la vista de estos errores se inició la idea de hacer una segunda placa, la cual prescindiese del buffer, y que tuviera implementada la etapa de control directamente en ella para no tener que depender de un generador externo.

Cabe resaltar que se planteó la idea de diseñar también un generador a 2.5 GHz, pero se descartó dada la excesiva complejidad de estos.

5.2. Placa Control_Switch_Radar

Al planificar la placa, se decidió dividirla en tres secciones separadas entre sí. La primera sección se encargaría de generar la señal de control, mientras que la segunda sección se dedicaría a convertir esta señal en pulsos. Finalmente, la tercera sección estaría destinada para el switch de RF, similar a la disposición de la placa anterior.

Estas tres etapas se encuentran a su vez preparadas para aislarse entre sí en caso de que alguna de ellas tuviese un funcionamiento erróneo o se quisiera sustituir por otro elemento o placa.

En la Figura 34 se puede observar un esquema similar al de la placa anterior pero para esta nueva placa.

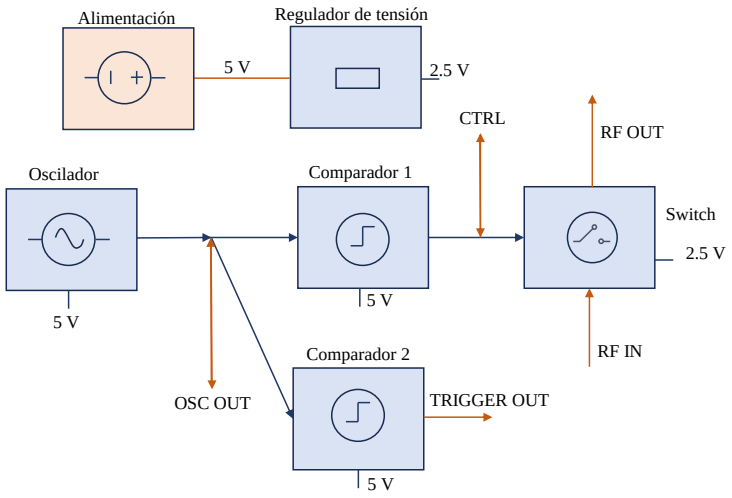


Figura 34: Diagrama de bloques placa Control_Switch_Radar.

Al igual que en la Figura 29, la Figura 34 sigue el mismo código de colores, siendo que las flechas naranjas indican entradas o salidas de la placa, y las azules conexiones internas de la placa. Como ya se ha mencionado, esta placa cuenta con tres secciones separadas entre si. La primera corresponde al bloque oscilador, la segunda a los dos comparadores y la tercera al switch. Dentro del propio esquema se pueden distinguir flechas naranjas bidireccionales. Estas hacen referencia al "separadas entre sí", siendo que valen tanto como entrada como salida.

5.2.1. Oscilador

Para generar una señal de control, se barajaron diversas opciones, optando finalmente por crear un circuito oscilador simple de carga y descarga de un condensador con un operacional basado en un TFG de un año anterior [21].

Este operacional usa la realimentación para cargar y descargar el condensador, usando para esto un camino con diodo y resistencia en directa para la carga y un diodo con una resistencia superior para la descarga. De esta manera, se obtiene un tiempo de carga menor al de descarga, lo que permite generar pulsos de corta duración con periodos largos.

El potenciómetro R8 permite variar el tiempo del pulso en nivel bajo. Esta funcionalidad resulta útil para ajustar la frecuencia de repetición de pulsos, lo cual permite controlar tanto la resolución en velocidad como el rango ambiguo, como ya ha sido mencionado en la Sección 2.1.

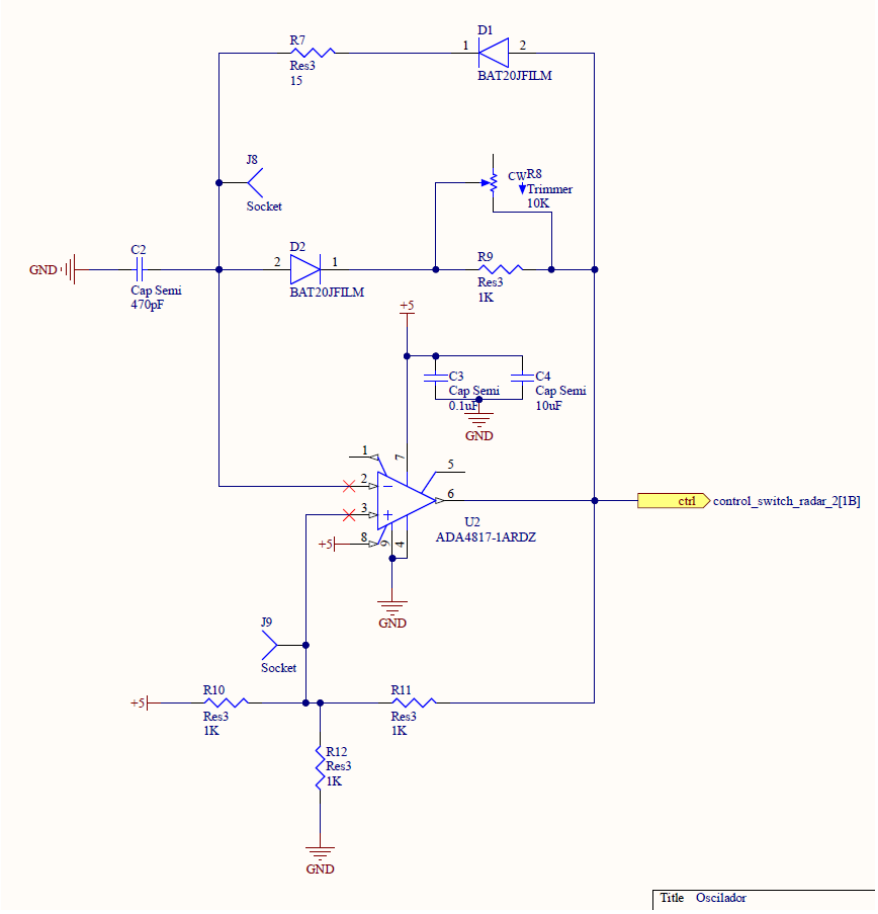


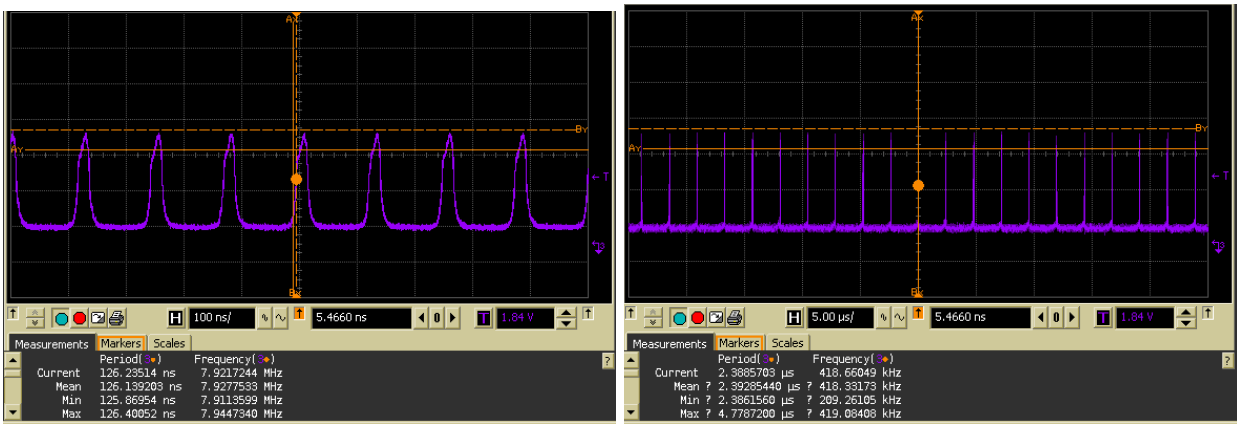
Figura 35: Esquemático del oscilador.

El amplificador operacional utilizado fue el ADA4871-1ARDZ [22]. La razón principal de elegir este en lugar de otros operacionales radica en su alta impedancia de entrada de 500 GΩ, según el datasheet. Esta alta resistencia interna garantiza que las corrientes de entrada al operacional sean tan pequeñas que el condensador no pueda descargarse a través de ellas y esté obligado, por tanto, a descargarse por los diodos. El condensador es de 470 pF con el objetivo de obtener una rápida carga y descarga de este.

Por otro lado, las resistencias en la entrada positiva del operacional, cada una con valor de 1 kΩ tienen como objetivo fijar las tensiones umbral para la conmutación de la salida de nivel bajo a nivel alto y viceversa. Esto permite, a su vez, acelerar la carga y descarga del condensador.

Finalmente, es importante mencionar los diodos. La elección se hizo con el mismo criterio que con el operacional; con el objetivo de minimizar las corrientes de fuga del condensador, particularmente la corriente en inversa que pueda proporcionar el diodo. Además, también se buscaba la rápida conmutación, por lo que lo ideal serían unos diodos del tipo Schottky. Dicho esto, los elegidos fueron los BAT20J [23], los cuales cuentan con una corriente de fuga en inversa máxima de 2 μA, según lo indicado en el datasheet.

Como ya se ha mencionado anteriormente, al variar el potenciómetro se obtienen diferentes periodos de repetición de pulsos. A continuación, se muestra la salida del oscilador viendo los límites posibles de este periodo.



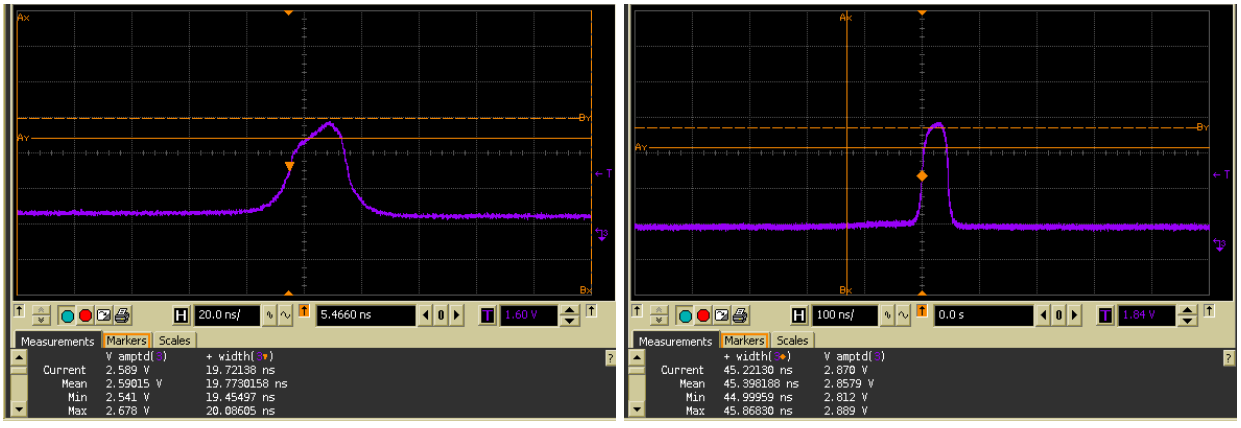
(a) Frecuencia máxima (7.92 MHz) (100 ns/división) (b) Frecuencia mínima (418.66 kHz) (5 μs/división)

Figura 36: Frecuencia de repetición de pulsos.

Si se analiza el rango no ambiguo proporcionado por cada frecuencia de repetición, según se ha explicado en la Sección 2.1, se obtiene un rango de 18.93 metros para la frecuencia de 7.92 MHz, y 368.2 metros para la frecuencia de 418.66 kHz. Ambos son valores válidos para nuestro proyecto.

Finalmente, es importante destacar un último detalle sobre el oscilador. La resistencia de carga R7, señalada como una resistencia de 15 Ω en el esquemático de la Figura 35, que originalmente tenía el objetivo de fijar el ancho del pulso en la carga del condensador y, por ende, el tiempo en alto del pulso, fue reemplazada por una resistencia de 0 Ω. Esto se debió a que el ancho de pulso en alto fue superior al estimado inicialmente, lo que llevaría a una menor resolución en rango como ya se ha explicado. La razón de que sucediera este problema en principio fue probablemente debido a la tensión de codo de los diodos, la cual, aunque baja, no era nula, y la resistencia serie de los diodos en directa.

A continuación, se puede observar un pulso de la salida del oscilador en ambos casos.[8]



(a) Resistencia de 0 Ω (T_H = 19.77 ns) (b) Resistencia de 15 Ω (T_H = 45.39 ns)

Figura 37: Anchos de pulso.

[8]Las imágenes anteriores de los tiempos de repetición fueron tomadas con la resistencia de 0 Ω

En la Figura 37 se puede observar cómo la resistencia de 0 Ω provoca una significativa reducción en el ancho del pulso, produciendo un pulso de 19.77 ns. Si se observa la tensión, se puede notar que es menor con la resistencia de 0 Ω. Sin embargo, esto no supondrá ningún problema gracias a la etapa siguiente.

5.2.2. Comparadores

La salida del oscilador está conectada a una etapa de comparadores. Aquí se busca dar forma de pulso rectangular a la señal producida por el oscilador. De esta forma, la señal de trigger que llega al switch tendrá la forma correcta para hacer que este conmute. Además, se buscó replicar la señal trigger para poder observarla en el osciloscopio junto a la señal final.

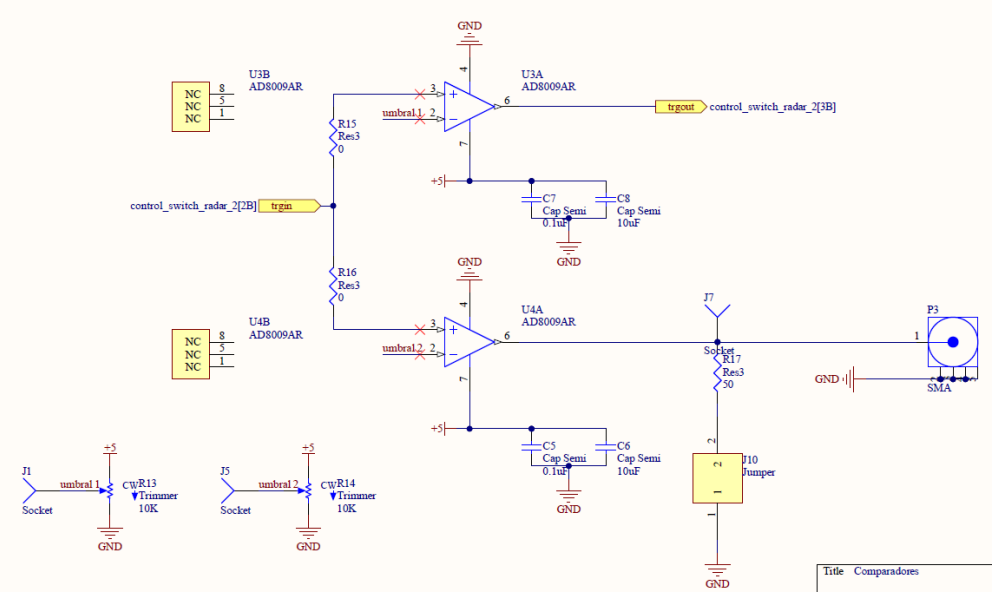


Figura 38: Esquemático de los comparadores.

La señal obtenida del oscilador se introduce en los dos comparadores, donde dependiendo de su amplitud se determinará como nivel alto o bajo para el pulso. Los umbrales de estos comparadores son ajustados mediante los potenciómetros R13 y R14.

Los comparadores se eligieron buscando la conmutación más rápida posible. Para ello se eligió amplificador AD8009AR [24] de Analog Devices, con un tiempo de subida y bajada de 725 ps según el datasheet.

Las salidas de los comparadores se muestran en la Figura 39. En el canal 2, correspondiente al color verde, está la señal que va a la entrada de control del Switch. Es visible que esta señal tiene una amplitud menor a la de la salida que va al osciloscopio. Esto es debido a diferentes factores; los umbrales de los comparadores; el potenciómetro (R6), que se ve en la Figura 42 de la siguiente subsección, y que para esta medida se ha usado en el canal dos la sonda del osciloscopio, la cual se ve como alta impedancia, mientras que en el canal tres se utilizó una salida con SMA que da una impedancia de carga de 50 Ω.

Esto último tiene también relación con el jumper J10 de la Figura 38. Al conectarse el jumper, aparece una impedancia de 50 Ω en paralelo, que sirve para proporcionar la impedancia de carga adaptada cuando no está conectado el cable SMA que iría al osciloscopio. De esta manera se evitan las reflexiones debidas a la alta impedancia. Cabe resaltar que no se debe conectar el jumper a la vez que el cable, ya que se estaría cargando la salida del operacional con una impedancia de 25 Ω al poner un paralelo de dos resistencias de 50 Ω.

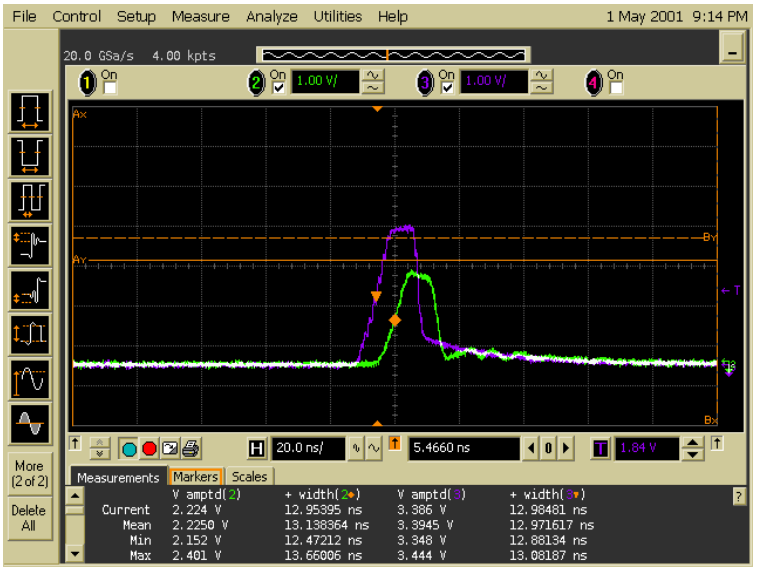


Figura 39: Salida de los comparadores. Canal 2: salida de control. Canal 3: salida al osciloscopio.

Si más específicamente se observa la forma del pulso en el canal dos, se ve que la amplitud que alcanza está sobre los 2.2 V, más que suficiente para hacer funcionar al Switch. En cuanto al ancho de pulso, este ronda los 13 ns, lo cual lo hace perfecto para el proyecto.

Otro aspecto a tener en cuenta en este punto es el jitter. Este se define como una fluctuación en el tiempo de envío de señales. En nuestro caso, este puede producirse tanto en el oscilador como en los comparadores, por lo que se midió en ambos puntos. Con este fin, se usó el modo histograma del osciloscopio y se observó la desviación estándar de la diferencia de tiempos, lo que coincide con el jitter.

Comenzando con el oscilador se obtuvo:

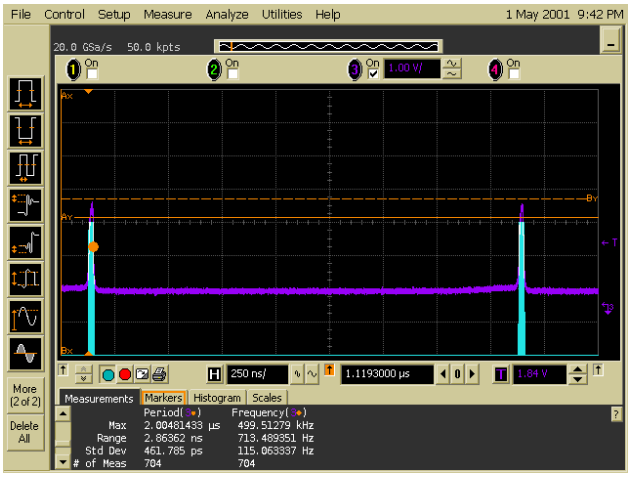


Figura 40: Histograma del oscilador en los pulsos dos y tres.

En esta primera Figura 40 se representan el segundo y tercer pulso del oscilador junto con sus correspondientes histogramas. Se eligieron estos pulsos debido a que el primer pulso se considera el más estable y representativo, mientras que los pulsos más lejanos podrían tener un mayor jitter acumulado, pero su relevancia es menor y, por lo tanto, no se tienen en cuenta en este análisis. Si se analiza la imagen se observa que los histogramas apenas difieren de la señal original. Este hecho se

confirma al mirar la desviación estándar del periodo, que es de 461.7 ps aproximadamente; un valor suficientemente pequeño como para no representar ningún problema en cuanto a la estabilidad de las señales.

De manera similar a la realizada con el oscilador se puede ver el jitter a la salida del comparador inferior de la imagen 38:

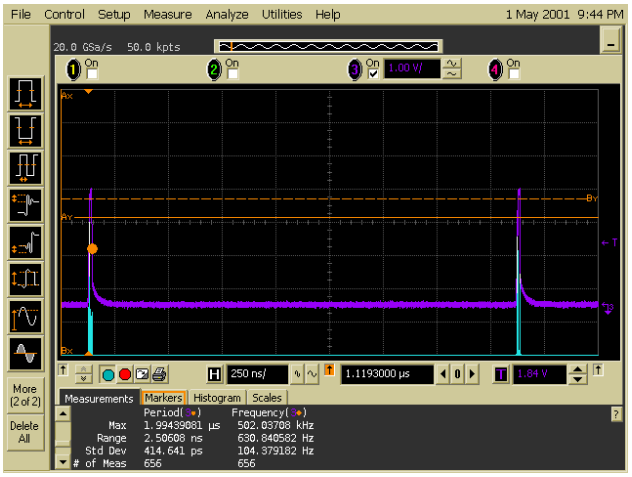


Figura 41: Histograma de trigger out en los pulsos dos y tres.

Los pulsos representados en esta Figura 41 son los mismos que en el caso del oscilador. Al examinar la imagen, se puede interpretar que la situación es la misma o incluso mejor que en el caso del oscilador, ya que los histogramas se asemejan más a la forma de la señal. Esta observación se ve reafirmada al analizar la desviación estándar, la cual ha disminuido hasta aproximadamente 414.6 ps. Con este análisis, se puede afirmar que el jitter no será un problema para el proyecto.

5.2.3. Vista general de la placa y Switch de RF

En este último apartado sobre el diseño del circuito, se usa como apoyo el esquemático general de la placa para explicar algunas de las decisiones que se tomaron. Este está representado en la Figura 42.

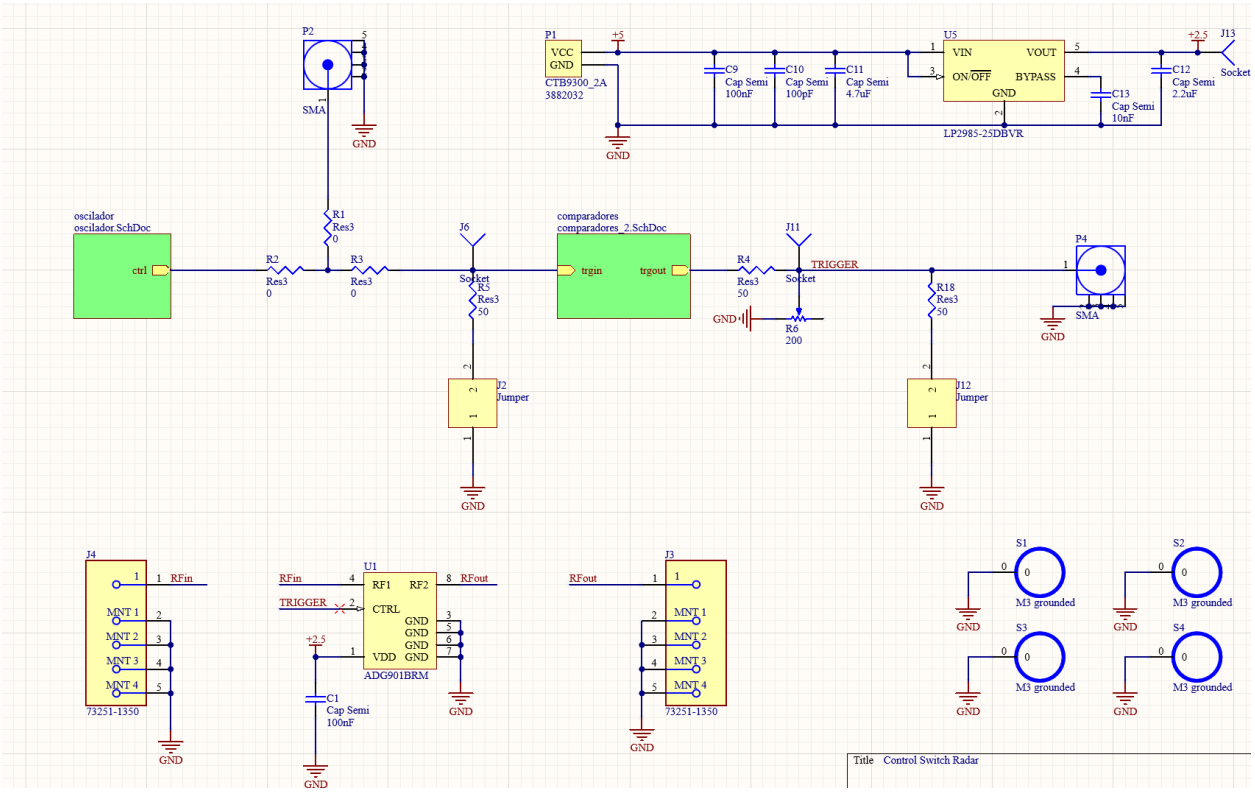


Figura 42: Esquemático general de la placa Control_Switch_Radar.

Antes de comentar sobre algunos elementos nuevos, es importante destacar que esta placa, a diferencia de la anterior, no está alimentada a 3.3 V. La alimentación anterior de 3.3 V era para el buffer descartado. Ahora, la placa está alimentada a 5 V, que es la alimentación de la mayoría de los componentes, a excepción del Switch, que sigue requiriendo 2.5 V, por lo que no se puede prescindir del regulador. Este regulador sigue siendo el LP2985-25DBVR, ya que puede operar correctamente a los 5 V de entrada actuales.

Dentro de la Figura 42 se pueden distinguir dos bloques verdes, que corresponden al esquemático del oscilador de la Figura 35 y al esquemático de la Figura 38, de izquierda a derecha, respectivamente.

A la salida del bloque del oscilador se pueden distinguir las tres resistencias de 0 Ω, R1, R2 y R3. Estas están pensadas permitir el aislamiento del circuito en caso de que se deseara conectar un oscilador externo a través del conector SMA P2, conectado a través de la resistencia R1. De igual manera, estas resistencias también servirían en el caso de querer observar únicamente la salida del oscilador a través del conector P2 mencionado. Si se desea usar una sonda de alta impedancia en el punto de prueba J6 para observar la señal en ese punto, se utilizaría el jumper J2 para adaptar la impedancia a 50 Ω. De lo contrario, la sonda presentaría una alta impedancia, lo que causaría desadaptacion y reflexiones. Además, hay que tener en cuenta que la entrada de los comparadores a la que llega esta señal también es de alta impedancia.

Por otro lado, a la salida del bloque de los comparadores, lo primero que se encuentra es un divisor de tensión compuesto por la resistencia de 50 Ω(R4), y el potenciómetro de hasta 200 Ω, R6. Dado que, según datasheet, la salida de los comparadores podía alcanzar 3.8 V, se añadió este limitador para prevenir que no se supere el máximo que puede aguantar el switch en la entrada de control, que es de 2.5 V, al igual que V_{DD}.

El jumper J12 sirve para adaptar a 50 Ω la salida del comparador en el caso de que se use la sonda de alta impedancia en el punto de prueba J11. Es en este punto de prueba en el que se ve la tensión que le entra al switch.

El conector con el nombre de CTRL permite tanto ver la señal que le entra al switch como introducir una señal de control al switch en el caso de que el resto de la placa no funcionase.

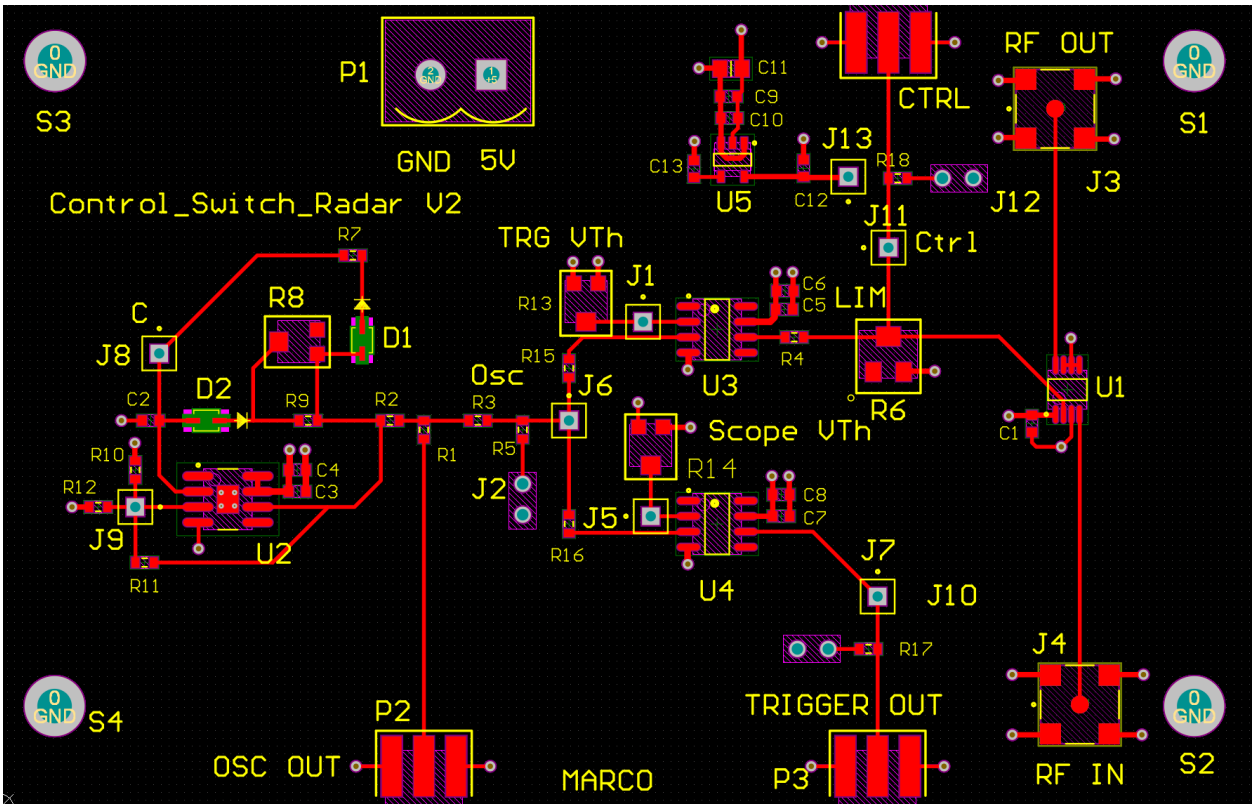


Figura 43: PCB de la placa Control_Switch_Radar.

En la Figura 43 se muestra la disposición final de los componentes de esta placa. Durante el diseño, se consideraron varios factores: mantener una longitud similar en el camino de las pistas de ambos comparadores para asegurar un tiempo de retardo equivalente en ambas ramas al observar el trigger; utilizar conectores horizontales para puntos de salida de la placa que no sean de RF y conectores verticales para los caminos de RF; y mantener las pistas por las que la señal de RF circule lo más rectas posible para minimizar las posibles reflexiones.

A continuación, en la Figura 44 se puede observar la señal que se obtiene a la salida de la placa por el conector RF OUT de la Figura 43 junto con la salida de trigger y la que entra de control al Switch.

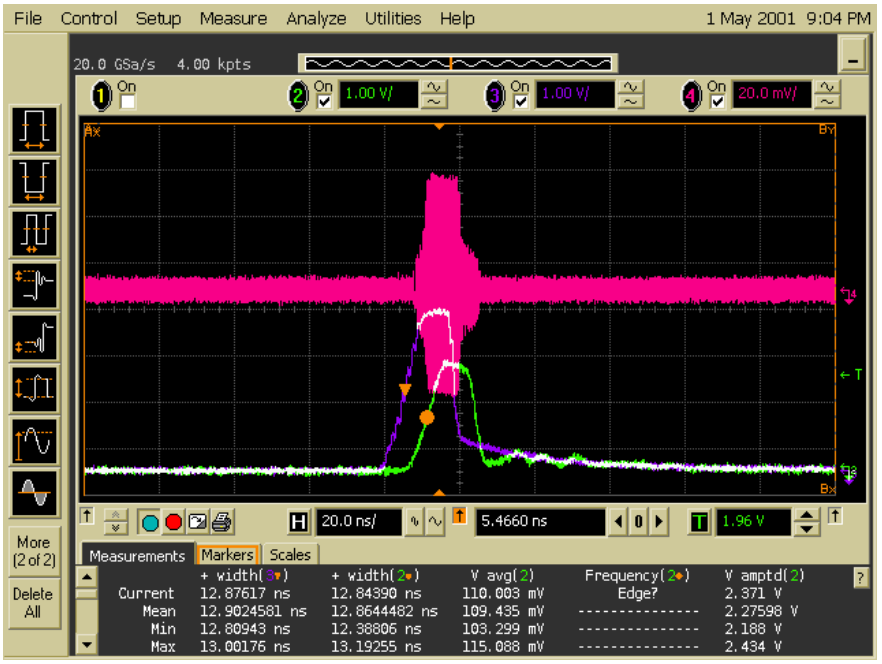


Figura 44: Rosa: salida del Switch. Verde: señal de control. Morado: señal de trigger.

Como se puede apreciar en la Figura 44, la forma de la señal de RF coincide con la forma de la señal de trigger, lo que indica un funcionamiento correcto. Además, la forma de la señal de RF obtenida es similar a la de la placa anterior, mostrada en la Figura 31. Aunque la amplitud de la señal de RF obtenida no es muy grande, como se indicaba en el datasheet del switch, esto no representa un problema debido a que en la siguiente etapa del radar se amplificará, como se describió en la Sección 4.1.

6. Medidas del Sistema Completo

En esta sección se integran todos los elementos mencionados durante el TFG con el fin de realizar el montaje del diagrama de la Figura 2.2 y se analizan los resultados de dicho montaje.

En la Figura 45 se puede observar el primer montaje que se realizó, con el objetivo de comprobar que todo funcionara correctamente.

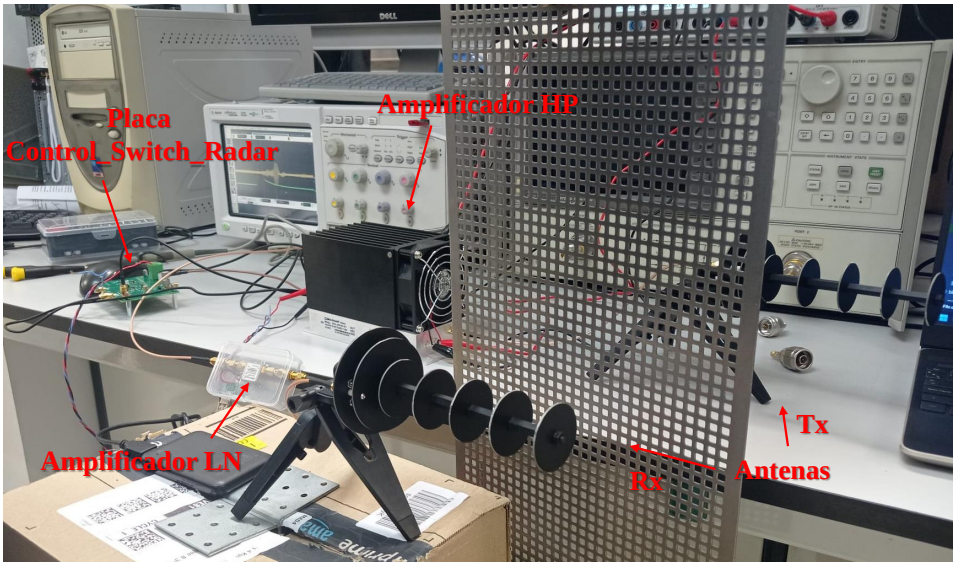


Figura 45: Montaje en laboratorio.

En esta imagen se pueden reconocer los diferentes componentes de los que se ha ido hablando en cada sección, señalados en rojo. La batería situada detrás de la antena de recepción tiene como objetivo alimentar el amplificador de bajo ruido, señalado como Amplificador LN(Low Noise) en la imagen, mientras que el resto de componentes estaban alimentados por una fuente de tensión externa. La rejilla metálica situada entre las antenas tiene como objetivo minimizar el acoplamiento de una sobre la otra, ya que no se disponía de un equipo con el que aislarlas entre sí completamente.

Previamente a hacer medidas de transmisión y recepción se hizo una comprobación en la que la salida del amplificador de potencia se conectó directamente al osciloscopio para ver que la forma de la señal siguiera siendo la correcta. Esta imagen se puede observar en la Figura 46. Tras comprobar que la señal no se había distorsionado, se comprobó si el funcionamiento del radar era el correcto. El resultado fue satisfactorio, viendo que el radar podía detectar si había un objetivo en el camino y según el tiempo de llegada del pulso se podía calcular la distancia aproximada del objetivo. De esto no hay imagen, ya que el resultado es el mismo que se va a ver en el siguiente montaje en un entorno en el que se pueden obtener más datos.



Figura 46: Salida del amplificador de potencia.

Otro experimento realizado en el laboratorio consistió en poner una antena frente a la otra con el objetivo de medir el retardo que se presentaba en toda la cadena. En la Figura 47 se puede observar este efecto.

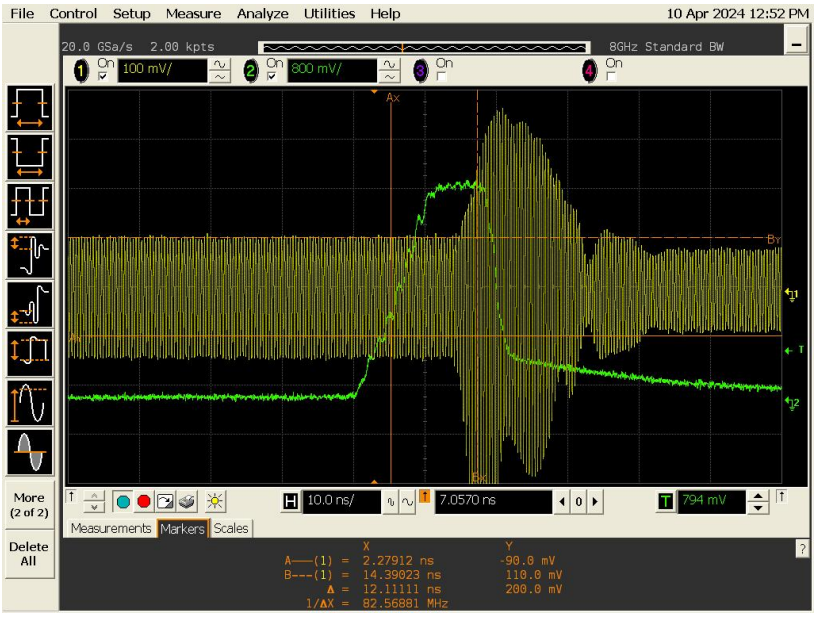


Figura 47: Retardo a 10 dBm.

De esta imagen se pueden sacar que el retardo producido por toda la cadena se encuentra alrededor de los 12.1 ns. También se puede observar el efecto de la saturación. Si la potencia es demasiado alta, la ganancia disminuye, haciendo que cuando el switch está en abierto el amplificador muestre su mayor ganancia, mientras que cuando pasa señal, la ganancia es inferior. Esta diferencia de ganancia provoca que la diferencia de amplitud de señal entre cuando el switch está abierto o dejando pasar se disminuya. Mediante pruebas, se demostró que al disminuir la potencia transmitida

a -5 dBm, este efecto desaparece al no alcanzar la saturación, como se puede observar en la Figura 48. No obstante, se sigue observando señal cuando el switch está en abierto. Este ruido puede deberse al limitado aislamiento del switch de RF, o a la presencia de la red WiFi en 2.4 GHz.

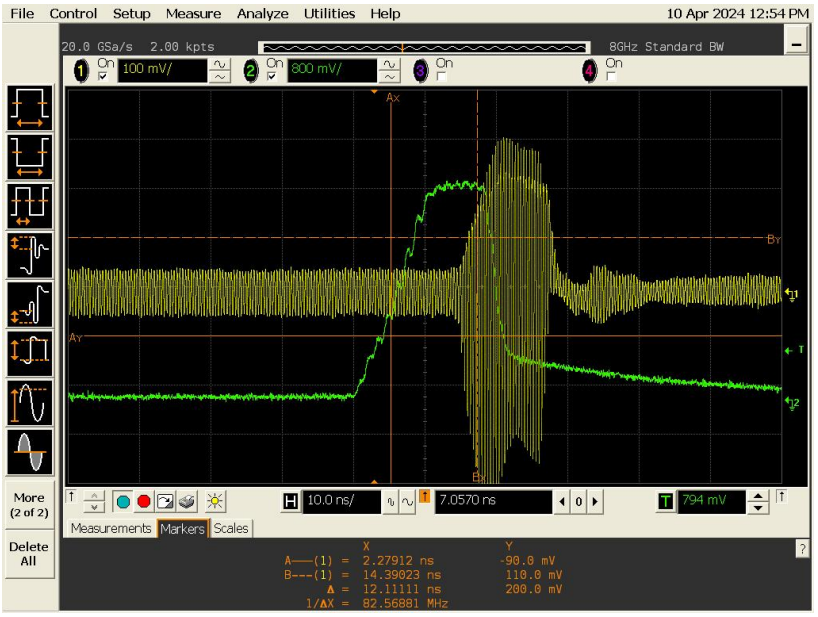


Figura 48: Retardo con -5 dBm.

En esta figura también se aprecia una disminución de la señal, como era de esperar.

A continuación se trasladó todo el montaje al pasillo de fuera del laboratorio, como se muestra en la Figura 49



Figura 49: Montaje del radar en el pasillo.

En la Figura 50 se puede observar la onda recibida usando este montaje.



Figura 50: Amarillo: señal de trigger. Morado: salida del switch. Verde: señal recibida.

En esta imagen se pueden distinguir varios pulsos, aunque no parece haber ningún objetivo aparente. Tras considerarlo, se llegó a la conclusión de que los pulsos correspondían a las reflexiones producidas en las luces del techo del pasillo. Esta conclusión se basa en la observación de que los pulsos aparecían de forma periódica a distancias que eran coherentes con la ubicación de las luces.

Para comprobar si el radar era capaz de distinguir objetivos, se utilizó una manta isotérmica encontrada en el laboratorio. La idea era observar si el pulso producido por la manta se desplazaba conforme se movía a lo largo del pasillo, como se muestra en la Figura 51.



Figura 51: Imagen de la manta isotérmica utilizada.

Los resultados se pueden ver en la Figura 52.

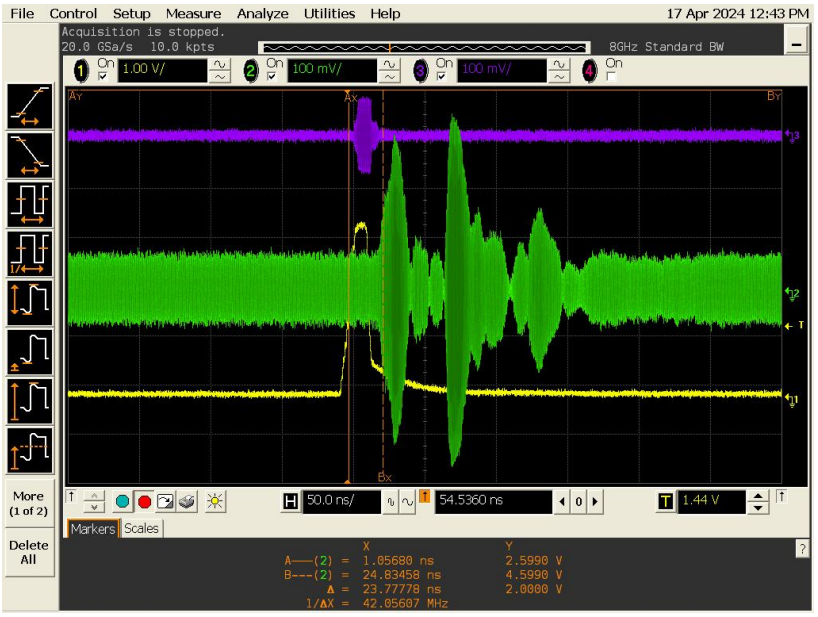


Figura 52: Señal recibida usando la manta.

En esta imagen se puede distinguir claramente la reflexión producida por la manta. Además, se puede apreciar cómo otras reflexiones, que anteriormente se veían en la Figura 50, ahora quedan ocultas por la presencia de la manta.

Para verificar que este pulso corresponde con la manta isotérmica, el cual estaba situado a unos 6 metros del radar, se debe observar la distancia entre el pulso principal, causado por el acoplamiento entre las antenas, y el siguiente. Esta es de unos 40 ns en el osciloscopio. Dado que estos 40 ns representan el tiempo de ida y vuelta del pulso, el tiempo de ida es en realidad la mitad, es decir, 20 ns. Aplicando la ecuación:

$$e = v \cdot t \tag{17}$$

Donde v es $3 \cdot 10^8$ y t los 20 ns, se obtienen los 6 metros a los que se situaba. Los datos usados son aproximados, pero sirven para mostrar la eficacia del radar.

La siguiente prueba se realizó cambiando las antenas Yagi circulares de la Sección 3.1.5 por las cantennas de la Sección 3.1.6 lo que llevo también a un cambio en la frecuencia a 2.1 GHz.

Además, se aprovechó para mover el montaje al pasillo principal para comprobar la distancia máxima a la que funcionaba el radar. Este se puede ver en la Figura 53.



Figura 53: Montaje en el pasillo principal con cantennas.

El resultado de este montaje se puede observar en la Figura 54.



Figura 54: Señal recibida en el pasillo principal con cantennas.

Como se puede observar, la presencia de la frecuencia a 2.4 GHz seguía siendo apreciable. Sin embargo, aún se podían distinguir algunas reflexiones, provocadas por los diferentes objetos del pasillo. Con el cambio de frecuencia se intentaron utilizar filtros paso banda para la frecuencia de 2.1 GHz, pero los 2.4 GHz seguían demasiado próximos, con lo que no se obtuvo ninguna diferencia en el resultado.

7. Conclusiones y Trabajo Futuro

En esta última sección del trabajo se recogen algunas de las conclusiones más relevantes de este trabajo y se presentan algunas ideas para un trabajo futuro que se consideran apropiadas para mejorar el radar diseñado en este TFG.

7.1. Conclusiones

A la vista de los resultados presentados en la Sección 6 se pueden sacar una serie de conclusiones. Aunque el radar haya demostrado ser capaz de funcionar correctamente a la frecuencia elegida de 2.5 GHz, esto ha dado problemas debido a que al estar tan cercanos a la frecuencia de WiFi no se daba opción a filtrar esta otra. De igual manera, de haberse hecho las pruebas finales en una zona más especializada para la aplicación radar, como una cámara anecoica o en campo abierto, no se hubiese dado este problema.

Al hacer las pruebas en laboratorios y en pasillos, las reflexiones parásitas de los diferentes elementos del pasillo, como pueden ser las luces del techo o extintores, influían en los resultados. Esto está relacionado con el concepto explicado en el inicio en la Sección 2.1, el clutter, es decir, los ecos recibidos no procedentes del objetivo. Además, dependiendo de la forma del objetivo, la reflexión no tiene por qué ser directa, sino que puede reflejarse la onda varias veces hasta llegar al receptor. De nuevo este es un problema que no hubiese aparecido de realizarse las pruebas en una cámara anecoica o campo abierto.

7.2. Trabajo Futuro

Partiendo de la primera conclusión mencionada anteriormente, la opción de filtrar los 2.4 GHz se hace viable si se cambia la frecuencia de trabajo, dado que todos los componentes tienen un ancho de banda suficiente, salvo por la antena, que sería el único elemento que habría que cambiar. Con este cambio, los pulsos recibidos serían más fácilmente distinguibles, lo cual, en el caso de implementar un sistema de procesamiento de los datos para calcular velocidades o distancias, disminuiría bastante el margen de error. Si además de conseguir lo anteriormente señalado, se consiguiese una antena muy directiva, esta también reduciría el clutter mencionado en las conclusiones.

Tanto en la Sección 5.1.2 como en la Sección 6, se ha hablado de retardos. La solución para conseguir reducir la latencia entre el pulso utilizado como trigger en el osciloscopio y la señal de RF reflejada sería una línea de retardo programable. A lo largo del TFG se buscaron líneas de retardo con las que sincronizar triggers y señales, pero al estar trabajando en órdenes de ns no se encontró ninguna que pudiera servir para la aplicación. Esto no sería necesario de usarse líneas de retardo programables, lo cual se descartó debido a la complejidad y el tiempo que podría suponer añadir estas.

Finalmente, al analizar resultados como el de la Figura 52, se puede observar un primer pulso debido al acoplamiento de una antena sobre la otra. Una forma de solucionarlo sería usar cajas metálicas o absorbentes que sean capaces de aislar una antena de la otra para reducir este efecto. La eficacia del radar mejoraría considerablemente de realizar estos cambios y si se añadiera el sistema de procesamiento de datos.

Referencias

[1] Christian Hülsmeyer. https://www.dpma.de/docs/postergalerieneu/patentschriften/013radar-christianhuelsmeyer.pdf. Título original: Verfahren, um entfernte metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden. 1904.

[2] Yves Blanchard, Gaspare Galati y Piet van Genderen. «The Cavity Magnetron: Not Just a British Invention [Historical Corner]». En: *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 55.5 (2013), págs. 244-254.

[3] Albert W. Hull. «The magnetron». En: *Journal of the American Institute of Electrical Engineers* 40.9 (1921), págs. 715-723.

[4] Ignacio Mártil de la Plaza. *El radar en la historia del siglo XX*. Guillermo Escolar Editor S.L., 2023.

[5] Mini-Circuits. *SSG-6000RC, Synthesized Signal Generator*. https://www.minicircuits.com/pdfs/SSG-6000RC.pdf.

[6] Fuzz The Pi Guy. https://fuzzthepiguy.tech/wifiantenna/.

[7] Keyur K. Mistry et al. «Accurate antenna gain estimation using the two-antenna method». En: *Antennas and Propagation Conference 2019 (APC-2019)*. 2019, págs. 1-4.

[8] H.T. Friis. «A Note on a Simple Transmission Formula». En: *Proceedings of the IRE* 34.5 (1946), págs. 254-256.

[9] Mini-Circuits. *ZHL-2W-63-S+, High Power Amplifier*. https://www.minicircuits.com/pdfs/ZHL-2W-63-S+.pdf.

[10] Mini-Circuits. *K2-VAT+, 3 dB Attenuator*. https://www.minicircuits.com/pdfs/K2-VAT+.pdf.

[11] Mini-Circuits. *K1-VAT+, 30 dB Attenuator*. https://www.minicircuits.com/pdfs/K1-VAT+.pdf.

[12] Hameg. *HMP2020, Power Supply*. https://www.testwall.com/wp-content/uploads/2016/10/Hameg-HMP2020.pdf.

[13] KEYSIGHT. *346A, Noise Source*. https://www.keysight.com/us/en/product/346A/noise-source-10-mhz-18-ghz-nominal-enr-6-db.html.

[14] KEYSIGHT. *E4402B ESA-E, Spectrum Analyzer*. https://www.keysight.com/us/en/product/E4402B/esae-spectrum-analyzer-9-khz-to-30-ghz.html.

[15] Rhode & Schwarz. https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma178/1MA178_5e_NoiseFigure.pdf.

[16] Mini-Circuits. *ZX60-153LN-S+, Low Noise Amplifier*. https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX60-153LN-S+.pdf.

[17] Mini-Circuits. *ZX60-83LN-S+, Low Noise Amplifier*. https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX60-83LN-S+.pdf.

[18] Analog Devices. *ADG901, Switch*. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG901_902.pdf.

[19] Analog Devices. *LTC6957, Buffer*. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6957fb.pdf.

[20] Texas Instruments. *LP2985, Voltage Regulator*. https://www.ti.com/product/LP2985.

[21] Adrián Muñoz Villalón. «Emisor y receptor para probar fibras ópticas OM3 con pulsos de trigger». Universidad Complutense de Madrid, Facultad de Ciencias Físicas., 2021.

[22] Analog Devices. *ADA4817, Operational Amplifier*. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4817-1_4817-2.pdf.

[23] STMicroelectronics. *BAT20J, Schottky Diode*. https://www.st.com/resource/en/datasheet/bat20j.pdf.

[24] Analog Devices. *AD8009, Low Distortion Amplifier*. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8009.pdf.