

Universidad de Valladolid
Máster en Ingeniería de Telecomunicación

TALLER DE PROYECTOS I

SISTEMAS DE COMUNICACIÓN

GRUPO 4

Andrés García Treviño

Iván Herrero Alonso

Lucía López García

Víctor Rueda Domínguez

Alonso Sandoval Martínez

20 de enero de 2026

TABLA DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	6
2. ANTENA DE PARCHE.....	7
2.1 DISEÑO DE LA ANTENA EN ANSYS HFSS	7
2.1.1 <i>RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN.....</i>	8
2.2 CONSTRUCCIÓN DE LA ANTENA.....	9
2.3 CONCLUSIONES	12
2.4 RESPONSABILIDADES.....	12
3. ANTENA MONOPOLIO CON MEANDROS	13
3.1 DISEÑO DE LA ANTENA	13
3.2 FABRICACIÓN Y ANTENA REAL	14
3.3 SIMULACIÓN EN HFSS ANSYS.....	18
3.3.1 <i>APROXIMACIÓN 1: ANTENA SIN MÓDULO</i>	19
3.3.2 <i>APROXIMACIÓN 2: ANTENA AJUSTADA SIN MÓDULO</i>	20
3.3.3 <i>APROXIMACIÓN 3: INCLUSIÓN DEL MÓDULO LAMBDA62.....</i>	24
3.3.4 <i>APROXIMACIÓN 4: ANTENA REAJUSTADA CON MÓDULO</i>	26
3.3.5 <i>APROXIMACIÓN 5: CON TODOS LOS PINES DEL TRANSCPTOR.....</i>	30
3.3.6 <i>APROXIMACIÓN 6: ANTENA AJUSTADA CON TODOS LOS PINES.....</i>	31
3.4 COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDAS REALES	35
3.5 CONCLUSIONES	36
3.6 RESPONSABILIDADES.....	37
4. CÁLCULO DE COBERTURAS.....	38
4.1 CÁLCULO DE COBERTURA TRANSMISOR.....	38
4.1.1 <i>TRANSMISOR EN AZOTEA</i>	39
4.1.2 <i>TRANSMISOR A PIE DE CALLE</i>	45
4.2 CÁLCULO DE ALCANCE	47
4.3 DATUM EMPLEADO	49
4.4 CONCLUSIONES	50
4.5 RESPONSABILIDADES.....	50
5. COMUNICACIÓN LORA.....	51
5.1 ESPECIFICACIONES LORA	52
5.1.1 EMPLEO DE ARDUINOS	52
5.1.1.1 <i>ADAPTACIÓN DEL VOLTAJE.....</i>	53
5.1.1.2 <i>INTERCONEXIONES</i>	53
5.1.1.3 <i>CÓDIGOS MÓDULOS ARDUINO.....</i>	55
5.2 VERIFICACIÓN DE SEÑALES (OSCILOSCOPIO).....	58
5.3 COMUNICACIÓN INALÁMBRICA (SE)	61
5.4 CONCLUSIONES	62
5.5 RESPONSABILIDADES.....	62
6. CONCLUSIONES.....	63

TABLA DE FIGURAS

<i>Figura 1. Coeficiente de reflexión (S_{11}) en dB de la antena de parche simulada</i>	8
<i>Figura 2. Relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) de la antena de parche simulada</i>	8
<i>Figura 3. Resistencia (rojo) y reactancia (verde) (abajo) de la antena de parche simulada</i>	8
<i>Figura 4. Diagramas de radiación 3D (izquierda) y 2D (derecha) de la antena de parche simulada</i>	9
<i>Figura 5. Distribución de corrientes de la antena de parche simulada en función de la fase de la alimentación</i>	9
<i>Figura 6. Antena física con parche de 25x85mmm (izquierda) y plano de tierra de 50x100mm (derecha)</i>	10
<i>Figura 7. Resistencia (rojo) y reactancia (azul) de la antena de parche medida con un VNA</i>	11
<i>Figura 8. Relación de Onda Estacionaria (rojo) y reactancia (azul) de la antena de parche medida con un VNA</i>	11
<i>Figura 9. Coeficiente de reflexión (rojo) y reactancia (azul) de la antena de parche medida con un VNA</i>	11
<i>Figura 10. Huella de la antena en la PCB 3</i>	13
<i>Figura 11. Dimensiones de la antena (Richard, 2013).</i>	14
<i>Figura 12. Vista superior del diseño de la PCB</i>	15
<i>Figura 13. Vista inferior del diseño de la PCB</i>	15
<i>Figura 14. Vista superior de la PCB</i>	16
<i>Figura 15. Vista inferior de la PCB</i>	16
<i>Figura 16. Prototipo finalizado con la antena recortada</i>	17
<i>Figura 17. Coeficiente de reflexión de la antena recortada</i>	17
<i>Figura 18. SWR de la antena recortada</i>	18
<i>Figura 19. Impedancia real (rojo) e imaginaria (azul) de la antena recortada</i>	18
<i>Figura 20. Capas de la antena</i>	19
<i>Figura 21. Modelo inicial de la antena</i>	19
<i>Figura 22. Gráfica de $20 \cdot \log S_{11}$ en función de la frecuencia del modelo inicial</i>	20
<i>Figura 23. Modelo ajustado de la antena</i>	20
<i>Figura 24. Gráfica de $20 \cdot \log S_{11}$ en función de la frecuencia del modelo ajustado</i>	21
<i>Figura 25. Gráfica de SWR en función de la frecuencia del modelo ajustado</i>	21
<i>Figura 26. Gráfica de la impedancia real (rojo) e imaginaria (verde) en función de la frecuencia del modelo ajustado</i>	22
<i>Figura 27. Vista trimétrica del diagrama de radiación</i>	22
<i>Figura 28. Vista superior del diagrama de radiación</i>	23
<i>Figura 29. Vista lateral del diagrama de radiación</i>	23
<i>Figura 30. Diagrama de radiación bidimensional</i>	23
<i>Figura 31. Corrientes superficiales de la antena para fase 0°</i>	24
<i>Figura 32. Corrientes superficiales de la antena para fase 90°</i>	24
<i>Figura 33. Capas de la antena incluyendo el módulo LAMBDA62</i>	25
<i>Figura 34. Modelo de la antena con el módulo LAMBDA62 y antena desajustada</i>	25
<i>Figura 35. Gráfica de $20 \cdot \log S_{11}$ en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 y antena desajustada</i>	26
<i>Figura 36. Modelo de la antena con el módulo LAMBDA62 y antena ajustada</i>	26
<i>Figura 37. Gráfica de $20 \cdot \log S_{11}$ en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 y antena ajustada</i>	27
<i>Figura 38. Gráfica de SWR en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 y antena ajustada</i>	27
<i>Figura 39. Gráfica de la impedancia real (rojo) e imaginaria (verde) en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 y antena ajustada</i>	28
<i>Figura 40. Vista trimétrica del diagrama de radiación</i>	28
<i>Figura 41. Vista superior del diagrama de radiación</i>	28

Figura 42. Vista lateral del diagrama de radiación	29
Figura 43. Diagrama de radiación bidimensional	29
Figura 44. Corrientes superficiales de la antena para fase 0º	30
Figura 45. Corrientes superficiales de la antena para fase 90º	30
Figura 46. Modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena desajustada	31
Figura 47. Gráfica de $20 \log S_{11} $ en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines	31
Figura 48. Modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena ajustada	32
Figura 49. Gráfica de $20 \log S_{11} $ en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena ajustada	32
Figura 50. Gráfica de la SWR en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena ajustada	32
Figura 51. Gráfica de la impedancia real (rojo) e imaginaria (verde) en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena ajustada	33
Figura 52. Vista tridimensional del diagrama de radiación	33
Figura 53. Vista superior del diagrama de radiación	34
Figura 54. Vista lateral del diagrama de radiación	34
Figura 55. Diagrama de radiación bidimensional	34
Figura 56. Corrientes superficiales de la antena para fase 0º	35
Figura 57. Corrientes superficiales de la antena para fase 90º	35
Figura 58. Selección del servicio en Xirio	38
Figura 59. Parámetros seleccionados de propiedades del transmisor.	40
Figura 60. Propiedades del diagrama de radiación.	41
Figura 61. Diagrama de radiación vertical importado.	41
Figura 62. Diagrama de radiación horizontal importado.	42
Figura 63. Parámetros del receptor en Xirio.	42
Figura 64. Método de cálculo Longley-Rice en Xirio.	43
Figura 65. Parámetros extra del método de cálculo Longley-Rice en Xirio.	43
Figura 66. Área de cálculo de cobertura.	43
Figura 67. Leyenda de colores para rangos de potencia.	44
Figura 68. Resultado cálculo de cobertura 1ª ubicación.	44
Figura 69. Coordenadas transmisor.	45
Figura 70. Localización del transmisor a pie de calle.	45
Figura 71. Parámetros del transmisor en Xirio.	46
Figura 72. Propiedades del método de cálculo Okumura-Hata modificado en Xirio.	46
Figura 73. Estudio de cobertura en 2ª ubicación.	47
Figura 74. Relación BW y SF con sensibilidad de hoja de especificaciones.	48
Figura 75. Alcance con calculadora LoRa Semtech para -137 dBm.	48
Figura 76. Relación BW y SF con sensibilidad de hoja de especificaciones.	48
Figura 77. Alcance con calculadora LoRa Semtech para -129 dBm.	48
Figura 78. Conexionado Arduino-Lambda	54
Figura 79. Conexiones Arduino-Lambda vista frontal	55
Figura 80. Conexiones Arduino-Lambda vista lateral	55
Figura 81. Conexión física entre maestro y esclavo	57
Figura 82. Arduino-Lambda-monopolio para conexión maestro-esclavo	57
Figura 83. Monitor maestro	58
Figura 84. Monitor esclavo	58
Figura 85. Visualización en osciloscopio de señal de reloj a 3,3V	59
Figura 86. Visualización en osciloscopio de señal de reloj a 5V (amarillo) y 3,3V (azul)	59

Figura 87. Visualización en osciloscopio de señal de reloj (amarillo) y señal MOSI (azul) _____ 60

Figura 88. Visualización en osciloscopio de señal de reloj (amarillo) y señal MISO (azul) _____ 60

1. INTRODUCCIÓN

El presente informe técnico documenta el diseño, desarrollo y validación experimental del sistema de comunicaciones inalámbricas para un módulo de sensores integrado. En el contexto actual de Internet de las Cosas (IoT) y redes de sensores de bajo consumo, la optimización de los sistemas radiantes y la correcta planificación de la cobertura resultan críticas para garantizar la robustez del enlace. El objetivo principal de este trabajo es abordar de manera integral todas las fases de implementación de un sistema de comunicación de baja potencia y largo alcance, desde el diseño electromagnético de las antenas hasta la verificación física de la transmisión de datos mediante tecnología LoRa.

A lo largo del proyecto, se ha seguido una metodología que combina la simulación avanzada con la medida experimental. En las primeras fases, se ha hecho uso de herramientas de simulación de campos electromagnéticos por elementos finitos (HFSS) para el diseño de dos tipologías de antena: una antena de parche y un monopolo con pliegues (meandros). Estas simulaciones se han contrastado con medidas reales obtenidas mediante un analizador de redes vectorial, permitiendo evaluar parámetros fundamentales como el coeficiente de reflexión S_{11} y el ancho de banda operativo.

Posteriormente, el trabajo se centra en la planificación radioeléctrica. Se ha realizado un estudio de cobertura detallado utilizando herramientas profesionales de cálculo (Xirio) y métodos analíticos basados en la formulación del balance de enlace. Este análisis compara dos escenarios de ubicación para el transmisor (azotea y nivel del suelo), permitiendo cuantificar el impacto de la altura y los obstáculos del entorno en la calidad de la señal. En este punto, se incluye además un estudio geodésico sobre los sistemas de referencia y *datum* empleados, garantizando la precisión cartográfica de los resultados.

Finalmente, el informe describe la implementación del protocolo LoRa para la transmisión inalámbrica de datos. Mediante el uso de microcontroladores Arduino y módulos basados en el chip SX1262, se ha validado la capacidad del sistema para transmitir información generada por sensores, cerrando así el ciclo de diseño del sistema de comunicaciones.

Todos esos contenidos detallados se han dividido en cuatro secciones, cada una identificando a los ingenieros responsables de su desarrollo y concluyendo con un análisis crítico de los resultados obtenidos y la descripción de las funciones desempeñadas por cada miembro del equipo.

Tras dichas secciones, las conclusiones ofrecen una visión de síntesis sobre la integración de todos los elementos del proyecto, analizando los resultados globales y proponiendo futuras líneas de mejora.

2. ANTENA DE PARCHE

Ingeniero responsable: Andrés García Treviño

En este apartado se relata el diseño de una antena de parche rectangular o *patch* de cobre que resuena a 868MHz. Esta antena se puede utilizar como alternativa a la antena de meandros, descrita en siguiente capítulo, y forma parte de un sistema de comunicaciones LoRa.

La antena de parche está construida con una placa de dieléctrico FR4 de 50x100mm, que se ajusta a las dimensiones del dispositivo en el que se integrará, recubierta en su totalidad de cobre por un lado y con una tira de cobre de 25mm de ancho por el otro lado. A su vez, incluye un conector SMA para poder suministrar alimentación coaxial a la antena. El vivo del conector va unido eléctricamente al parche rectangular mientras la malla va unida eléctricamente al otro lado de la antena, que hace las funciones de plano de tierra.

2.1 DISEÑO DE LA ANTENA EN ANSYS HFSS

Para realizar una estimación anterior a la construcción física de la antena se ha utilizado el software de simulación Ansys HFSS para determinar las dimensiones y posición del parche de cobre y el punto de alimentación coaxial.

Las tiras de cobre disponibles para la construcción de la antena tienen un ancho de 25mm, siendo éste el lado no resonante. Por lo tanto, las simulaciones con Ansys HFSS toman dicho valor para el ancho del parche de cobre. Así mismo, las placas de dieléctrico FR4 disponibles; considerando su constante dieléctrica $\epsilon_r=4,4$ y plano de tierra hecho a base de cobre, son de 50x100mm.

Como primera aproximación de la longitud del lado resonante del parche de cobre se utilizó la siguiente expresión:

$$L = \frac{l_g}{2} = \frac{c}{2f * \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 * 10^8 \text{ m/s}}{2 * 868 * 10^6 \text{ s}^{-1} * \sqrt{4,4}} = 82,38 \text{ mm} \quad 1$$

La expresión 1 se deriva fácilmente de la siguiente expresión, tomando h=0:

$$\epsilon_e = \frac{(\epsilon_r + 1) + (\epsilon_r - 1) * \sqrt{1 + \frac{12h}{w}}}{2} = \epsilon_r \quad 2$$

El software de simulación Ansys HFSS toma unas consideraciones y simplificaciones que alejan la longitud obtenida teóricamente en 0,7mm de la longitud óptima obtenida en las simulaciones. Para resonar a 868MHz y obtener las mejores características posibles, las simulaciones realizadas con Ansys HFSS indicaron que la longitud del lado resonante del parche de cobre debe ser 85,7mm.

2.1.1 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

Como se ha mencionado anteriormente, el software de simulación arroja los mejores resultados utilizando un parche de cobre de 25x85,7mm. Dichas medidas, en combinación con la posición del punto de alimentación coaxial, constituyen los parámetros a través de los cuales se obtienen las características de la antena. También a través del software de simulación Ansys HFSS se estimuló el punto de alimentación coaxial que más acerca la impedancia característica de la antena a 50Ω a 12,2mm del centro de la antena hacia el lado corto de la misma.

Como se observa en las Figuras 1, 2 y 3, la antena a la frecuencia de trabajo ofrece grandes resultados como un coeficiente de reflexión a la entrada muy bajo ($S_{11}=-33,7\text{dB}$), que permitirá a la antena aprovechar la práctica totalidad de la potencia que se le entregue; una relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) muy cercana a 1, lo que indica unas reflexiones muy bajas al igual que el parámetro S_{11} ; y una impedancia característica cercana a 50Ω .

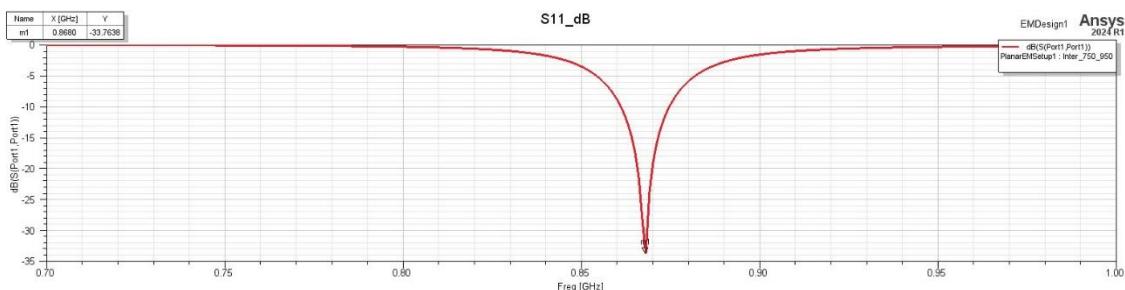


Figura 1. Coeficiente de reflexión (S_{11}) en dB de la antena de parche simulada

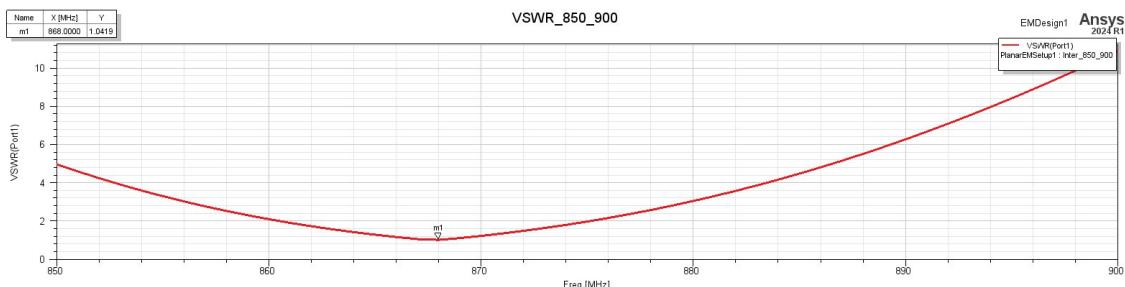


Figura 2. Relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) de la antena de parche simulada

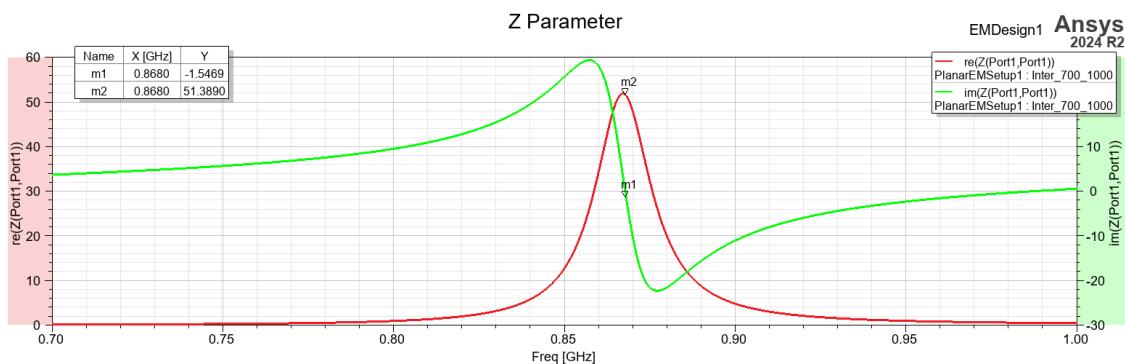


Figura 3. Resistencia (rojo) y reactancia (verde) (abajo) de la antena de parche simulada

Respecto a las características de radiación de la antena, se observa en la Figura 4 como es bastante direccional, teniendo un ancho de haz a -3dB de 120º y a -10dB de 180º. Esto indica que se debe apuntar correctamente la antena al receptor para hacer un buen uso de la misma.

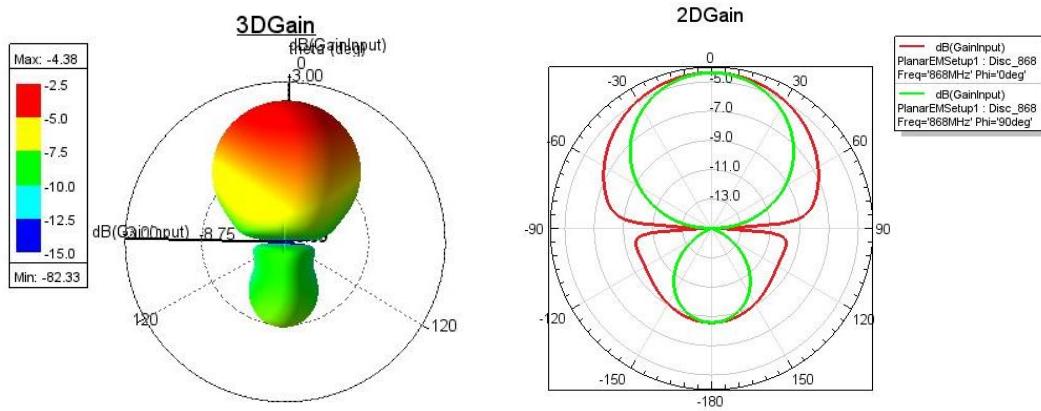


Figura 4. Diagramas de radiación 3D (izquierda) y 2D (derecha) de la antena de parche simulada

El software Ansys HFSS también permite analizar la distribución de corrientes a lo largo de la antena. Como se observa en la Figura 5, las corrientes se propagan desde el punto de alimentación coaxial hacia los bordes de la antena.

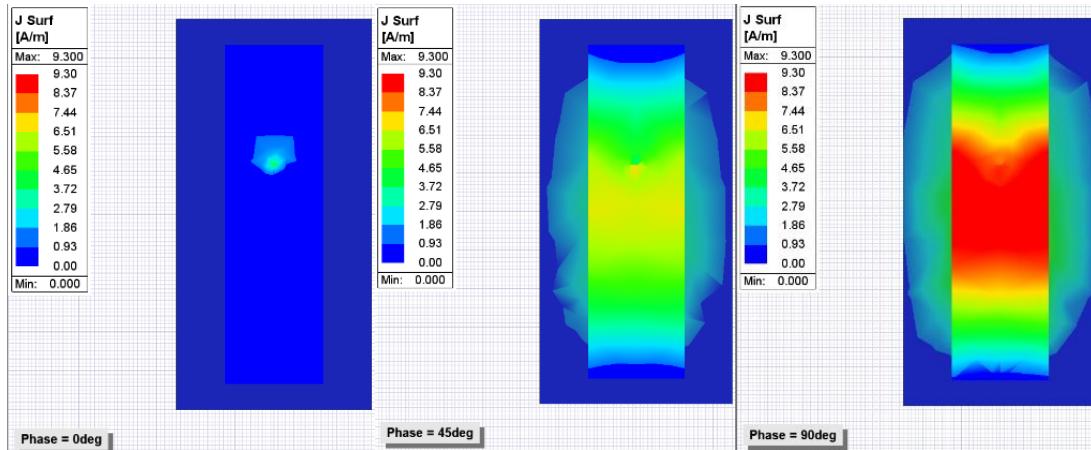


Figura 5. Distribución de corrientes de la antena de parche simulada en función de la fase de la alimentación

2.2 CONSTRUCCIÓN DE LA ANTENA

Utilizando la posición obtenida tras las simulaciones con Ansys HFSS, se taladró la placa de dieléctrico FR4 y se soldó la malla del conector SMA a la parte trasera de la antena. A su vez, se recortó y pegó el parche de cobre según las medidas obtenidas en las simulaciones.

Debido al uso de múltiples simplificaciones en las simulaciones realizadas con Ansys HFSS y a la falta de idoneidad del entorno de pruebas real, se esperaba que los parámetros resultantes tras construir la antena difiriesen de los simulados. Por ello, se

utilizó, en primera instancia, una tira de cobre de una longitud mayor a la simulada debido a la facilidad de recortarla en caso de necesidad.

Se utilizó un analizador de redes nanoVNA para obtener los parámetros exactos de la antena construida en el entorno de pruebas real. Gracias a dicho dispositivo, se pudo recortar el parche de cobre poco a poco hasta obtener los parámetros deseados.

Tras las pertinentes modificaciones, el parche de cobre quedó con dimensiones 25x85mm, centrado en la placa de dieléctrico. El conector SMA está situado a 37,5mm del lado corto de la placa de dieléctrico y a 12,5mm del lado largo, como se observa en la Figura 6.



Figura 6. Antena física con parche de 25x85mm (izquierda) y plano de tierra de 50x100mm (derecha)

Para identificar la respuesta de la antena construida, se midió la impedancia, la relación de onda estacionaria y el parámetro S_{11} , mostrados en las Figuras 7, 8 y 9, a 868MHz.

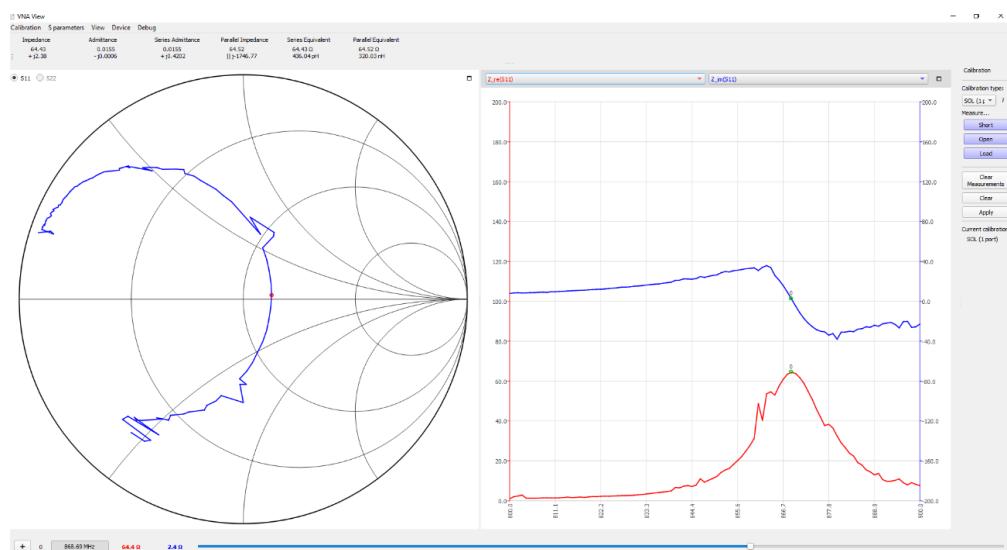


Figura 7. Resistencia (rojo) y reactancia (azul) de la antena de parche medida con un VNA

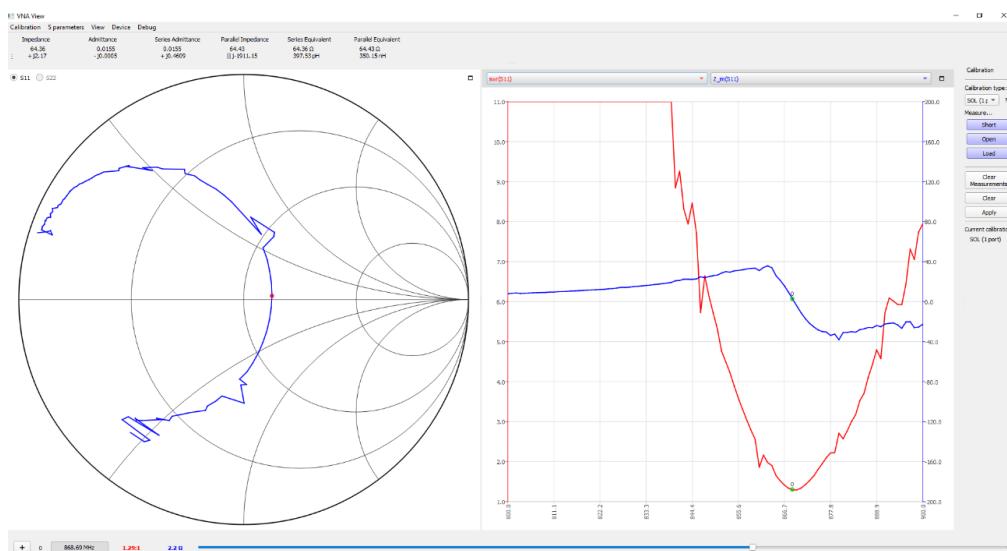


Figura 8. Relación de Onda Estacionaria (rojo) y reactancia (azul) de la antena de parche medida con un VNA

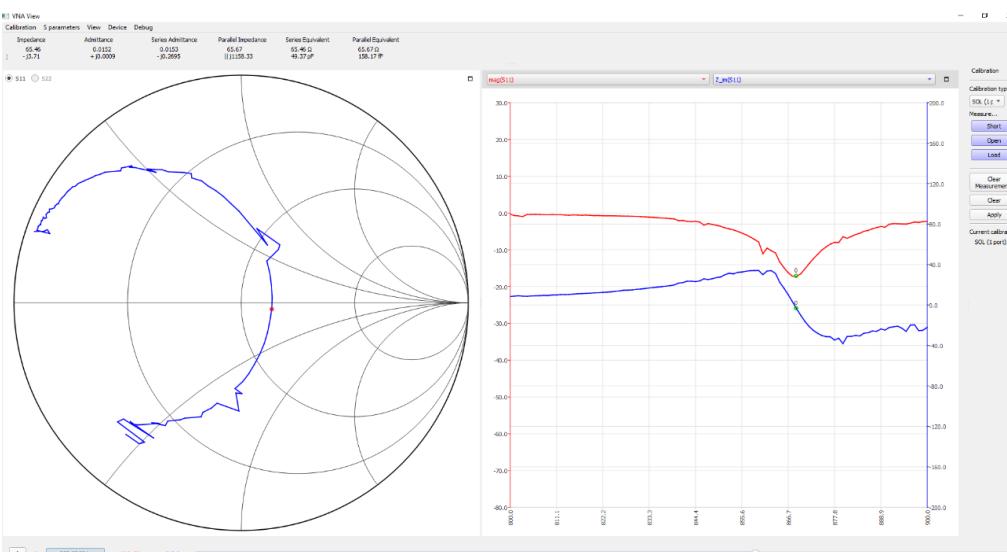


Figura 9. Coeficiente de reflexión (rojo) y reactancia (azul) de la antena de parche medida con un VNA

La impedancia característica de la antena a 868MHz tiene parte compleja (reactancia) no nula. Sin embargo, es lo suficientemente pequeña como para poder despreciarla, sobre todo teniendo en cuenta la precisión de las herramientas disponibles para la construcción de la antena. Además, teniendo en cuenta la relación de onda estacionaria muy cercana a 1 y la potencia reflejada de la antena hacia la fuente de alimentación coaxial del orden de 17dB menores que la potencia entregada, la antena construida ofrece unos resultados satisfactorios.

2.3 CONCLUSIONES

De entre todos los cálculos realizados, los verdaderamente importantes son los que se obtienen con la antena física. Sin embargo, los cálculos teóricos y, sobre todo, las simulaciones realizadas con Ansys HFSS son de gran ayuda para estudiar el comportamiento de la antena e identificar aproximadamente los valores a partir de los cuales comenzar la construcción física de la antena.

La antena diseñada en este capítulo y la antena diseñada en el capítulo siguiente van a ser utilizadas para la transmisión a través de la tecnología LoRa. Aunque dicha tecnología esté basada en *chirps* en frecuencia, el ancho de banda de estos es lo suficientemente pequeño como para poder despreciarlo en la evaluación de las características de la antena.

Aunque la antena física no tenga unas características ideales, es óptima respecto a las especificaciones que se requieren de ella y a los materiales y herramientas disponibles para su construcción.

2.4 RESPONSABILIDADES

Diseño y simulación de la antena, medida y ajuste: Andrés García Treviño

Revisión medida de la antena y ajuste: Alonso Sandoval Martínez

Revisión de las simulaciones: Iván Herrero Alonso y Alonso Sandoval Martínez

Revisión de los resultados: Lucía López García y Víctor Rueda Domínguez

3. ANTENA MONOPOLIO CON MEANDROS

Ingeniero responsable: Iván Herrero Alonso

En este apartado se recoge el diseño de un monopolo con meandros, conocido en inglés como *meandering monopole*, que se integrará en la PCB3 del proyecto y estará diseñada para radiar a una frecuencia de 868MHz. Esta antena se utilizará como elemento radiante de un sistema de comunicación LoRa ocupando una superficie reducida de la placa, facilitando así su integración en el dispositivo.

3.1 DISEÑO DE LA ANTENA

El diseño de la antena se ha realizado a partir de las normas y recomendaciones del diseño de Texas Instruments DN024 [1], en el que se propone un monopolo PCB con meandros optimizado para doble banda. La geometría parte de un monopolo impreso con una longitud eléctrica cercana a $\lambda/4$, que se plegará en varias secciones en forma de meandros con el objetivo de reducir el tamaño físico al mismo tiempo que se mantiene la frecuencia de resonancia.

La antena se ha implementado como una pista de cobre sobre sustrato FR4 en el borde de la PCB3, como se puede ver en la Figura 10. Este diseño tiene un tamaño aproximado de 38x25mm y se ha copiado de la antena propuesta por Texas Instruments [Figura 11].

El diseño original permite el funcionamiento en doble banda (868MHz y 2,4GHz), por lo que tras recibir las placas se tendrá que ajustar la longitud del último segmento a fin de lograr que la frecuencia de resonancia sea monobanda y se sitúe en 868MHz.

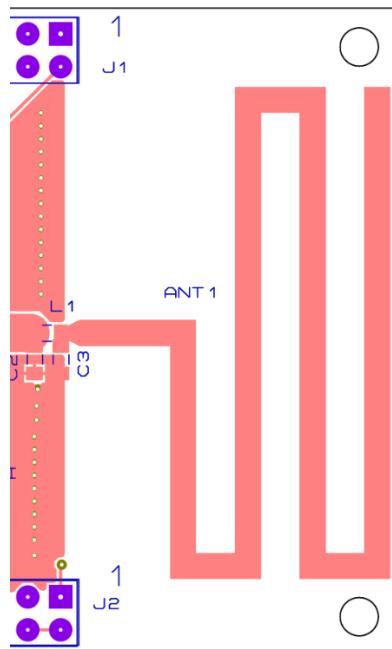


Figura 10. Huella de la antena en la PCB 3

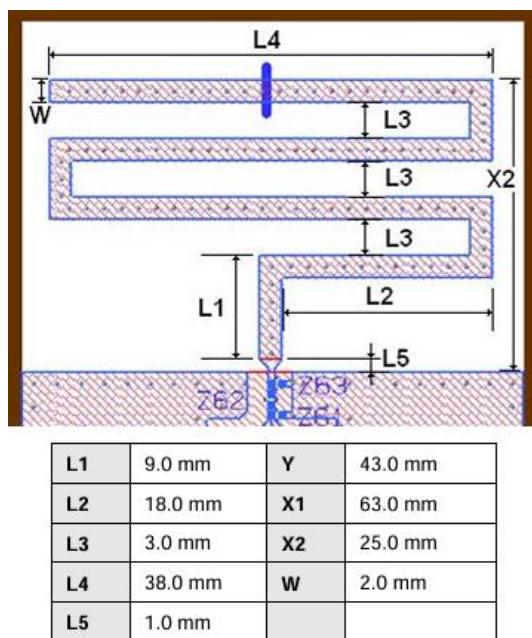


Figura 11. Dimensiones de la antena (Richard, 2013).

En el punto de la alimentación se han situado las huellas para una red de adaptación en configuración pi formada por componentes SMD (*Surface-Mount Device*), que permitirá compensar posibles desajustes de impedancia debidos a variaciones del plano de tierra, encapsulados plásticos u otros elementos cercanos a la antena.

Esta red facilitará la adaptación tras llevar a cabo los ajustes de la antena y permitirá corregir pequeñas desviaciones en frecuencia y aproximarse a la adaptación característica de 50Ω . Para mantener esa adaptación desde la antena hasta la patilla de antena del transceptor LAMBDA62 se usará una microtira o *microstrip* de 2,98mm de ancho.

3.2 FABRICACIÓN Y ANTENA REAL

Una vez definido el diseño del monopolio con meandros, se procedió a su implementación física en la PCB3 del proyecto. Dentro del software Proteus se creó una pista de cobre de 2mm de ancho con la forma de la antena en el lado superior del sustrato FR4, el cual tiene un grosor de aproximadamente 1,6mm. En esta misma placa se incluirán el transceptor LAMBDA62 y varios puntos de prueba, por lo que ha sido necesario optimizar el uso del espacio disponible.

La huella del monopolio se ha situado en el borde derecho de la PCB, en una zona despejada de componentes y carente de planos de tierra tanto por la cara superior como en la inferior, tal y como se muestra en las Figuras 12 y 13. En el nodo de unión con la zona donde sí existe plano de tierra se aprecia la pista de 2,98 mm de ancho que conecta la antena con la patilla del LAMBDA62, así como las huellas reservadas para la red de adaptación, denotada por los nombres C2, L1 y C3.

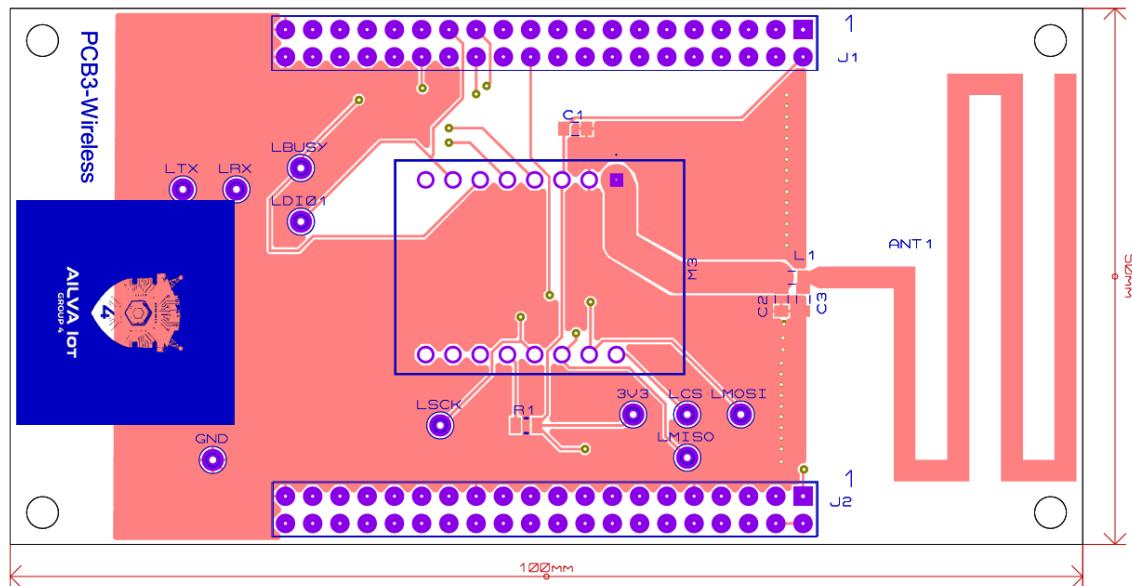


Figura 12. Vista superior del diseño de la PCB

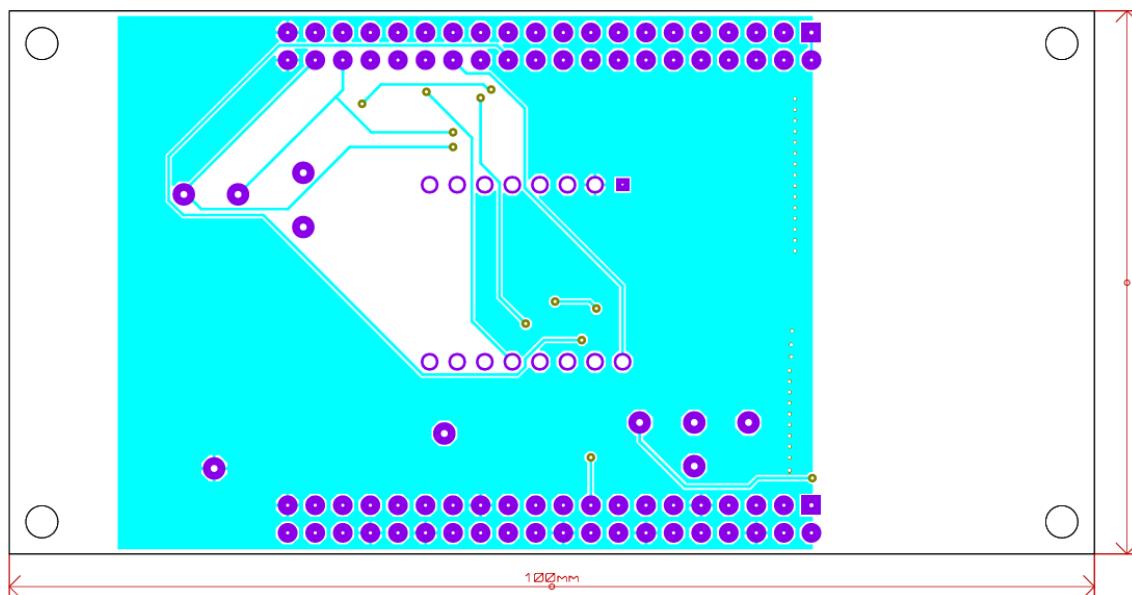


Figura 13. Vista inferior del diseño de la PCB

Al solicitar la fabricación de la placa se optó porque se diera un lacado protector a todas las superficies de cobre salvo en las huellas destinadas para los componentes. De este modo, la antena queda protegida frente a cortes, rayaduras o golpes, pero como consecuencia se modificará ligeramente su frecuencia de resonancia. Este recubrimiento es el responsable de que la mayoría de la placa presente un color naranja como se observa en las Figuras 14 y 15.

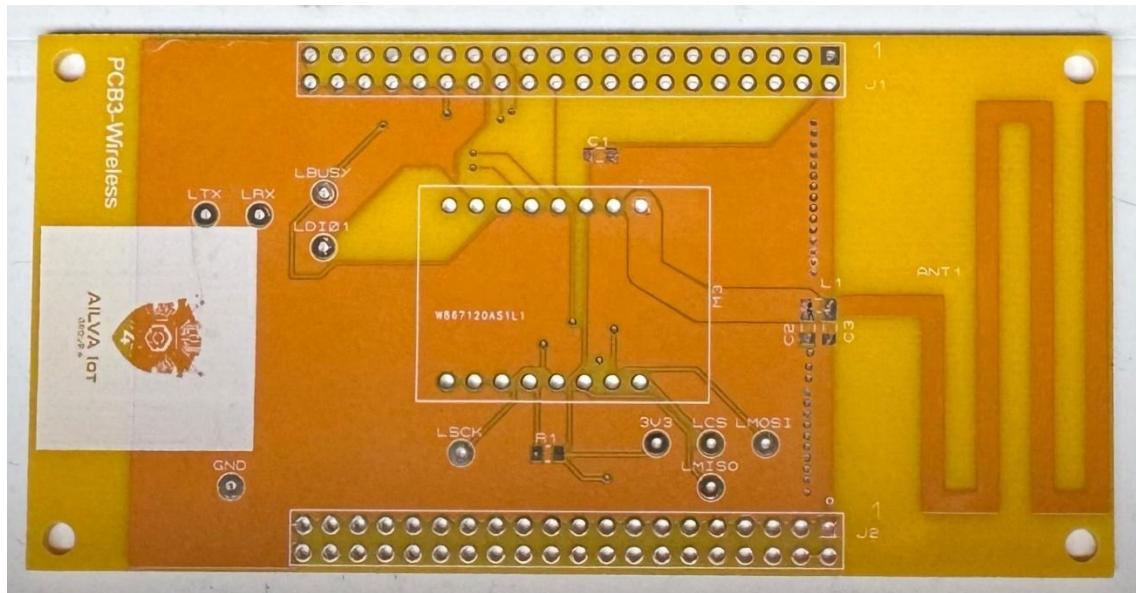


Figura 14. Vista superior de la PCB

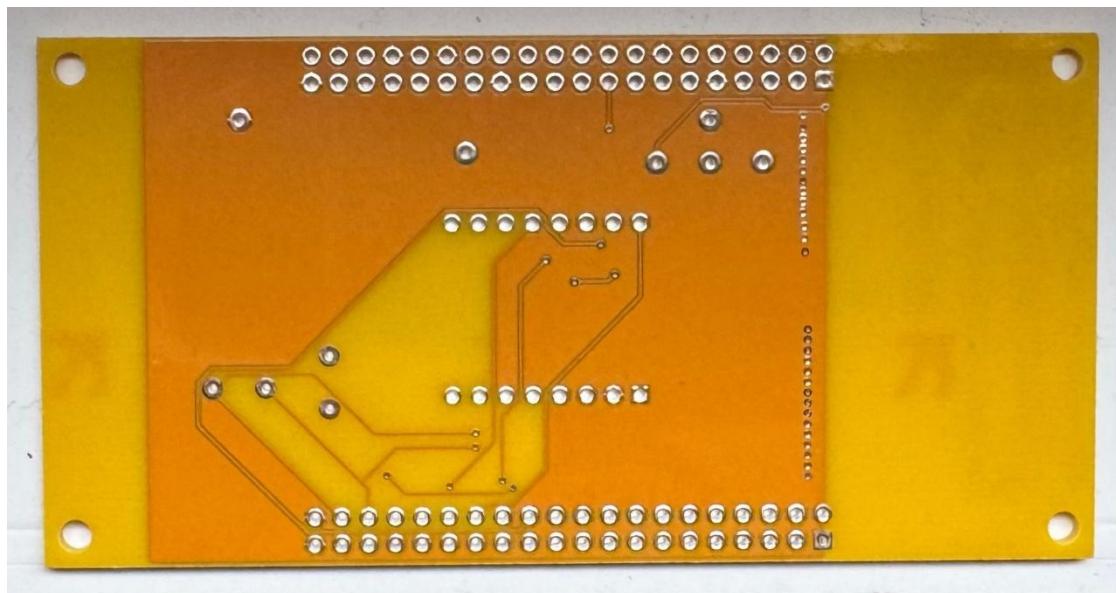


Figura 15. Vista inferior de la PCB

Tras recibir las placas, se soldaron los pines que permiten situar el transceptor y los componentes C1 y R1. Además, fue necesario poner algo de estaño en las huellas de la red de adaptación para formar un puente y conectar de esa forma la *microstrip* con la antena.

Una vez hecho esto se pudo medir en un analizador de redes, como el NanoVNA, los parámetros característicos de la antena. Para ello se aprovecha la conexión que existe entre el conector uFL de la superficie del módulo y la patilla dedicada a la alimentación de la antena.

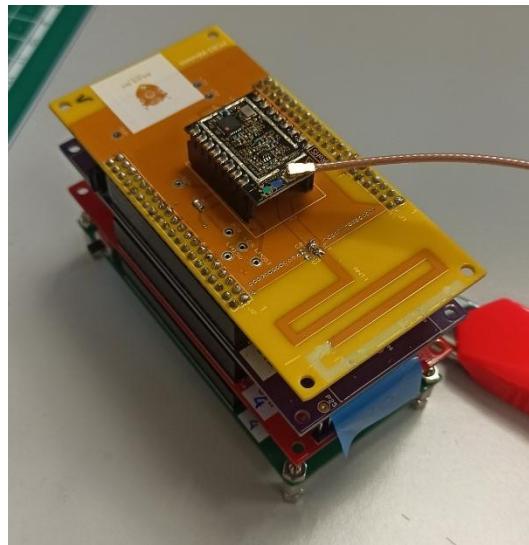


Figura 16. Prototipo finalizado con la antena recortada

De esta forma, es posible empezar a ajustar la antena monitorizando de forma cercana cómo evoluciona su coeficiente de reflexión a medida que se recorta. Tras recortar parte de la antena, como se observa en la Figura 16, se logró obtener una resonancia en 868,54 MHZ, lo cual es bastante cercano a lo deseado.

Para esa frecuencia el coeficiente de reflexión tendrá un valor de -24,1dB, una SWR de 1,14, y sus valores de impedancia serán $45,7\Omega$ en la parte real y $0,0\Omega$ en la parte imaginaria, como se observa en las Figuras 17, 18 y 19 respectivamente.

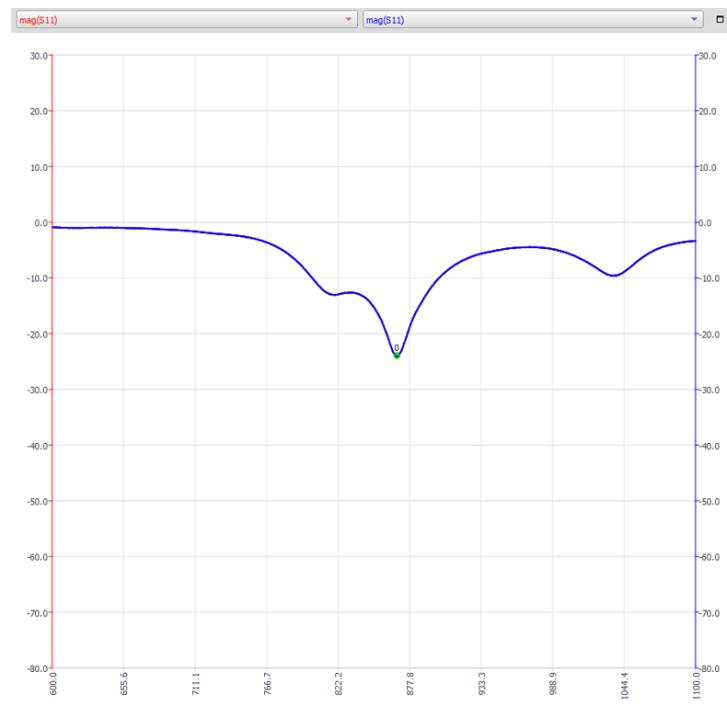


Figura 17. Coeficiente de reflexión de la antena recortada

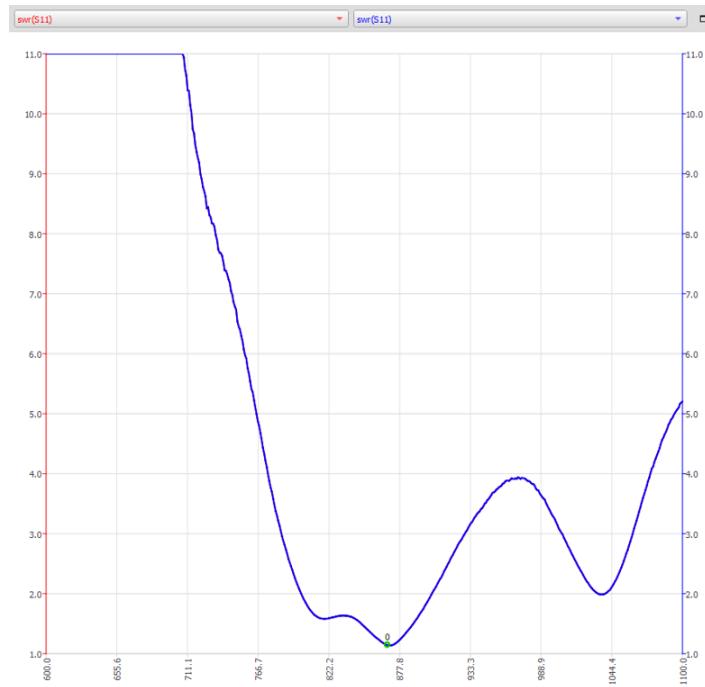


Figura 18. SWR de la antena recortada

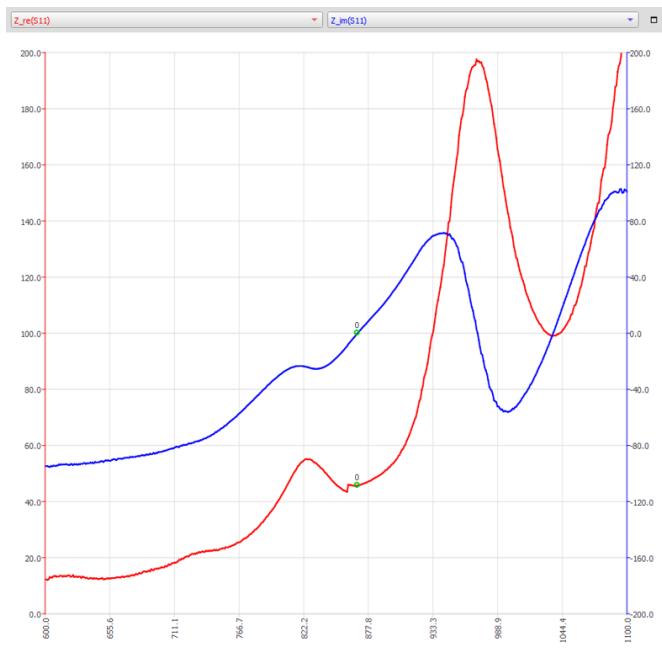


Figura 19. Impedancia real (rojo) e imaginaria (azul) de la antena recortada

3.3 SIMULACIÓN EN HFSS ANSYS

Por medio del software HFSS Ansys se han comprobado las características electromagnéticas de la antena. Inicialmente se partió de los datos de la hoja de especificaciones de Texas Instruments DN024 y del tamaño de la PCB para ir ajustando progresivamente el tamaño e incorporando parte de los componentes del montaje, como el módulo LAMBDA62, sus pines de conexión y los planos de tierra.

La configuración de las capas de la antena se puede ver en la Figura 20 incluye capa de cobre superior (Cu1) de 0,035 mm, dieléctrico FR4 de 1,6 mm y capa de cobre inferior (Cu2) de 0,035 mm.

									Name	Type	Material	Dielectric Fill	Thickness	Etch	Rough	Solver	Transparency
—	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	Cu1	signal	copper	FR4_epoxy	35um	□	□	□	60
■	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	FR4-TG150	dielectric	FR4_epoxy		1.6mm			□	60
—	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	Cu2	signal	copper	FR4_epoxy	35um	□	□	□	60

Figura 20. Capas de la antena

El tamaño total de la PCB es de 100x50mm de los cuales la antena ocupa 38x25mm, si a esto se le agrega los márgenes dejados a su alrededor se puede ver que la antena ocupa el 26% de la superficie de la PCB, siendo de esta forma el componente que más espacio ocupa en la superficie del sustrato.

Se han realizado seis aproximaciones progresivas:

- 1) Antena sin módulo
- 2) Antena sin módulo ajustada a 868 MHz
- 3) Incluye modulo LAMBDA62
- 4) Antena ajustada para el módulo
- 5) Adición de los pines del transceptor
- 6) Antena ajustada con todos los pines.

Este enfoque permite ver el impacto de cada elemento en la resonancia, impedancia y patrón de radiación.

3.3.1 APROXIMACIÓN 1: ANTENA SIN MÓDULO

La primera implementación de la antena ha sido una copia exacta de la antena propuesta en la nota de diseño de Texas Instruments unida a la pista que lleva hasta la patilla del transceptor.

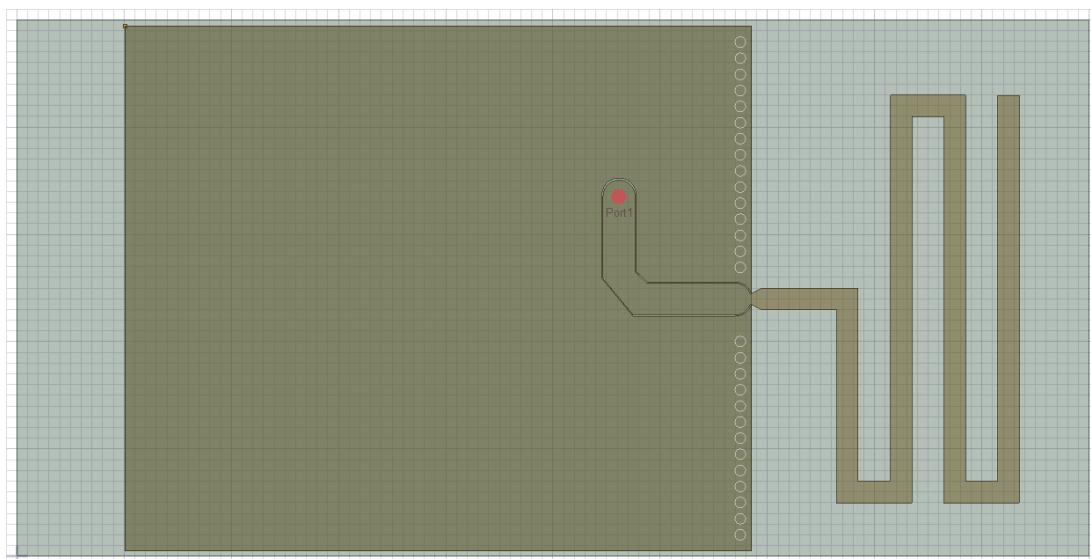


Figura 21. Modelo inicial de la antena

Una vez que se tiene este modelo, se procedió a evaluarlo haciendo uso de un barrido de frecuencia desde 600MHz hasta 1,2GHz para identificar el punto mínimo del coeficiente de reflexión. En la Figura 22 se puede ver la evolución del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia, en este caso, se puede ver que el mínimo se sitúa en 704MHz, con lo que se deberá ajustar la antena recortando su longitud.

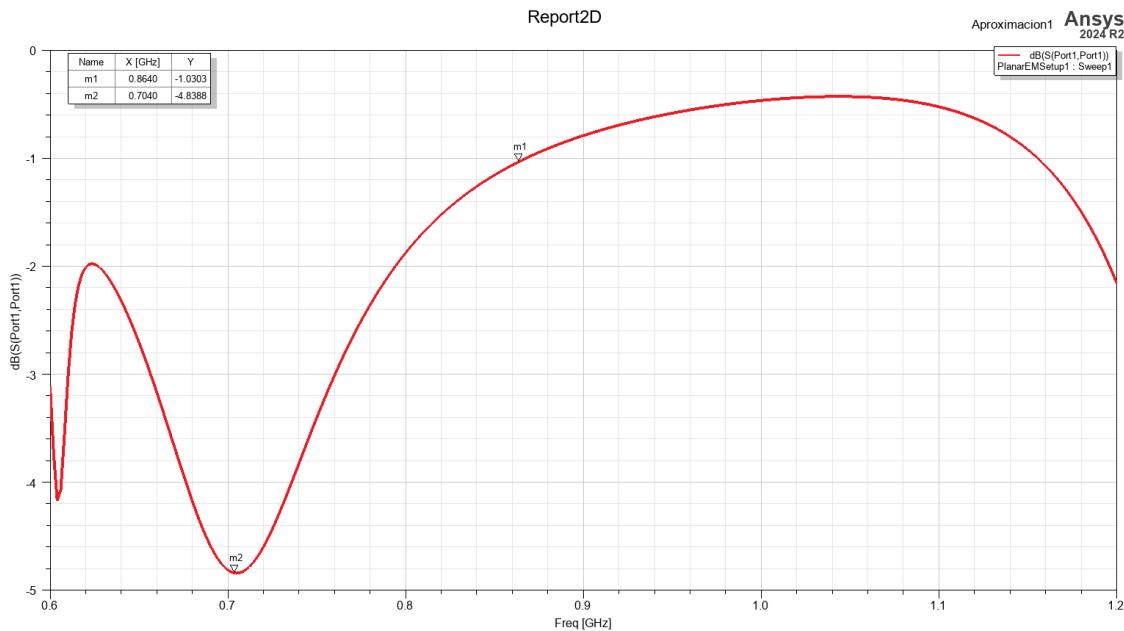


Figura 22. Gráfica de $20 \cdot \log |S_{11}|$ en función de la frecuencia del modelo inicial

3.3.2 APROXIMACIÓN 2: ANTENA AJUSTADA SIN MÓDULO

Tras recortar varias veces la antena se llegó a la Figura 23, en este modelo se puede ver que se ha eliminado por completo el último segmento y parte del anterior para lograr la resonancia en 868 MHz.

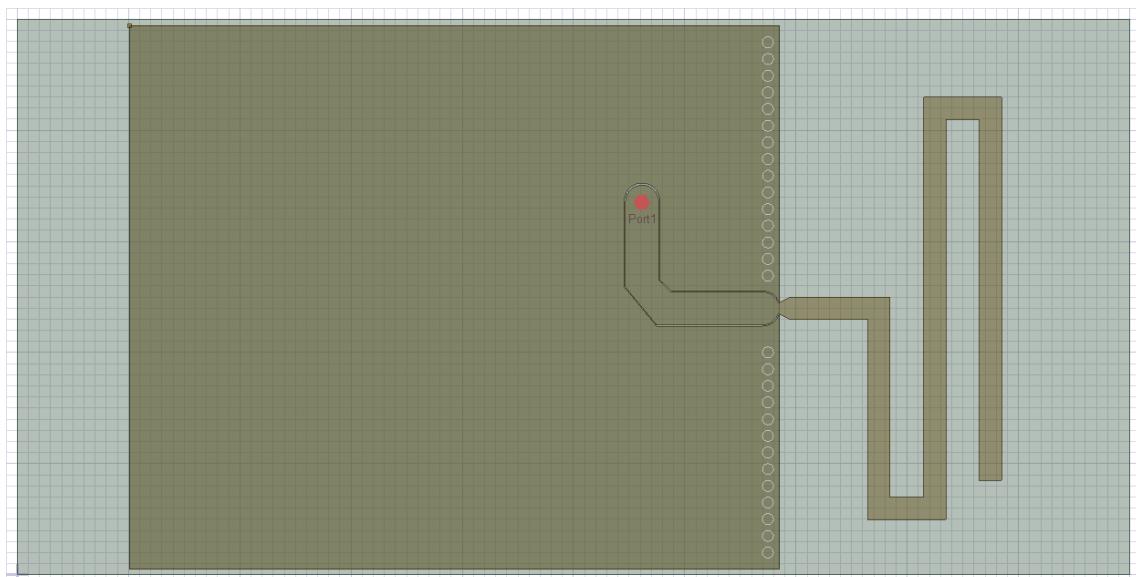


Figura 23. Modelo ajustado de la antena

Tras realizar las simulaciones se puede ver, en la Figura 24, que para la frecuencia de 868 MHz se tendrá un coeficiente de reflexión de -6.88 dB. En la SWR se obtiene un valor de 2,66, véase Figura 25, que indica que se deberá intervenir en la adaptación de la antena para poder reducir el riesgo de daño al transceptor.

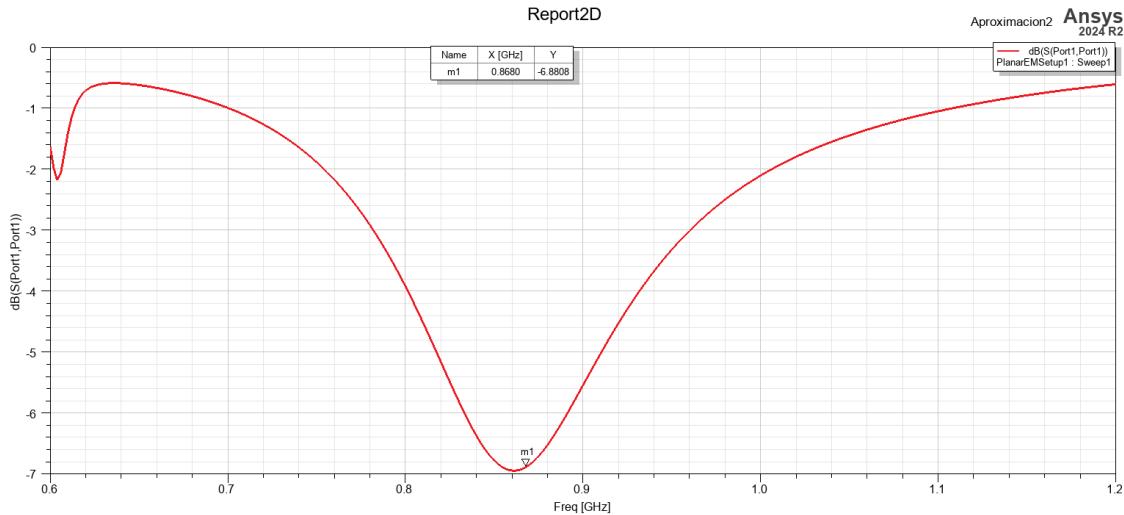


Figura 24. Gráfica de $20 \cdot \log |S_{11}|$ en función de la frecuencia del modelo ajustado

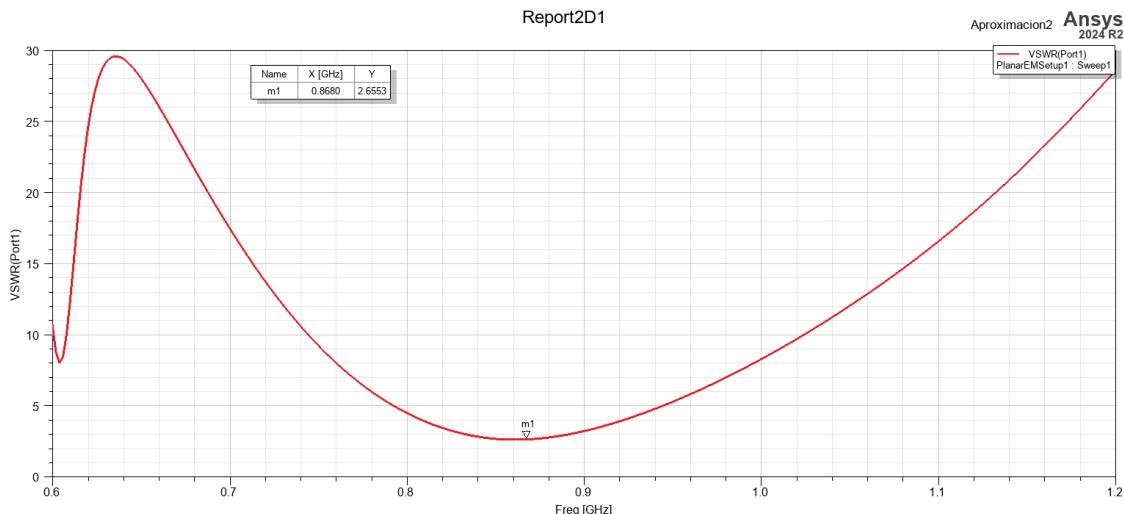


Figura 25. Gráfica de SWR en función de la frecuencia del modelo ajustado

La impedancia de la antena, mostrada en la Figura 26, en este caso fue de $55,58\Omega$ en la parte real y de $63,31\Omega$ en la imaginaria; es decir, que existe una importante contribución imaginaria. La impedancia imaginaria representa la energía que se almacena en lugar de ser radiada, esto reduce la eficiencia de la antena y provoca reflexiones hacia el transceptor. Por ello, deberá compensarse mediante la red de adaptación formada por C2, L1 y C3 para mejorar el acoplamiento y reducir las pérdidas.

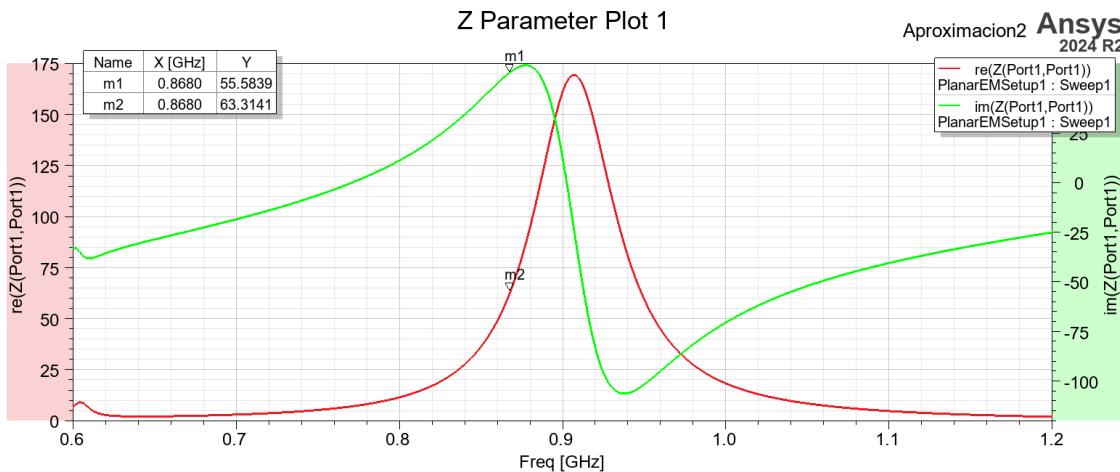


Figura 26. Gráfica de la impedancia real (rojo) e imaginaria (verde) en función de la frecuencia del modelo ajustado

Con la intención de poder ver cómo de bien radian las antenas, se generarán los diagramas de radiación bidimensionales y tridimensionales. Por medio de estos diagramas se podrá caracterizar la eficiencia y directividad el diseño.

El patrón de radiación tridimensional muestra cómo se distribuye la radiación emitida por la antena en todas las direcciones del espacio. Como se puede ver en las Figuras 27, 28 29, para este modelo la antena presenta un comportamiento casi omnidiireccional con mínimos en el plano donde se sitúa la PCB.

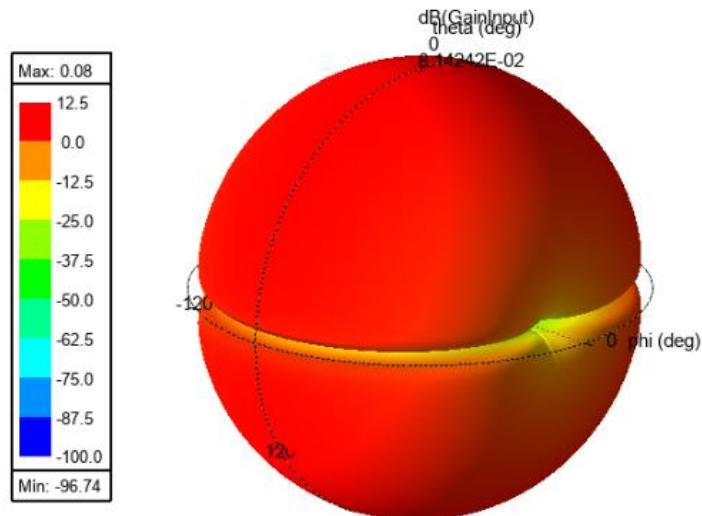


Figura 27. Vista trimétrica del diagrama de radiación

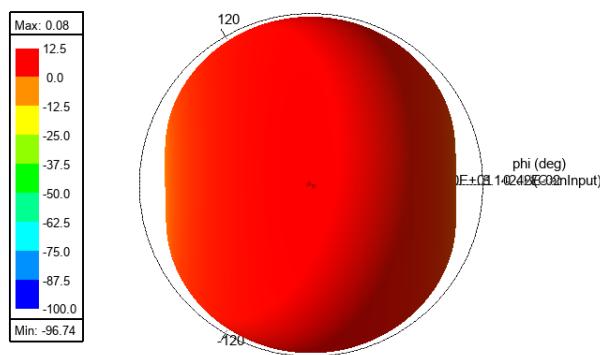


Figura 28. Vista superior del diagrama de radiación

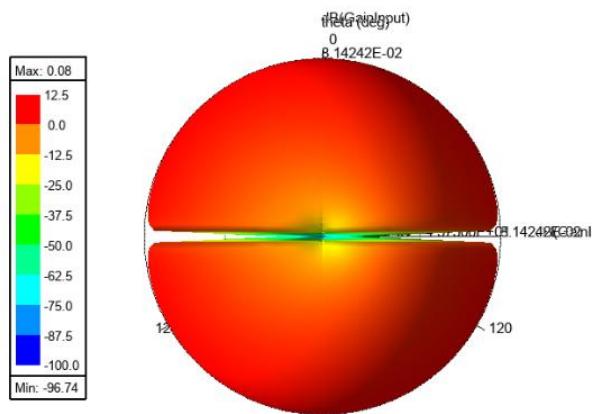


Figura 29. Vista lateral del diagrama de radiación

En el caso del diagrama de radiación bidimensional, se muestran en la Figura 30 los cortes en ϕ 0º y 90º. A partir de este diagrama se puede ver que el valor máximo de potencia será de 0,08dB.

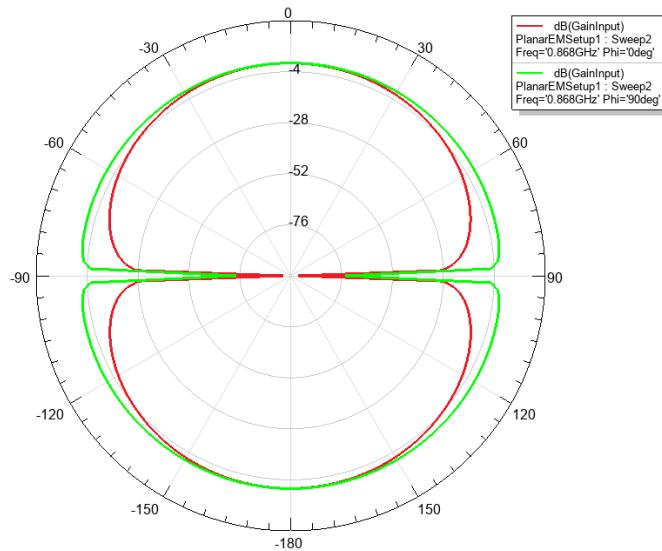


Figura 30. Diagrama de radiación bidimensional

Se ha obtenido la distribución de corriente superficial de la antena para distintas fases de excitación, estas simulaciones permiten visualizar cómo evoluciona la densidad de corriente en el recorrido de la antena en función de cómo varía la señal de entrada.

Para esta antena se puede ver que el punto con mayor corriente será el punto donde iría situada la red de adaptación y se podrá ver que para una fase de 0° se tiene el mínimo mientras que en 90° se tendrá el máximo.

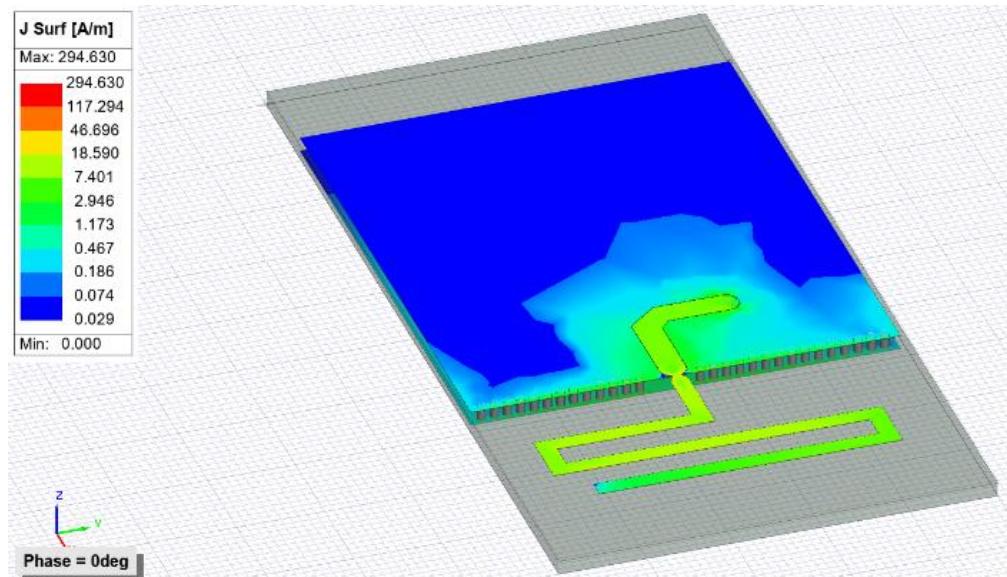


Figura 31. Corrientes superficiales de la antena para fase 0°

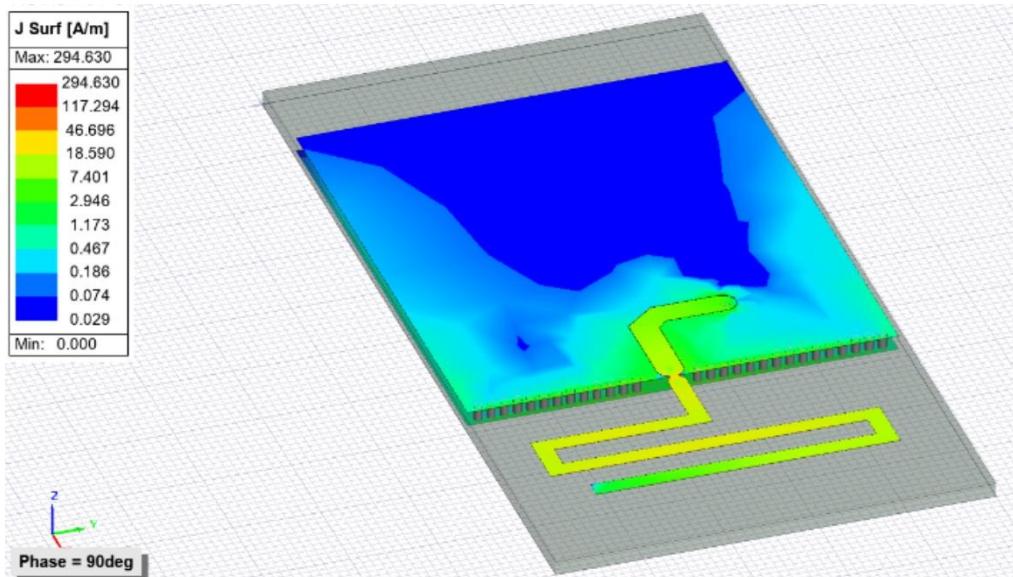


Figura 32. Corrientes superficiales de la antena para fase 90°

3.3.3 APROXIMACIÓN 3: INCLUSIÓN DEL MÓDULO LAMBDA62

Tras haber logrado ajustar la antena a la frecuencia de interés se introdujo el módulo LoRa. Para ello, se introdujo una capa de aire de 7mm que simula el hueco entre la

superficie de la placa y el transceptor, el cual estará formado por una capa de dieléctrico de 1,6mm de grosor y una capa de cobre superior de 0,035mm de espesor.

								Name	Type	Material	Dielectric Fill	Thickness	Etch	Rough	Solver	Transparency
-	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	lambda	signal	copper	vacuum	35um	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	60
✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	FR4_lambda	dielectric	FR4_epoxy		1.6mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	60
✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	pines	dielectric	vacuum		7mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	60
-	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	Cu1	signal	copper	FR4_epoxy	35um	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	60
✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	FR4-TG150	dielectric	FR4_epoxy		1.6mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	60
-	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	Cu2	signal	copper	FR4_epoxy	35um	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	60

Figura 33. Capas de la antena incluyendo el módulo LAMBDA62

Para lograr la alimentación de la antena se introdujo una vía desde la superficie del módulo LAMBDA62 hasta la capa de cobre superior de la PCB, tal y como se puede ver en la Figura 34.

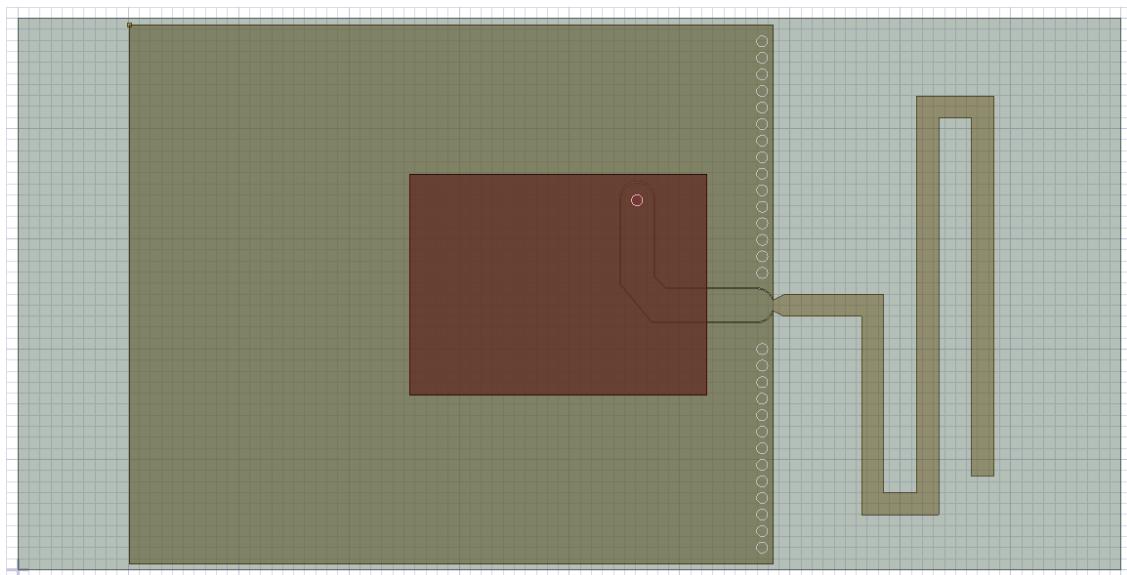


Figura 34. Modelo de la antena con el módulo LAMBDA62 y antena desajustada

Como se puede ver en la Figura 35, haber introducido el módulo cambió la frecuencia de resonancia hasta los 844MHz, por lo que aún era necesario reajustar la antena.

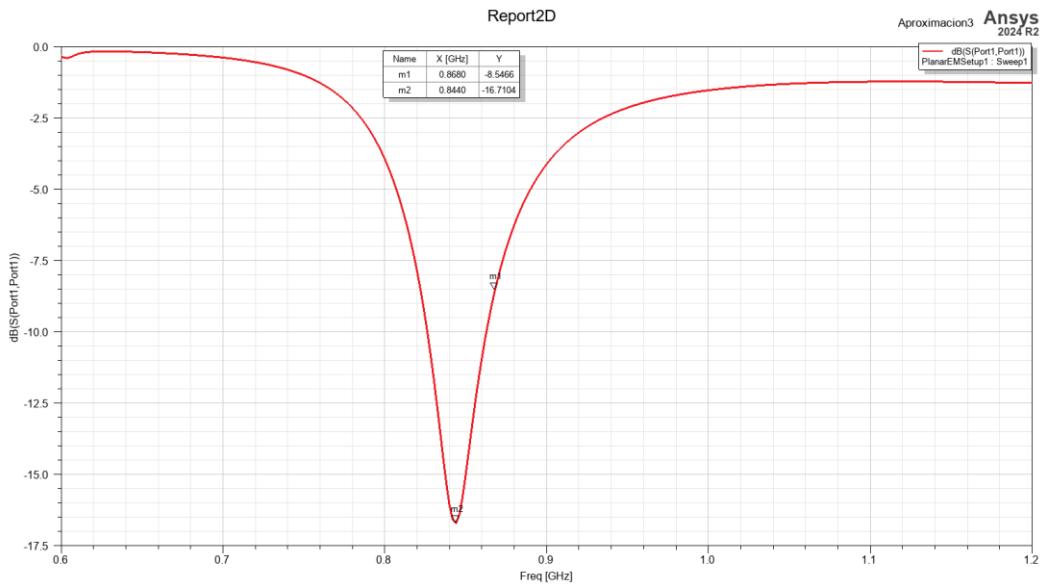


Figura 35. Gráfica de $20 \log |S_{11}|$ en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 y antena desajustada

3.3.4 APROXIMACIÓN 4: ANTENA REAJUSTADA CON MÓDULO

Tras acortar la longitud de la antena se logró volver a que esta resuene en la frecuencia de interés, siendo su coeficiente de reflexión en ese punto de -16,23dB, véase Figura 37. Estos cambios también produjeron una disminución de la VSWR hasta 1,36, véase Figura 38, indicando un buen acople y que, por ello, la transferencia de potencia será eficiente.

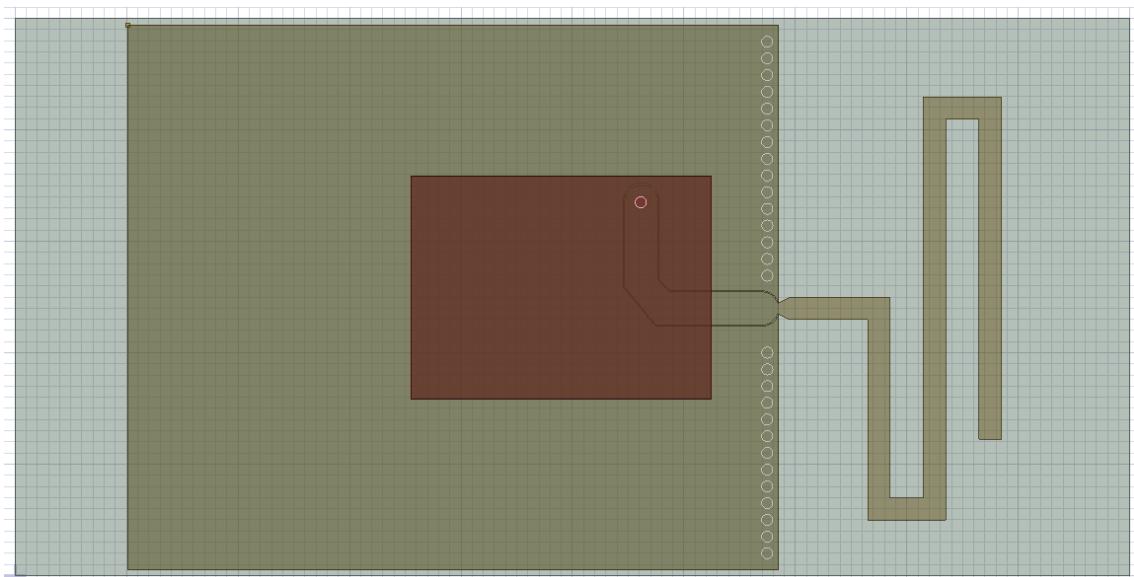


Figura 36. Modelo de la antena con el módulo LAMBDA62 y antena ajustada

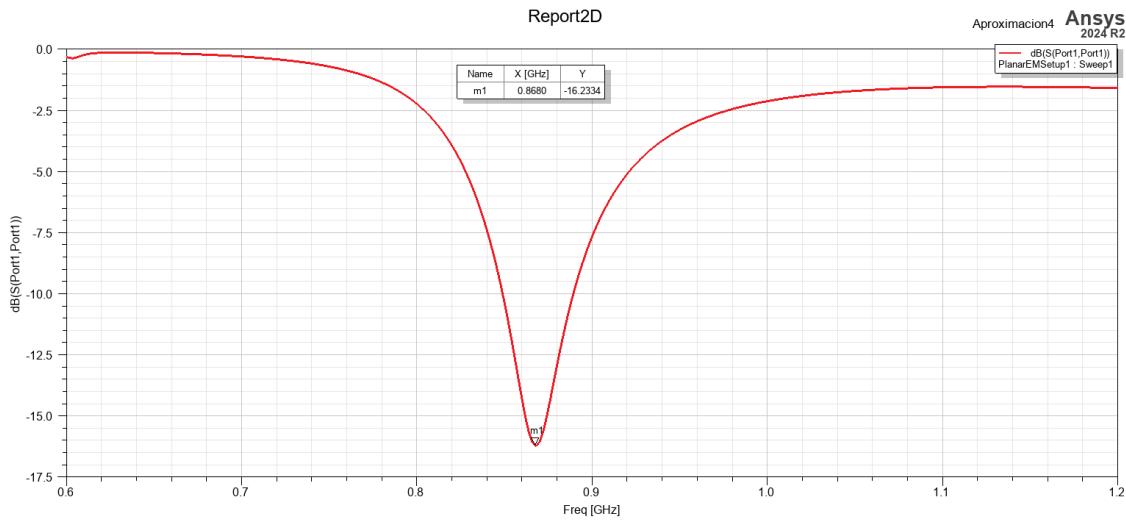


Figura 37. Gráfica de $20 \cdot \log |S_{11}|$ en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 y antena ajustada

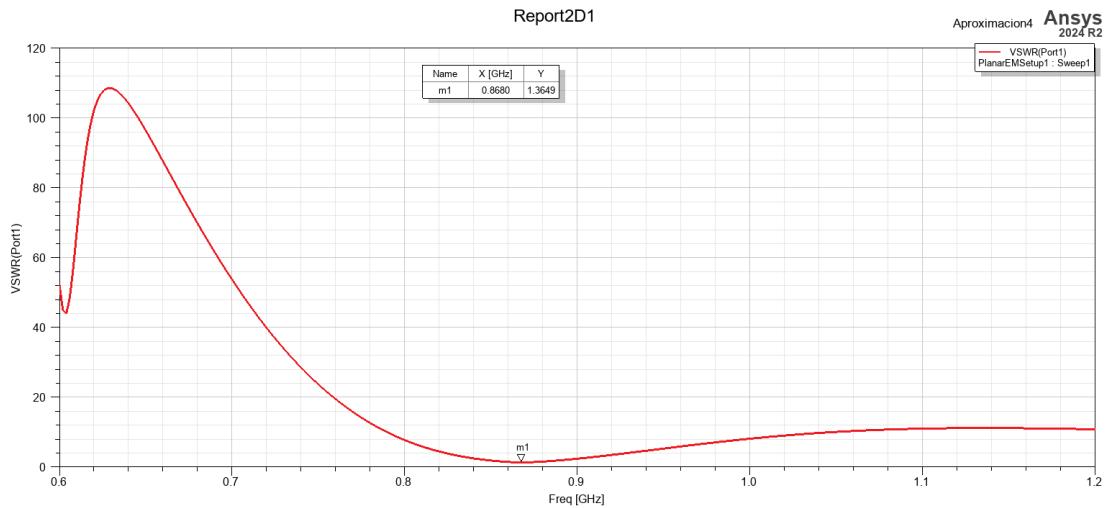


Figura 38. Gráfica de SWR en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 y antena ajustada

Como se ve en la Figura 39, la parte real de la impedancia de la antena se ha alejado ligeramente de la impedancia característica de 50Ω mientras que la parte imaginaria se ha reducido en aproximadamente 50Ω , acercándose al ideal de los 0Ω . Lo que indicaría que habrá mucha menos energía que quede atrapada en la antena en lugar de ser radiada.

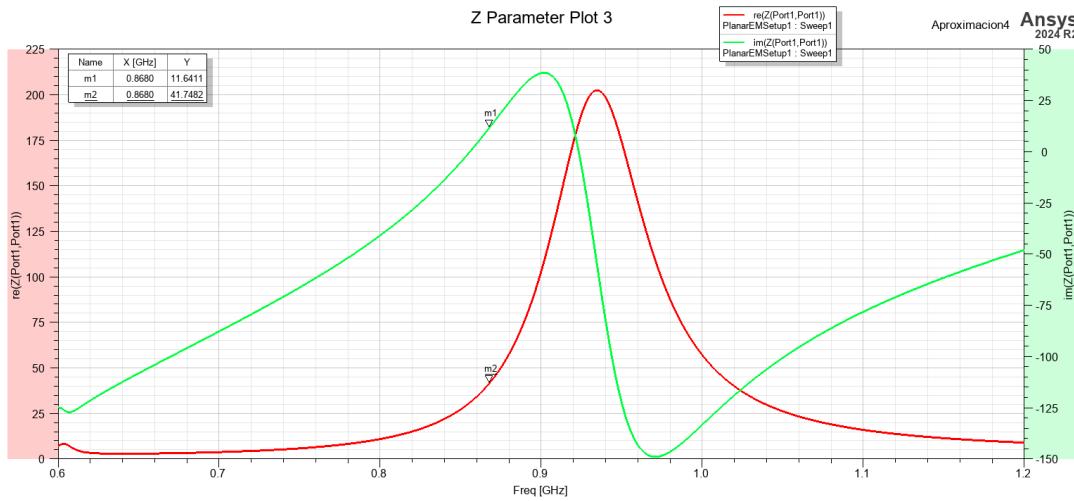


Figura 39. Gráfica de la impedancia real (rojo) e imaginaria (verde) en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 y antena ajustada

En el caso de los diagramas de radiación, tras la introducción del módulo LAMBDA62 se podrá apreciar que la forma del patrón seguirá siendo mayormente omnidireccional, pero se apreciará cierta asimetría en los lóbulos debido la presencia del transceptor.

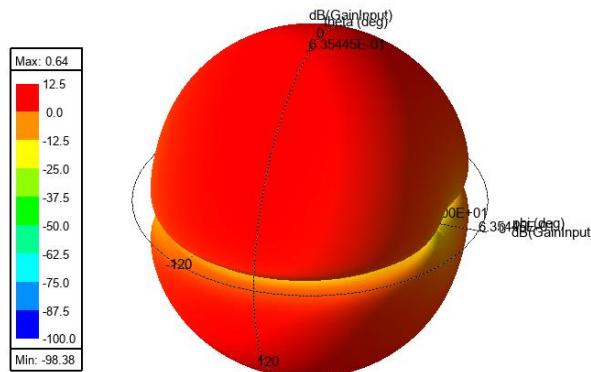


Figura 40. Vista trimétrica del diagrama de radiación

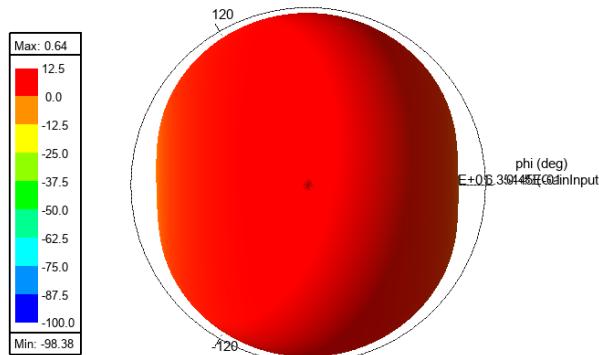


Figura 41. Vista superior del diagrama de radiación

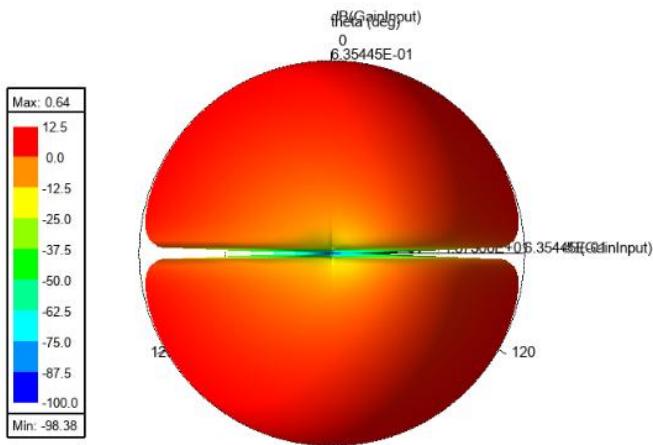


Figura 42. Vista lateral del diagrama de radiación

En la Figura 43, si se compara la apertura del punto donde se toma el valor mínimo se podrá ver que en el lado izquierdo del eje vertical habrá un mayor ángulo que en el lado opuesto. Esta deformación es la provocada por la presencia del transceptor.

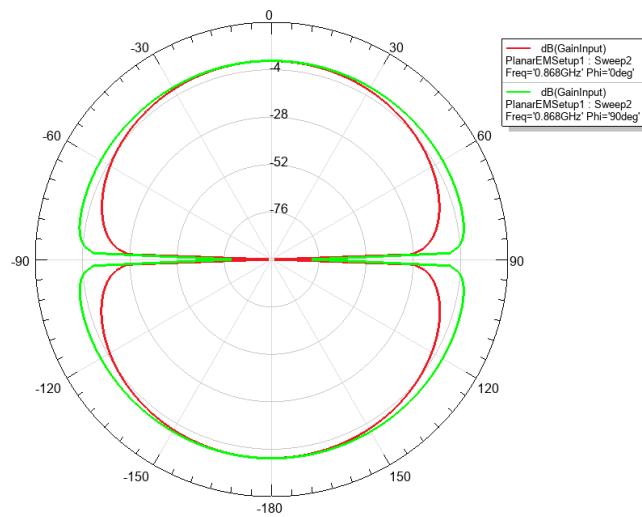


Figura 43. Diagrama de radiación bidimensional

Comparando las corrientes superficiales con las del apartado 3.3.2, se comprueba que en esta aproximación el máximo de corriente está en fase 0° y el mínimo en 90° , véase Figuras 44 y 45 respectivamente.

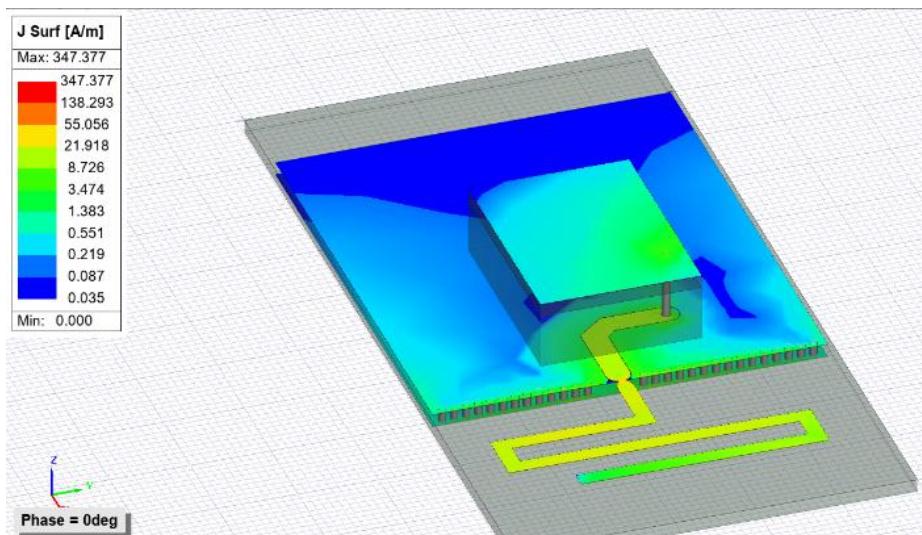


Figura 44. Corrientes superficiales de la antena para fase 0°

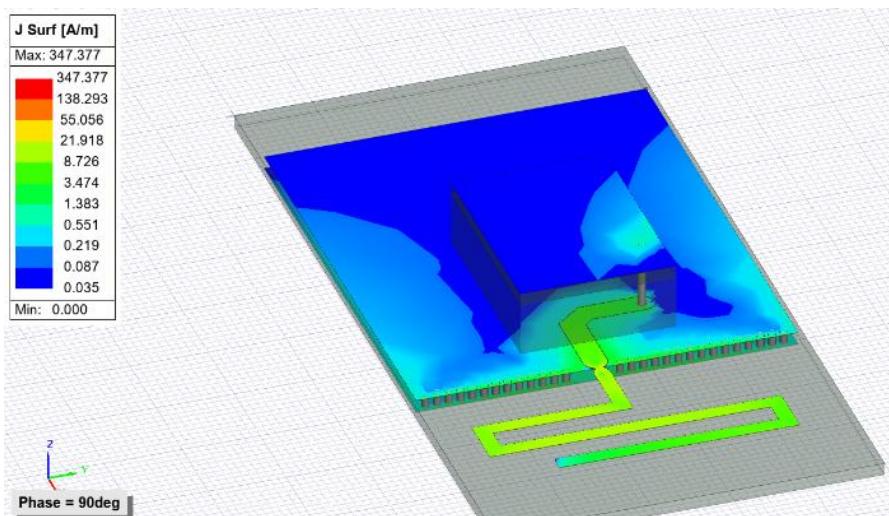


Figura 45. Corrientes superficiales de la antena para fase 90°

3.3.5 APROXIMACIÓN 5: CON TODOS LOS PINES DEL TRANSCEPTOR

Debido a que el resto de las patillas del transceptor también son metálicas, todas ellas influyen en la forma en que la antena radia, por ello es de interés simularlas también. Como base para este modelo se usó la aproximación 4, ya que desde ese punto se parte de una antena que previamente resonaba a la frecuencia deseada y se tiene ya implementado el cuerpo del módulo.

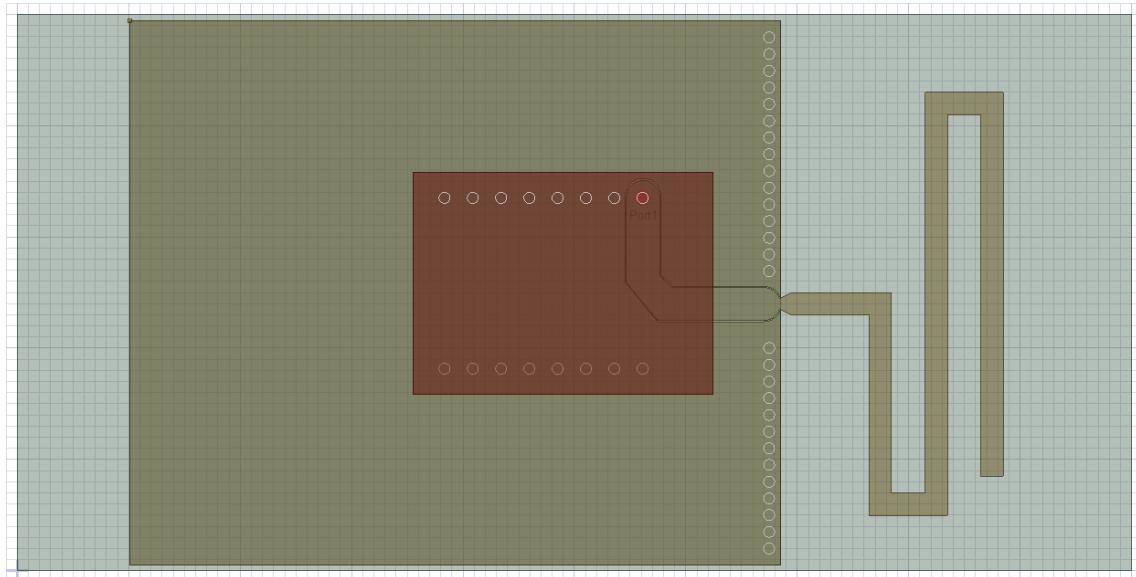


Figura 46. Modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena desajustada

Con este nuevo modelo, se tiene una resonancia en 904MHz tal y como se puede ver en la Figura 47, donde se muestra el coeficiente de reflexión.

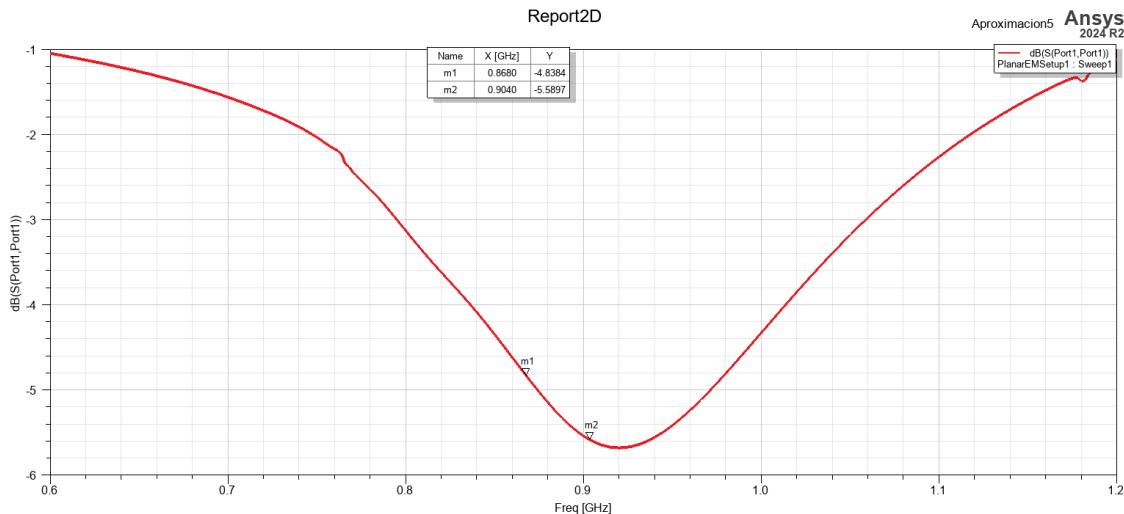


Figura 47. Gráfica de $20 \log |S_{11}|$ en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines

3.3.6 APROXIMACIÓN 6: ANTENA AJUSTADA CON TODOS LOS PINES

Para corregir la frecuencia de resonancia haciéndola pasar de 904MHz a 868MHz, se alargó la antena llegando hasta la última curva, como se detalla en la Figura 48.

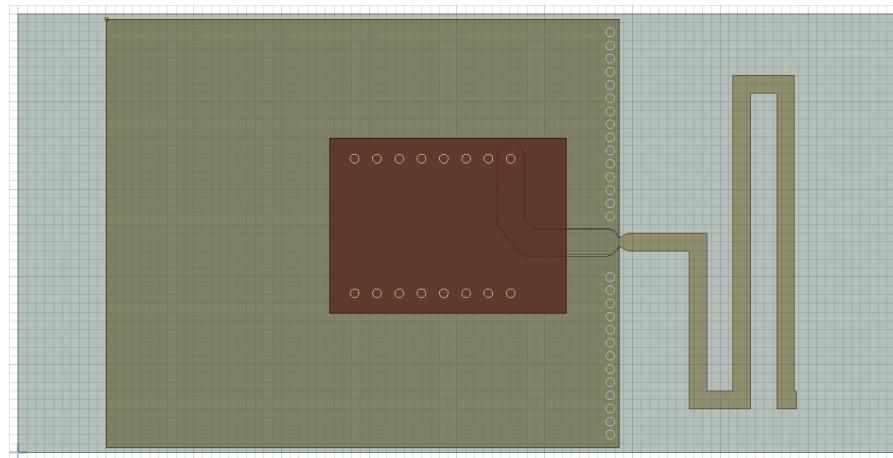


Figura 48. Modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena ajustada

Para este último modelo, el coeficiente de reflexión tendrá un valor de -4,43, lo que se traducirá en una VSWR de 4, véase Figuras 49 y 50 respectivamente. Dicho valor haría que la antena fuera inutilizable debido a que habría un 36% de la energía que se perdería, lo que llevará, con gran probabilidad, a daños en el transceptor.

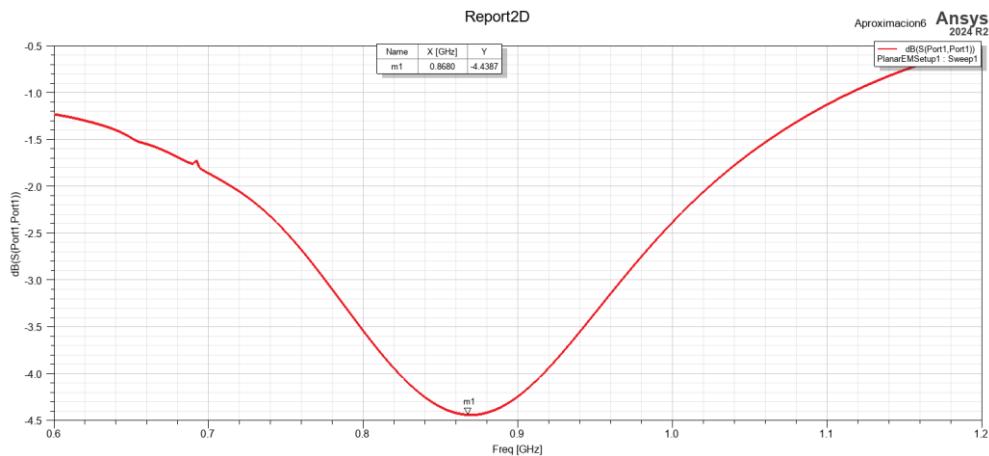


Figura 49. Gráfica de $20 \cdot \log|S_{11}|$ en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena ajustada

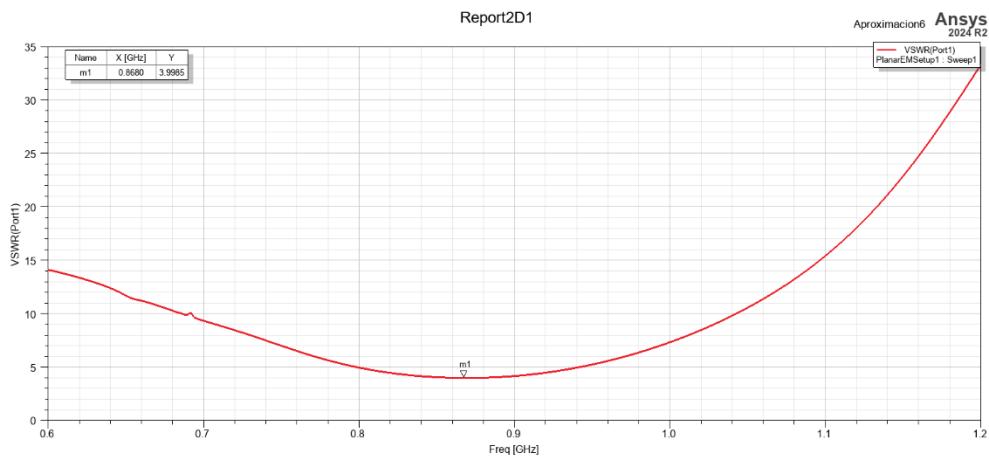


Figura 50. Gráfica de la SWR en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena ajustada

En la Figura 51, se puede ver que la impedancia real ha aumentado hasta los 198Ω y la parte imaginaria está en 18Ω , siendo de las dos componentes la que menos variación ha experimentado.

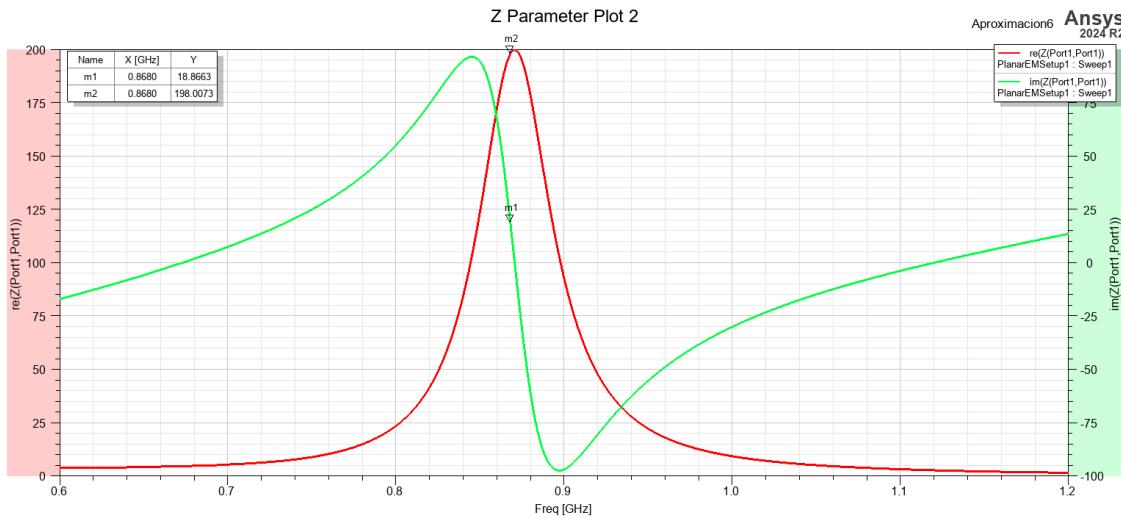


Figura 51. Gráfica de la impedancia real (rojo) e imaginaria (verde) en función de la frecuencia del modelo con el módulo LAMBDA62 con todos los pines y antena ajustada

A través de los diagramas de radiación, véase Figuras 52, 53 y 54, se llega a la misma conclusión que en la aproximación 4, pero esta vez el valor máximo de la ganancia de la antena ha caído desde 0,64dB hasta -1,01dB.

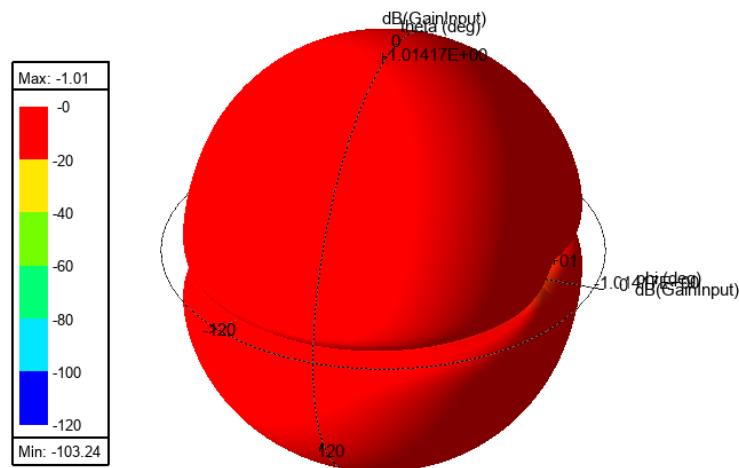


Figura 52. Vista tridimensional del diagrama de radiación

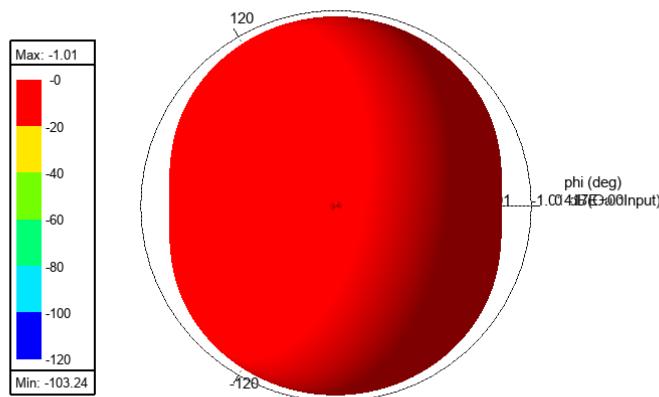


Figura 53. Vista superior del diagrama de radiación

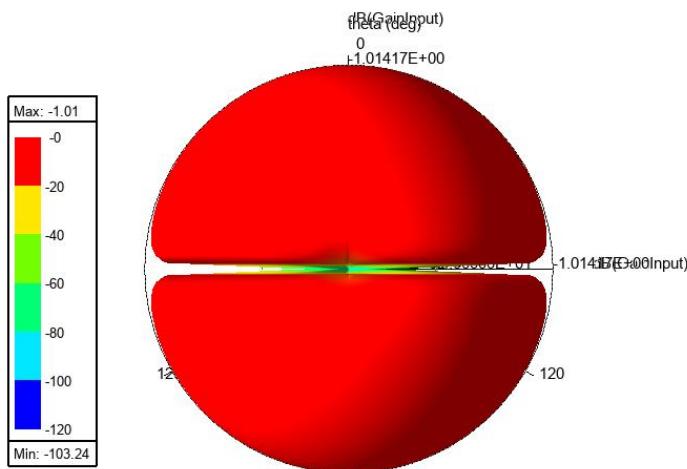


Figura 54. Vista lateral del diagrama de radiación

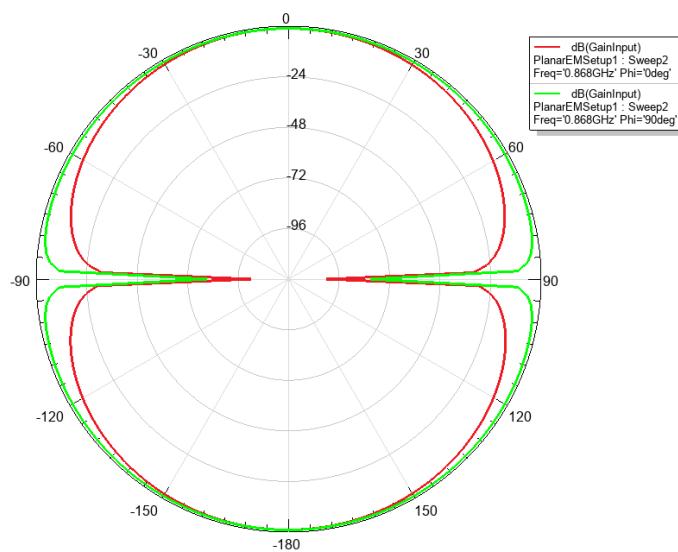


Figura 55. Diagrama de radiación bidimensional

Si se estudia la distribución de corrientes se puede ver que alrededor de los pines se concentrará mucha corriente, lo que indica que seguramente estarán actuando como elementos parásitos.

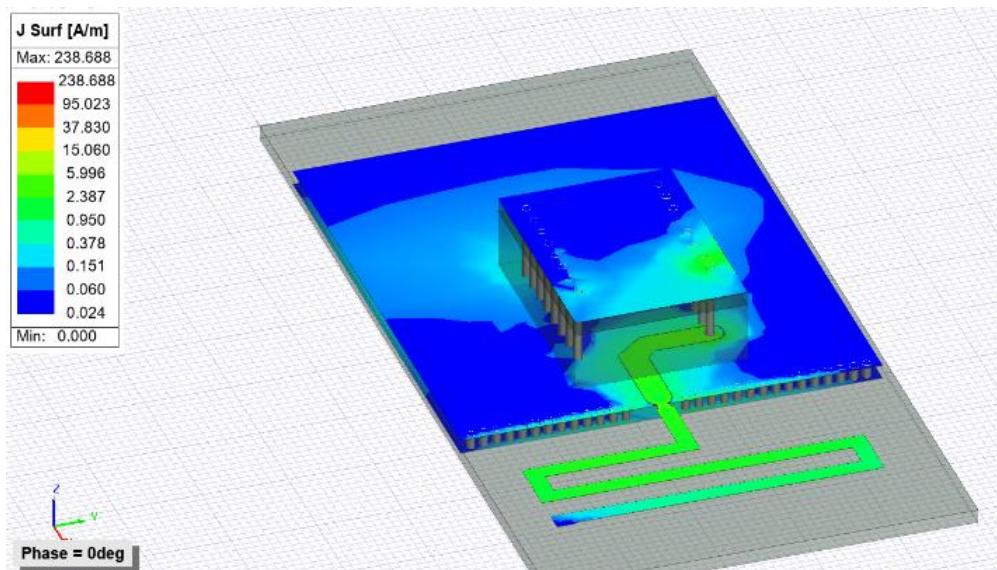


Figura 56. Corrientes superficiales de la antena para fase 0°

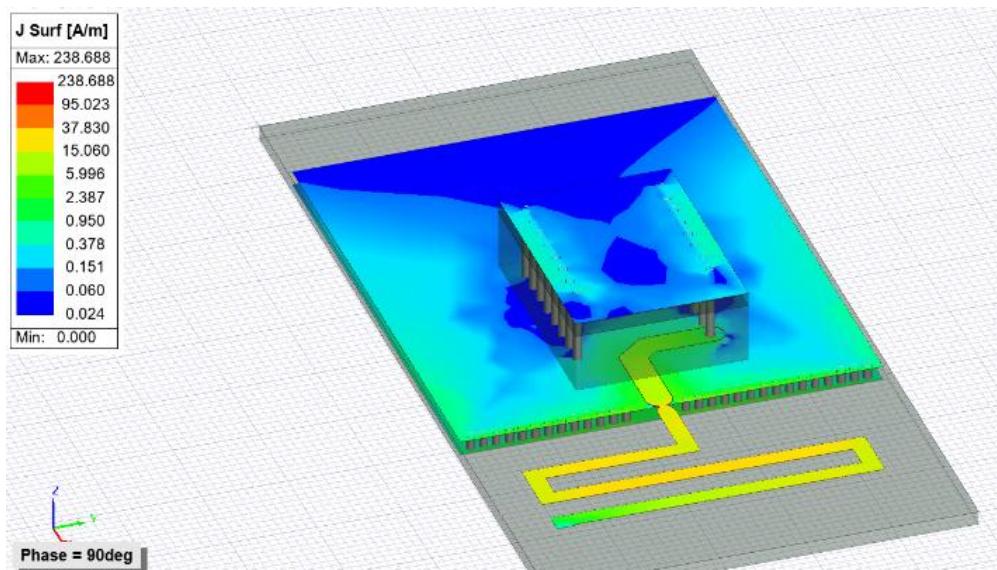


Figura 57. Corrientes superficiales de la antena para fase 90°

3.4 COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDAS REALES

En este apartado se presenta una comparativa de los parámetros clave obtenidos de la antena real, medidos con el analizador de redes NanoVNA tras el recorte manual, con la aproximación más realista (aproximación 4).

Parámetro	Antena real	Aproximación 4
Frecuencia de resonancia	868.54 MHz	868 MHz
Coeficiente de reflexión	-24.1 dB	-16.23 dB
VSWR	1.14	1.36
Impedancia real	45.7Ω	41.75Ω
Impedancia imaginaria	≈0	11.64Ω

Tabla 1 Comparativa entre las medidas de la antena real y la aproximación 4.

A pesar de las diferencias en los parámetros absolutos, la simulación ha sido de valor para guiar el proceso de recorte y ajuste de la antena, permitiendo llegar a una frecuencia de resonancia muy próxima a 868MHz. Si se presta atención a la VSWR, la antena real presenta una mejor adaptación que la simulada y tendrá una impedancia imaginaria aproximadamente nula, por lo que la energía que se acumulará en la antena real será casi imperceptible.

3.5 CONCLUSIONES

El monopolo con meandros ha sido diseñado, simulado y fabricado como elemento radiante del sistema de comunicación LoRa en la PCB3 del proyecto. El proceso iterativo de aproximaciones de simulación permitió comprender el impacto progresivo de cada elemento electromagnético en la resonancia y la adaptación de impedancias. Adicionalmente, también ayudó a comprender qué ajustes había que hacer sobre la antena real.

La antena real, tras un proceso de recorte manual monitorizado con un analizador de redes, alcanzó una resonancia de 868,54MHz con un coeficiente de reflexión de -24,1dB y una VSWR de 1,14. Estos resultados demuestran que es un diseño viable para el entorno de comunicaciones y que la antena presenta una buena adaptación a la PCB en la que se va a incorporar el equipo de comunicaciones.

Las discrepancias observadas entre la simulación y las medidas reales ponen de manifiesto que, aunque el modelo electromagnético es lo suficientemente fiel como para predecir la resonancia y la adaptación de la antena en función de la longitud de la antena, detalles como la impedancia son más difíciles de calcular debido al resto de elementos metálicos que se encuentran en el prototipo.

Futuras mejoras podrían incluir una modelización más detallada del prototipo completo en HFSS y mediciones en una cámara anecoica para validar la ganancia y directividad.

3.6 RESPONSABILIDADES

Diseño y simulación de la antena, medida y ajuste: Iván Herrero Alonso

Revisión de las simulaciones, medida de la antena y ajuste: Alonso Sandoval Martínez y Andrés García Treviño

Revisión de los resultados: Lucía López García y Víctor Rueda Domínguez

4. CÁLCULO DE COBERTURAS

Ingenieros responsables: Alonso Sandoval Martínez y Víctor Rueda Domínguez

Este apartado recoge el estudio de alcance y cobertura del sistema de comunicaciones basado en LoRa/LoRaWAN operando en la banda de 868 MHz. El objetivo es estimar, para dos posiciones diferentes del transmisor, el área en la que el enlace puede funcionar cumpliendo un umbral mínimo de recepción.

Para ello se emplean dos enfoques complementarios:

- Simulación de cobertura con Xirio Online, que permite obtener mapas de niveles de señal sobre cartografía real y con modelos de propagación adecuados a entornos urbanos/suburbanos/rurales. Este método es el más útil para visualizar zonas de sombra y efectos de la geometría del entorno.
- Cálculo teórico de alcance mediante balance de enlace, que proporciona una estimación analítica de la distancia máxima a partir de la potencia transmitida, ganancias de antena y sensibilidad del receptor. En este cálculo se incluye la pérdida por propagación en espacio libre.

El hardware de referencia utilizado es el módulo LAMBDA62, basado en el transceptor Semtech SX1262, capaz de transmitir hasta +22dBm y con sensibilidades de recepción muy elevadas (hasta valores cercanos a -148dBm dependiendo del modo LoRa).

4.1 CÁLCULO DE COBERTURA TRANSMISOR

Para facilitar la comparación entre escenarios, se han mantenido constantes los parámetros radio del sistema y se ha variado únicamente la ubicación y la altura del transmisor. En Xirio se ha creado un estudio de cobertura seleccionando el servicio para Internet de las cosas “LORA WAN”.

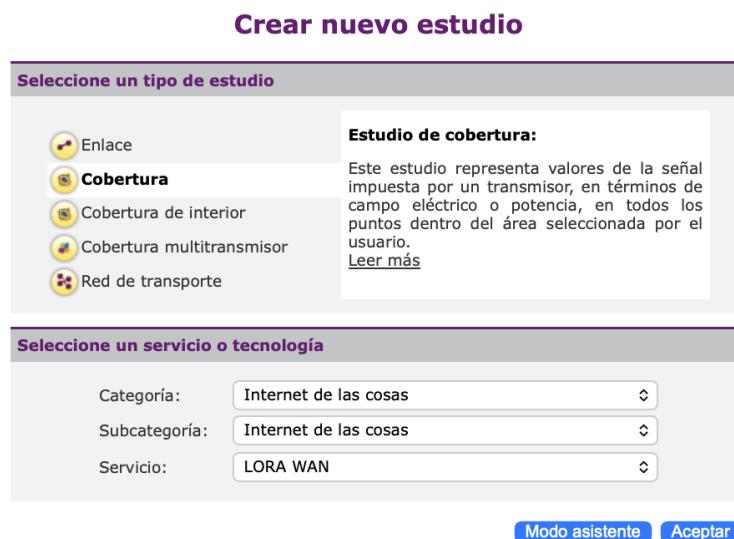


Figura 58. Selección del servicio en Xirio

Los cálculos se han configurado con los siguientes valores de los parámetros de radio, coherentes con las especificaciones del equipo y con la configuración introducida en Xirio:

- Tecnología/servicio: LoRaWAN (Xirio)
- Frecuencia: 868,000 MHz
- Potencia transmitida: 14 dBm
- Antena: Diagrama antena de parche importado de Ansys HFSS
- Polarización: Vertical
- Pérdidas de *feeder* (cable): 0,00 dB (longitud 0 m)
- Pérdidas pasivas adicionales: 0 dB
- Umbral de recepción (sensibilidad usada en Xirio): -137 dBm
- Factor de ruido (Xirio): 7 dB (valor mantenido por defecto)

El valor -137 dBm es consistente con las sensibilidades típicas LoRa del SX1262 / LAMBDA62 para configuraciones de alta robustez (por ejemplo, BW=125 kHz y SF=12), que aparecen reflejadas en las tablas de sensibilidad de los *datasheets*.

4.1.1 TRANSMISOR EN AZOTEA

La primera ubicación en la que se ha situado el módulo transmisor es la azotea donde se encuentra el club de telecomunicaciones de la Escuela de Ingenieros de Telecomunicación. A continuación, se indican los pasos seguidos para el cálculo de cobertura en esta ubicación.

Dentro del apartado “Propiedades del estudio de Cobertura” se ha procedido a definir el transmisor que se empleará en la simulación. En este caso, el equipo transmisor se sitúa en la Ubicación 1, correspondiente a la azotea de la Escuela, que actúa como punto de emisión para el cálculo de cobertura.

Las coordenadas del emplazamiento, siguiendo el sistema de referencia WGS84, se han obtenido a partir de la información disponible en la página web de la estación terrena de la Universidad¹ (datum utilizado en el estudio²): 41.6621° N y -4.7055°. Dado que Xirio trabaja con coordenadas en formato sexagesimal, se ha realizado la conversión desde grados decimales, resultando finalmente 41°39'43.56" N y 4°42'19.8" W (equivalente a -4°42'19.8"). Respecto a la altitud, se considera la altura del edificio en el que se ubica la instalación, estimada en torno a 15m, para representar de forma razonable la cota real de la antena, y supondremos una antena de 4m de altura sobre dicha azotea.

Por último, se configuró el transmisor para operar a 868MHz con polarización vertical, en concordancia con el sistema implementado en el prototipo. La potencia de

¹ www.gs.tel.uva.es

² Para más información acerca del datum véase sección 4.3

transmisión se fijó en un inicio en 22dBm, que corresponde al máximo nivel de operación del módulo LoRa empleado según especificaciones del fabricante (Semtech, 2021). Sin embargo, por regulación española, la máxima potencia que se puede transmitir es de 14 dBm, por lo que se ha ajustado a esta. El resto de los parámetros se han mantenido con los valores por defecto o los recomendados por la herramienta, salvo aquellos que se ajustan específicamente al escenario de estudio. Se muestra la captura de estos parámetros en la Figura 59.



Figura 59. Parámetros seleccionados de propiedades del transmisor.

También ha sido necesario modificar la antena, configurando su diagrama de radiación conforme al obtenido con simulación, realizada con Ansys HFSS. Para ello se han tomado los datos y se han plasmado en los diagramas vertical y horizontal respectivamente, mostrados en las Figuras 60, 61 y 62.

Propiedades del Diagrama de Radiación

Propiedades

Tipo de diagrama: Copolar Xpolar

Polarización: Vertical

Ganancia: -4.89 dBi

Frecuencia inicial: 868 MHz

Frecuencia final: 868.2 MHz

Tilt eléctrico: 0 °

XPD 90: 0 dB

Ancho de haz: 360 °

Rel. delante/atrás: 0 dB

Diagrama horizontal

Diagrama horizontal

Diagramas verticales

Azimut

0.00

Aceptar **Aplicar** **Recargar** **Cancelar**

Figura 60. Propiedades del diagrama de radiación.

Propiedades del Diagrama de Radiación

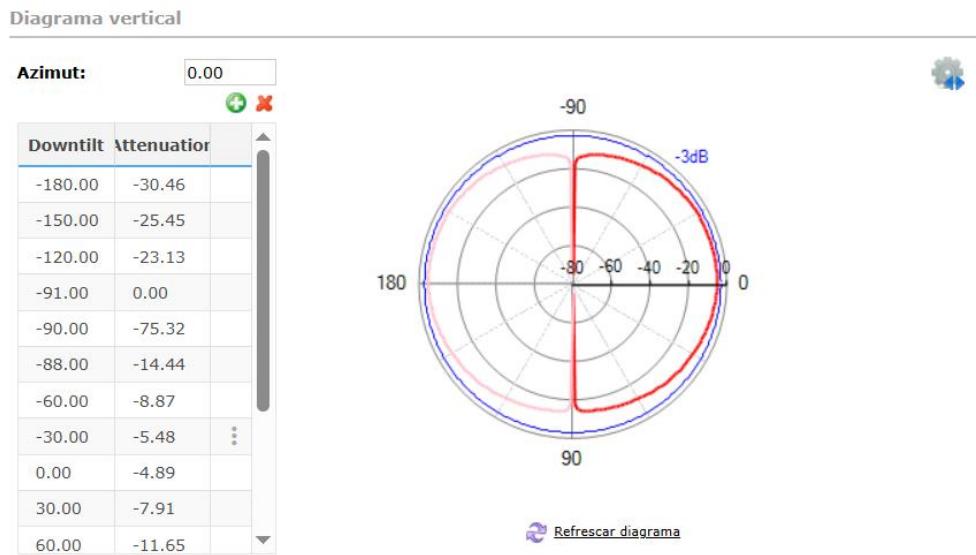


Figura 61. Diagrama de radiación vertical importado.

Propiedades del Diagrama de Radiación



Figura 62. Diagrama de radiación horizontal importado.

El receptor se configuró en Xirio utilizando los parámetros descritos en la Figura 63. Al igual que con el transmisor, fue necesario modificar la antena utilizada, usándose los mismos valores que para este.

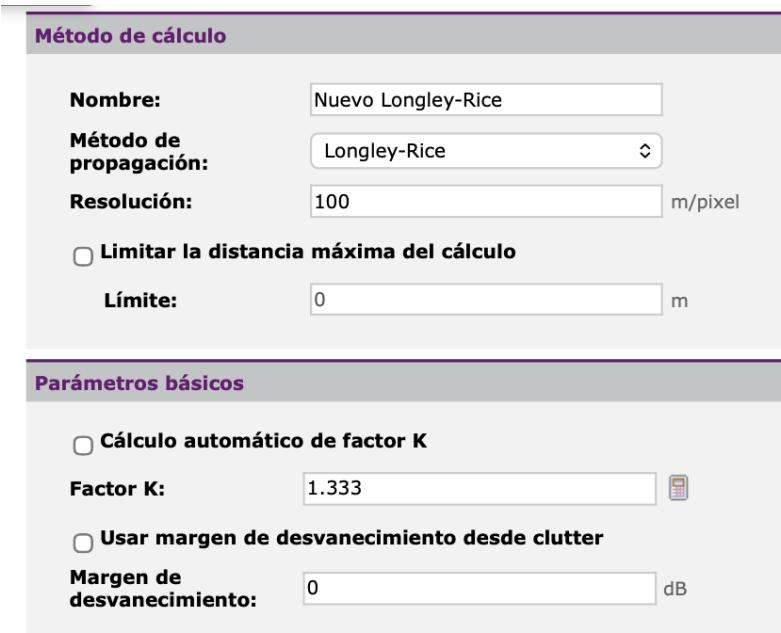
Parámetros de radio

The screenshot shows the 'Parámetros de radio' configuration window in Xirio. It contains several input fields and dropdown menus:

- Antena:** LORA Omni 2,15 dBi
- Altura antena:** 1.5 m
- Polarización:** Vertical
- Feeder:** (empty field)
- Longitud del feeder:** 0 m
- Pérdidas del feeder:** 0.00 dB
- Pérdidas pasivos:** 0 dB
- Factor de ruido:** 7 dB
- Umbral recepción:**
 - Radio button 'Potencia' selected.
 - Value: -137 dBm
 - Unit: dBm

Figura 63. Parámetros del receptor en Xirio.

Como método de cálculo se escogió Longley-Rice con la configuración estándar, ya que aprovecha mejor el perfil del terreno cuando la antena se encuentra en posiciones elevadas. Se muestran los parámetros del método Longley-Rice en la Figura 64.



Método de cálculo

Nombre: Nuevo Longley-Rice

Método de propagación: Longley-Rice

Resolución: 100 m/pixel

Limitar la distancia máxima del cálculo

Límite: 0 m

Parámetros básicos

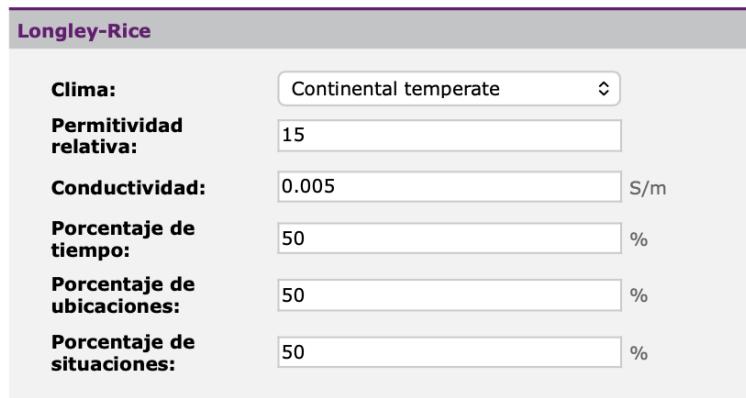
Cálculo automático de factor K Factor K: 1.333

Usar margen de desvanecimiento desde clutter

Margen de desvanecimiento: 0 dB

Figura 64. Método de cálculo Longley-Rice en Xirio.

El resto de los parámetros del método de cálculo se han mantenido con los valores predeterminados, como se muestra en la Figura 65.



Longley-Rice

Clima: Continental temperate

Permitividad relativa: 15

Conductividad: 0.005 S/m

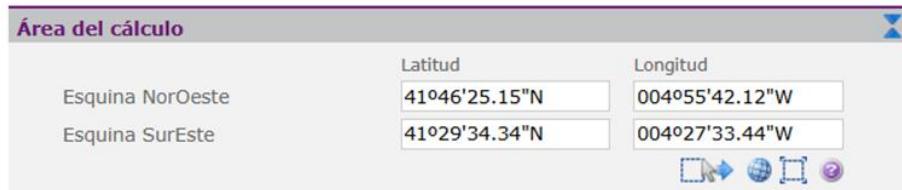
Porcentaje de tiempo: 50 %

Porcentaje de ubicaciones: 50 %

Porcentaje de situaciones: 50 %

Figura 65. Parámetros extra del método de cálculo Longley-Rice en Xirio.

Se ha establecido un área de cálculo “grande” para poder abarcar toda el área cubierta, como de detalla en la Figura 66.



Área del cálculo

	Latitud	Longitud
Esquina NorOeste	41°46'25.15"N	004°55'42.12"W
Esquina SurEste	41°29'34.34"N	004°27'33.44"W

Figura 66. Área de cálculo de cobertura.

Se ha fijado la leyenda de colores en función del rango de la señal recibida desde: -137 dBm en rojo hasta -70 dBm en azul. Los pasos intermedios han sido ajustados para poder visualizar principalmente dos áreas de cobertura, el área cian para la cobertura que

tendría un receptor típico, de -137 dBm. El área azul oscuro para un receptor algo menos sensible y aunque también típico según los mostrados en la hoja de especificaciones, de -129 dBm. El resto de los rangos de colores se han seleccionado con una función secundaria para mostrar la potencia, véase Figura 67.

Color	Rango	Descripción
Verde	$[-137, -129]$ dBm	
Azul	$[-129, -97]$ dBm	
Púrpura	$[-97, -77]$ dBm	
Magenta	$[-77, -69]$ dBm	
Rojo	$[-69, +\infty)$ dBm	

Figura 67. Leyenda de colores para rangos de potencia.

El resultado obtenido del cálculo de cobertura se muestra en la Figura 68.

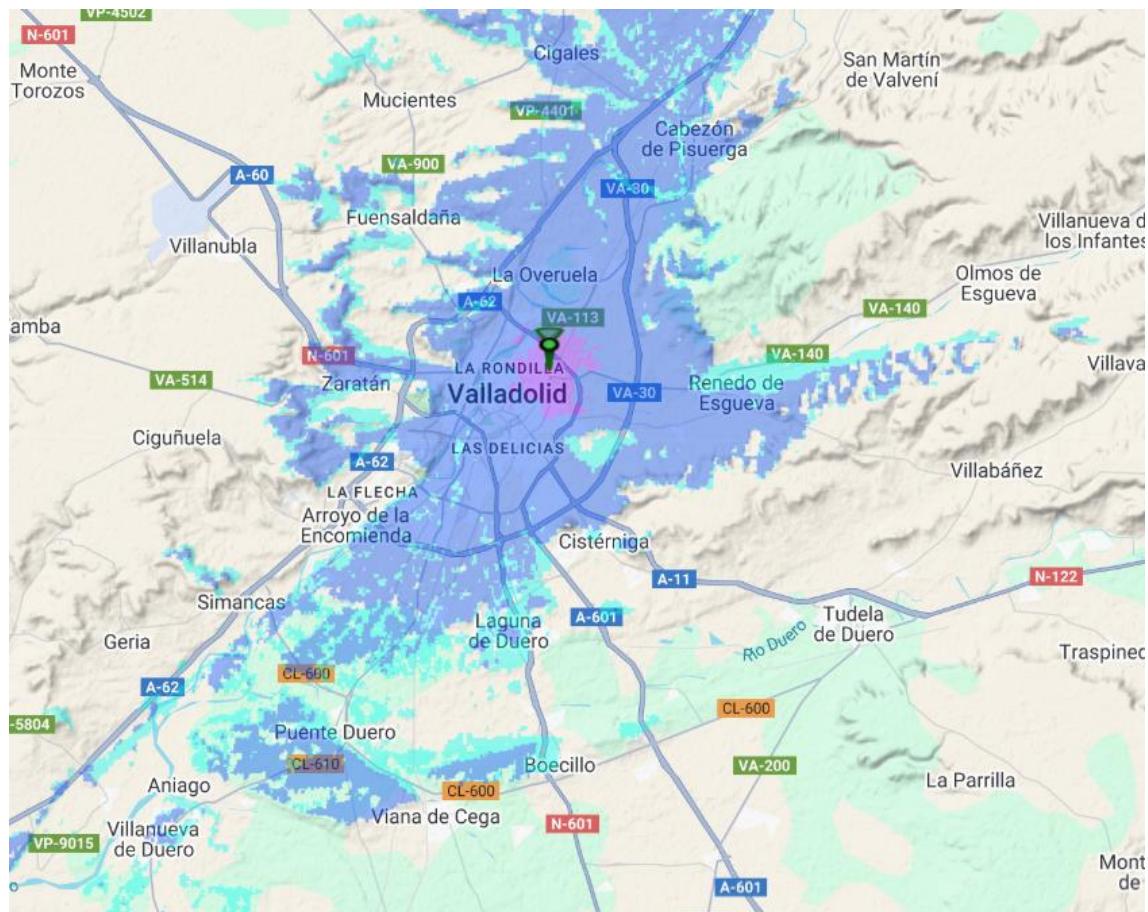


Figura 68. Resultado cálculo de cobertura 1^a ubicación.

4.1.2 TRANSMISOR A PIE DE CALLE

Para comparar la cobertura en función de la altura a la que se coloque la antena, se ha realizado el cálculo de cobertura con la antena a pie de calle.

Para este nuevo caso, se modificaron algunos parámetros, que se especifican a continuación.

La localización del transmisor a pie de calle fue la mostrada en la Figura 69.

Coordenadas	
Latitud:	41°39'42.46"N
Longitud:	004°42'16.94"W

Figura 69. Coordenadas transmisor.

Que como se puede ver en la Figura 70, corresponde al centro de la explanada contigua a la facultad.

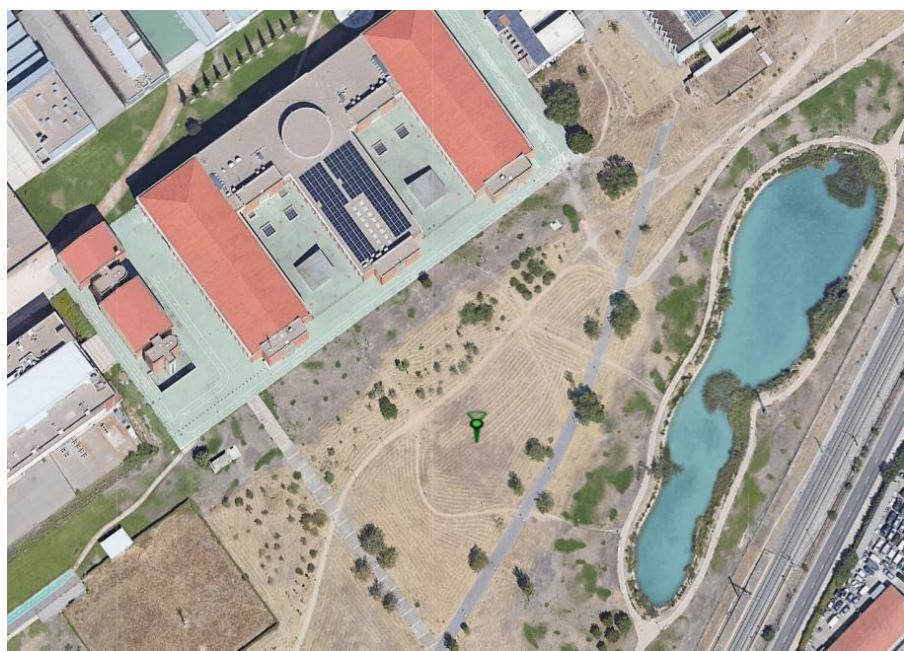


Figura 70. Localización del transmisor a pie de calle.

La altura del transmisor pasó a ser de 2 metros respecto al nivel de terreno, indicándose en los parámetros de radio de Xirio, véase Figura 71.

Parámetros de radio

Tipo sistema: Estándar

Antena: LORA Omni 2,15 dBi

Altura antena: 2 m

Orientación: 0 °

Inclinación mecánica: 0 °

Inclinación eléctrica: 0 °

Referencia de alturas de antenas

Alturas respecto a: Nivel del terreno

Usar altura de edificio: Capa de elevación (MDE)

Altura edificio: 15 m

Figura 71. Parámetros del transmisor en Xirio.

Por último, se decidió emplear el modelo Okumura-Hata modificado, ya que está especialmente orientado a entornos urbanos con antenas transmisoras a baja altura, permitiendo una estimación más realista de las pérdidas de propagación causadas por edificaciones y obstáculos próximos, que son los factores dominantes en este tipo de escenarios. Se muestran los parámetros específicos en la Figura 72.

Propiedades del Método de Cálculo

Método de cálculo

Nombre: Nuevo Okumura-Hata Modificado

Método de propagación: Okumura-Hata Modificado

Método híbrido basado en Okumura-Hata corregido por las difracción en obstáculos, válido en la gama 150 MHz a 2 GHz. Recomendado para servicios de móviles y de acceso de banda ancha en entornos urbanos cuando se disponga de cartografía de alta resolución.

Resolución: 100 m/pixel

Limitar la distancia máxima del cálculo

Límite: 0 m

Parámetros básicos

Cálculo automático de factor K

Factor K: 1.333

Usar margen de desvanecimiento desde clutter

Margen de desvanecimiento: 0 dB

Propiedades de Okumura-Hata Modificado

Medio: Urbano

Tipo ciudad: Pequeña

Figura 72. Propiedades del método de cálculo Okumura-Hata modificado en Xirio.

El resultado del estudio de cobertura, detallado en la Figura 73, denota claramente como esta reducción en la altura del transmisor afecta de forma negativa en el área cubierta por la antena, habiéndose reducido de forma substancial tanto para el caso de un receptor con sensibilidad de -129 dBm como de -137 dBm.

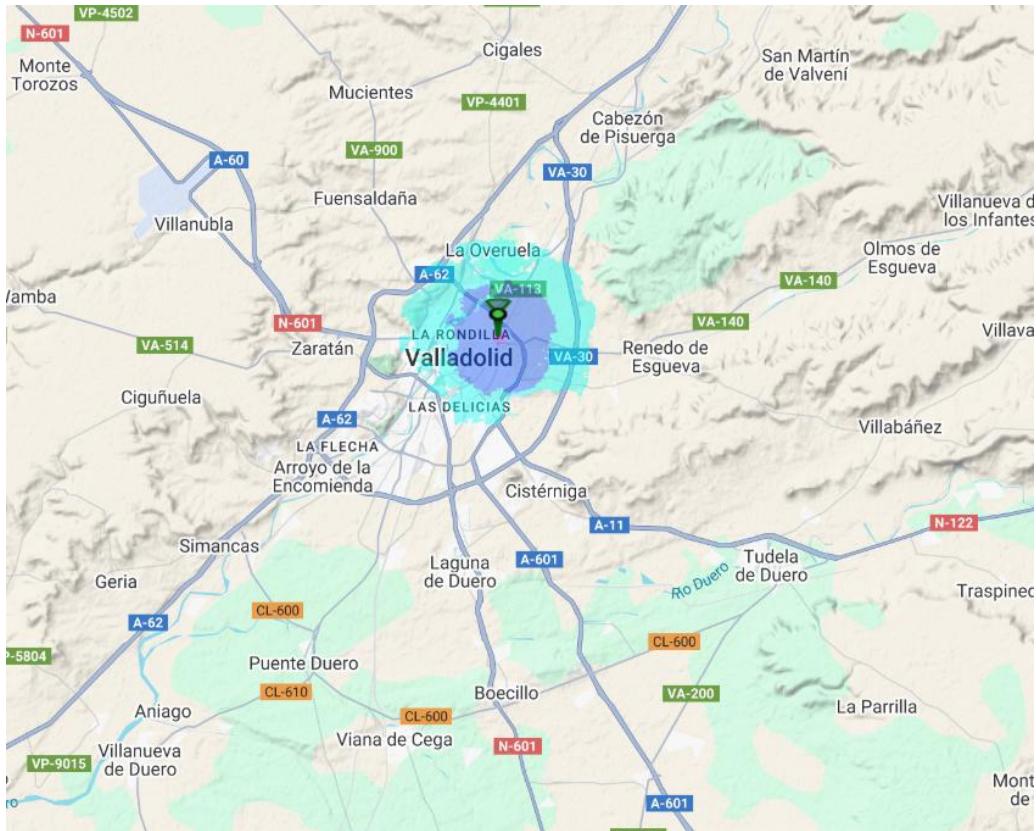


Figura 73. Estudio de cobertura en 2^a ubicación.

4.2 CÁLCULO DE ALCANCE

Para el cálculo de alcance, se ha utilizado los mismos parámetros especificados en las simulaciones, en concreto:

- Potencia de transmisión de 14dBm.
- Potencia de recepción o sensibilidad del receptor de -137 dBm.
- Ganancia de la antena de -4.89 dBi, tanto de la transmisora como de la receptora.

Con estos datos se ha resuelto la fórmula del balance de enlace, despejando la distancia máxima:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - 32.45 - 20 \log(f(\text{MHz})) - 20 \log(d(\text{km}))$$

$$20 \log(d(\text{km})) = P_t + G_t + G_r - 32.45 - 20 \log(f(\text{MHz})) - P_r$$

$$20 \log(d(\text{km})) = 14 - 4.89 - 4.89 - 32.45 - 20 \log(868) - (-137) = 50$$

$$d(\text{km}) = 316.21 \text{ km}$$

Si modificamos la sensibilidad a -129 dBm, la distancia se reduce hasta:

$$20 \log(d(km)) = 14 - 4.89 - 4.89 - 32.45 - 20 \log(868) - (-129) = 42$$

$$d(km) = 125.89 \text{ km}$$

Evidentemente, estos resultados son excesivamente elevados respecto a la simulación, debido a que son demasiado básicos y no tienen en cuenta muchas otras variables que afectan al alcance real.

La calculadora Lora Semtech realiza un cálculo más realista teniendo en cuenta más variables, hemos realizado una simulación del alcance con el objetivo de contrastar sus resultados con los obtenidos teóricamente y en las simulaciones. Se ha especificado el modelo SX1262 los parámetros de Tx Power a 14dBm, frecuencia a 868MHz, *Spreading Factor* a 12 y *Bandwidth* a 125KHz (estos dos últimos para conseguir una sensibilidad de -137dBm conforme a las hojas de especificaciones).

BW_L=125 KHz SF=12 | -137 | dBm

Figura 74. Relación BW y SF con sensibilidad de hoja de especificaciones.

Hemos simulado y se ha obtenido un alcance de 3,89km, valor mucho menor como era de esperar.

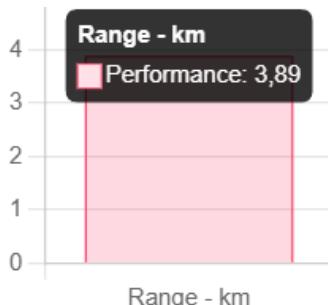


Figura 75. Alcance con calculadora LoRa Semtech para -137 dBm.

Hemos repetido la operación para el caso de -129dBm de sensibilidad, ajustando el *Bandwidth* a 500KHz, resultando en un valor algo inferior de 2,3km.

BW_L=500 KHz SF=12 | -129 | dBm

Figura 76. Relación BW y SF con sensibilidad de hoja de especificaciones.

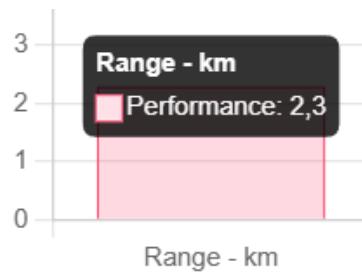


Figura 77. Alcance con calculadora LoRa Semtech para -129 dBm.

4.3 DATUM EMPLEADO

Para la correcta interpretación de los resultados de cobertura obtenidos con la herramienta de simulación Xirio es necesario definir el sistema de referencia geodésico empleado, ya que la geolocalización de los emplazamientos y la utilización del Modelo Digital del Terreno dependen directamente del datum seleccionado. Un datum establece la relación entre las coordenadas geográficas y la superficie física terrestre, permitiendo que los resultados simulados tengan una correspondencia espacial precisa.

Un datum (o sistema de referencia geodésico) es un conjunto de parámetros que definen la forma y dimensiones de un elipsoide de referencia y su posición respecto al centro de masas de la Tierra. Funciona como el punto de anclaje geométrico que permite relacionar un sistema de coordenadas (latitud, longitud) con la superficie física terrestre. Sin un datum definido, las coordenadas son valores abstractos sin correspondencia física precisa.

En el ámbito europeo y español, los sistemas de referencia más relevantes son WGS84, ETRS89 y, de forma histórica, ED50, así como la proyección cartográfica UTM para la representación en coordenadas planas. Mientras que ETRS89 es el sistema oficial vigente en Europa, el WGS84 es el sistema geocéntrico global utilizado por el GPS y por la mayoría de los visores cartográficos y herramientas de planificación radioeléctrica.

En este proyecto se ha optado por emplear el sistema de referencia WGS84, ya que Xirio Online basa su cartografía en este datum y su uso garantiza una correcta alineación entre los resultados de simulación y la cartografía visual de fondo. Además, al tratarse del sistema nativo de los receptores GPS, se evita la necesidad de realizar transformaciones de coordenadas, reduciendo la posibilidad de introducir errores en la localización de los emplazamientos.

Aunque el ETRS89 es el sistema oficial establecido por el Instituto Geográfico Nacional, la diferencia espacial entre ambos sistemas en la placa euroasiática es inferior a un metro, por lo que resulta despreciable en el contexto de un estudio de cobertura radioeléctrica a gran escala. Esta discrepancia es insignificante frente a la resolución del MDT y no afecta a la validez técnica de los resultados obtenidos.

Finalmente, el uso de WGS84 facilita la exportación directa de los resultados a formatos estándar como KML o KMZ, permitiendo su visualización sobre entornos reales sin necesidad de conversiones geodésicas adicionales, lo que resulta especialmente útil para la presentación y validación del proyecto.

4.4 CONCLUSIONES

En este apartado se han llevado a cabo dos estudios de cobertura con la herramienta Xirio Online, en estos se ha ajustado la localización, altura y diagramas de radiación de las antenas, la potencia de transmisión, sensibilidad del receptor, métodos de cálculo y rangos para visualizar la señal entre otros.

Con ello se ha podido observar cómo afecta de forma muy significativa la altura de las antenas al área cubierta, puesto que al aumentar la altura se consigue evadir una mayor cantidad de obstáculos como edificios o formaciones montañosas. También se ha llevado a cabo un balance de enlace, pudiendo observar así la gran diferencia de alcance entre las simulaciones y un modelo teórico más simple. Se ha incluido además el cálculo de alcance mediante la calculadora LoRa de Semtech como referencia adicional. Por último, se ha justificado el datum empleado, WGS84.

Como posibles líneas futuras se podría seguir modificando parámetros que hemos dejado por defecto en Xirio, y experimentar con diferentes métodos de cálculo, incluso comparar con otras herramientas de simulación.

4.5 RESPONSABILIDADES

Cálculo de cobertura azotea: Alonso Sandoval Martínez y Víctor Rueda Domínguez

Cálculo de cobertura suelo: Víctor Rueda Domínguez

Cálculo balance de enlace: Víctor Rueda Domínguez

Teoría cobertura y datum: Lucía López García

Revisión de los resultados: Iván Herrero Alonso y Andrés García Treviño

5. COMUNICACIÓN LORA

Ingeniero responsable: Lucía López García

El presente apartado detalla la implementación práctica de un sistema de comunicación inalámbrica de largo alcance y bajo consumo basado en la tecnología LoRa (*Long Range*). Este sistema es fundamental para la transmisión de datos del proyecto, operando bajo las condiciones específicas de la banda ISM y la modulación CSS (*Chirp Spread Spectrum*).

El objetivo principal es establecer un enlace robusto punto a punto utilizando dos microcontroladores Arduino como plataforma de procesamiento. A diferencia de comunicaciones internas o cableadas, se emplea un protocolo de comunicación inalámbrica mediante dos módulos LAMBDA62 (basados en el *chipset* SX1262 de Semtech), que actúan como transceptor (TX) y receptor (RX).

La tecnología LoRa (*Long Range*) se define como una técnica de modulación inalámbrica diseñada específicamente para redes de baja potencia y gran alcance (LPWAN), ocupando un nicho fundamental en el ecosistema del Internet de las Cosas (IoT). A diferencia de otros estándares de comunicación que priorizan el ancho de banda, LoRa se centra en maximizar la sensibilidad del receptor y minimizar el consumo energético, permitiendo establecer enlaces de varios kilómetros con potencias de transmisión muy reducidas. Es importante destacar que LoRa, dentro del modelo OSI, define estrictamente la capa física del sistema, es decir, el método de modulación y transmisión de la señal en bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), diferenciándose de protocolos de red superiores como LoRaWAN, que gestionan el acceso al medio y la arquitectura de red.

El núcleo de la robustez de LoRa reside en su técnica de modulación conocida como *Chirp Spread Spectrum* (CSS). Esta técnica codifica la información mediante pulsos o *chirps* que varían linealmente su frecuencia a lo largo del tiempo, barriendo todo el ancho de banda asignado del canal. Esta característica de ensanchamiento espectral dota a la señal de una alta inmunidad frente a las interferencias, el ruido térmico y los desvanecimientos por trayectos múltiples, permitiendo incluso la demodulación de señales que se encuentran por debajo del nivel de ruido del entorno, una capacidad crítica para comunicaciones de largo alcance en entornos hostiles.

Para adaptar la comunicación a las necesidades específicas de cada proyecto, el rendimiento del enlace LoRa se define mediante el equilibrio de tres parámetros configurables: el Factor de Ensanchamiento (*Spreading Factor*), el Ancho de Banda (*Bandwidth*) y la Tasa de Codificación (*Coding Rate*). La modificación de estos valores permite alterar la relación entre la velocidad de transmisión y el alcance máximo. Por ejemplo, un mayor factor de ensanchamiento incrementa la duración del símbolo en el aire, mejorando la sensibilidad y el alcance a costa de reducir la tasa de bits, mientras que la tasa de codificación introduce redundancia en la trama para la corrección de

errores o FEC (*Forward Error Correction*), asegurando la integridad de los datos recibidos. Esta flexibilidad permite diseñar enlaces robustos punto a punto optimizados tanto para la distancia como para la eficiencia energética.

5.1 ESPECIFICACIONES LORA

Para la realización de esta práctica se ha empleado el módulo LAMBDA62, el cual integra el transceptor de radio Semtech SX1262. Las condiciones técnicas y parámetros de configuración establecidos para el enlace son los siguientes:

- **Frecuencia de operación:** 868 MHz (Banda ISM Europa).
- **Potencia de transmisión (P_{Tx}):** se ha configurado a 14dBm (aprox. 25 mW). Aunque el módulo permite hasta 22dBm, se ha limitado para proteger el puerto USB del ordenador, reducir el consumo y ajustarse a la normativa española vigente.
- **Sensibilidad:** el *chipset* SX1262 ofrece una sensibilidad teórica de hasta -148 dBm, permitiendo la recepción de señales por debajo del nivel de ruido térmico.
- **Ganancia de antena (G_{Tx}):** se han utilizado las antenas helicoidales suministradas en el kit, con una ganancia típica aproximada de 2dBi.
- **Velocidad y modulación:** se han empleado los parámetros estándar de la librería RadioLib para una mayor robustez:
 - Ancho de Banda (BW): 125 kHz.
 - Factor de Dispersión (SF): 9.
 - Tasa de Codificación (CR): 4/7.
- **Gestión de la comunicación:** para optimizar el tiempo de procesador, la recepción no se realiza por sondeo (*polling*), sino mediante interrupciones hardware. El pin DIO1 del módulo alerta al microcontrolador inmediatamente tras la recepción exitosa de un paquete.

5.1 EMPLEO DE ARDUINOS

Una vez establecidos los fundamentos teóricos de la modulación LoRa y definidos los parámetros operativos del enlace, este subapartado se centra en la ejecución práctica del prototipo. El objetivo es pasar del esquema conceptual a la realidad física mediante la configuración del hardware y el desarrollo del software de control.

Este desarrollo se basa en la experiencia previa con sistemas de microcontroladores, reutilizando la plataforma Arduino y el protocolo de comunicación SPI (Serial Peripheral Interface) como interfaz de control. En este caso, el protocolo SPI no solo permite la comunicación entre microcontroladores, sino que se emplea para establecer el diálogo de datos y comandos entre cada microcontrolador Arduino y su respectivo módulo de radio LAMBDA62.

5.1.1 ADAPTACIÓN DEL VOLTAJE

Un desafío técnico crítico abordado en esta fase ha sido la incompatibilidad de niveles lógicos. El Arduino UNO opera con lógica TTL de 5V, mientras que el módulo LAMBDA62 (SX1262) trabaja estrictamente a 3,3V. La conexión directa de las líneas de salida del Arduino al módulo podría dañar irreversiblemente el transceptor. Por tanto, se ha requerido el diseño de una etapa de adaptación de niveles.

Para adaptar las señales digitales de 5V (Arduino) a los 3,3V requeridos por el módulo LoRa, se ha implementado un circuito de divisores de tensión resistivos en las líneas de salida del maestro: SCK, MOSI, NSS y RST.

Utilizando los componentes disponibles en el kit de trabajo, se seleccionaron los siguientes valores de resistencia para el divisor:

- R_1 (en serie con la señal): 1k Ω
- R_2 (derivación a masa): 1,8k Ω

Aplicando la fórmula del divisor de tensión se comprueba el voltaje de salida adaptado a las necesidades del sistema:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5V \cdot \frac{1800\Omega}{1000\Omega + 1800\Omega} = 3,21V$$

Este valor de 3,21 V es óptimo, ya que es seguro para el módulo (< 3.3V) y es interpretado correctamente como un '1' lógico. Las líneas de entrada al Arduino (MISO, DIO1, BUSY) se conectan directamente, ya que el Arduino reconoce los 3,3V como nivel alto.

5.1.2 INTERCONEXIONES

Para poder hacer una correcta conexión de las placas de Arduino UNO a los módulos LAMBDA62, se ha de definir cuáles serán las conexiones físicas de los pines del Arduino que asegurarán una correcta transmisión.

A diferencia de otros módulos, el LAMBDA62 requiere una gestión activa del interruptor de radiofrecuencia (RF Switch). Se han configurado los pines 4 y 5 como salidas y se han vinculado a la librería RadioLib mediante “radio.setRfSwitchPins(4, 5)”. Esto permite que el sistema commute automáticamente la conexión de la antena monopolo hacia la etapa de transmisión o recepción según la función invocada, optimizando la ganancia y evitando daños en el hardware.

Especificamente, todos los pines que se han de conectar son los once detallados a continuación:

Tabla 2 Pines Arduino y módulo Lambda

Tipo de pin	Pin Arduino	Pin LAMBDA62	Función
Alimentación	3.3V	VCC (3)	Alimentación del módulo. Conexión directa a 3,3V
Tierra	GND	GND (2)	Establece referencia 0V.
SPI (reloj)	13	SCLK (13)	Reloj síncrono. Requiere 3,3V.
SPI (recepción)	12	SDO (14)	Recibe respuestas y datos. (MISO)
SPI (transmisión)	11	SDI (15)	Envía comandos y datos. (MOSI) Requiere 3,3V.
SPI (selección)	10	nSEL(16)	Activa el chip para que escuche comandos. Requiere 3,3V.
Control	9	RESET (12)	Reinicio por software. Requiere 3,3V.
LoRa (recepción)	4	RX_SWITCH (4)	Modo receptor HIGH. Requiere 3,3V.
LoRa (transmisión)	5	TX_SWITCH (5)	Modo transmisor HIGH. Requiere 3,3V.
Control LoRa (estado ocupado)	3	BUSY (6)	El Arduino debe esperar a que esté LOW antes de enviar comandos SPI.
Control LoRa (interrupción)	2	DIO1 (7)	Notifica eventos como Tx/Rx completado.

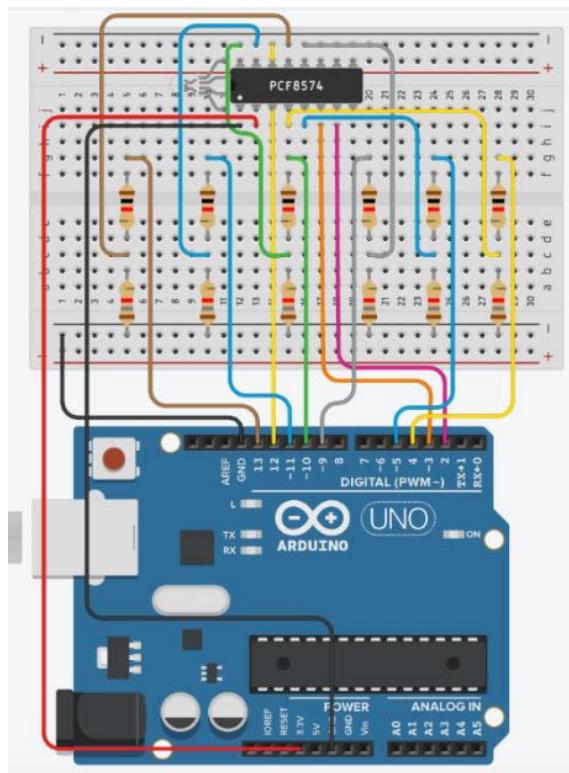


Figura 78. Conexionado Arduino-Lambda

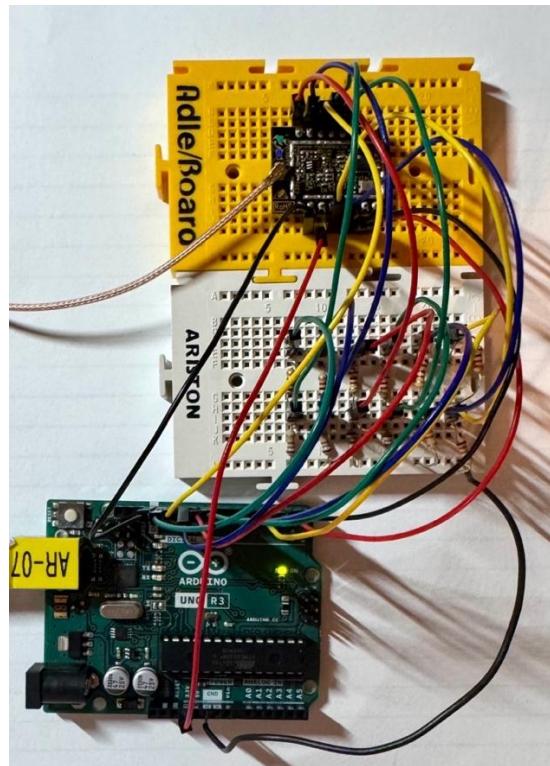


Figura 79. Conexiones Arduino-Lambda vista frontal

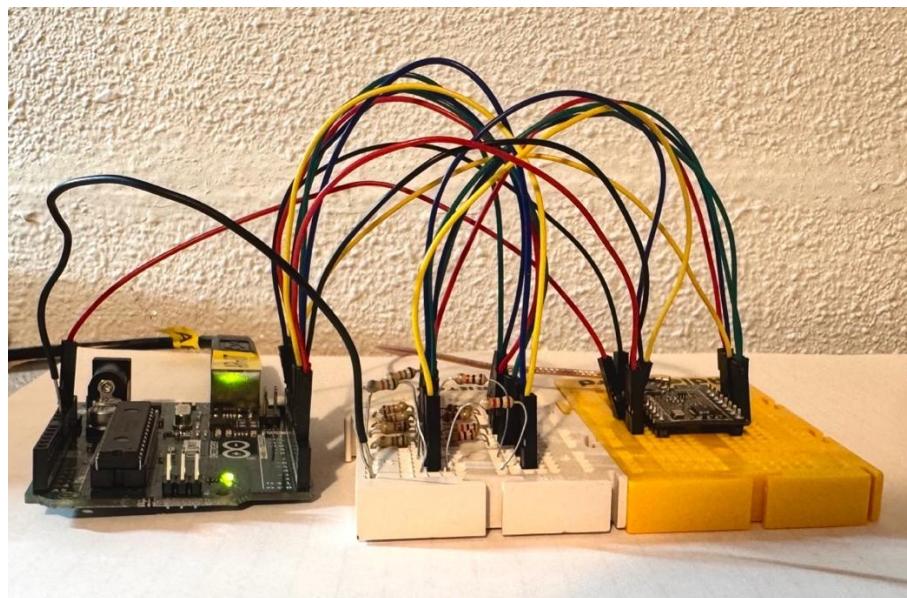


Figura 80. Conexiones Arduino-Lambda vista lateral

5.1.3 CÓDIGOS MÓDULOS ARDUINO

LIBRERÍAS UTILIZADAS

Se ha empleado la librería RadioLib del autor Jan Gromes, seleccionada por su compatibilidad nativa con el *chipset* SX1262 y su flexibilidad para gestionar configuraciones avanzadas como el pin BUSY y las interrupciones. La versión utilizada fue la 7.0.0 puesto que la última superaba el tamaño aceptado.

CÓDIGOS MAESTRO Y ESCLAVO

Dado que el módulo LAMBDA62 incluye un conmutador de radiofrecuencia (RF Switch) externo al chip SX1262, ha sido necesario definir explícitamente los pines de control para las rutas de transmisión y recepción. Sin esta configuración, la señal no saldría por la antena monopolo. Las dos líneas de código que especifican los pines son las siguientes:

- SX1262 radio = new Module (10, 2, 9, 3);
- radio.setRfSwitchPins(4,5);

La configuración del enlace se realiza mediante el método begin. Es crítico destacar que ambos nodos comparten exactamente la misma configuración de espectro ensanchado para poder comunicarse. Un punto clave en el desarrollo fue el último parámetro (0.0), necesario para indicar al driver que el módulo utiliza un cristal XTAL estándar y no un oscilador TCXO, evitando así errores de voltaje en el arranque. El método begin se especifica tanto en el maestro como en el esclavo así: “int estado = radio.begin(868.0, 125.0, 9, 7, RADIOLIB_SX126X_SYNC_WORD_PRIVATE, 14, 8, 0.0);”

El código del maestro implementa un sistema de sondeo del puerto serie. Para cumplir con la especificación de envío tras el retorno de carro, el maestro utiliza la función “Serial.readStringUntil("\n)". Esta instrucción bloquea la lectura hasta detectar el carácter de nueva línea generado por la tecla ENTER. Adicionalmente, se aplica “mensaje.trim()" para asegurar que no se envíen caracteres invisibles que puedan ensuciar la visualización en el receptor.

Posteriormente, la función “radio.transmit(mensaje)" se encarga de encapsular la cadena en un paquete LoRa, gestionar el pin 4 (TX_ENABLE) y enviar la trama al aire y esperar la confirmación de envío con “int estadoTx = radio.transmit(mensaje);”

Para enviar el mensaje de manera satisfactoria, se comprueba la condición “estadoTx == RADIOLIB_ERR_NONE" y se envía lo escrito en el monitor.

El nodo receptor opera en un bucle continuo utilizando la función “radio.receive()". A diferencia de la gestión por interrupciones que es más compleja, este método bloqueante simplifica el flujo para pruebas de concepto, deteniendo el procesador hasta que llega un paquete válido o expira el tiempo de espera. De manera análoga al maestro, el esclavo también comprueba la condición “estadoTx == RADIOLIB_ERR_NONE" para mostrar el mensaje recibido.

Adicionalmente, una vez recibido el paquete en el esclavo con “int estadoRx = radio.receive(mensajeRecibido)", se extraen dos métricas fundamentales para validar la calidad del enlace físico en el laboratorio:

- RSSI (Received Signal Strength Indicator): potencia de la señal recibida en dBm. La lectura de potencia se hace mediante “Serial.print(radio.getRSSI())”

- SNR (Signal-to-Noise Ratio): relación señal/ruido, que en modulación LoRa permite decodificar señales incluso con valores negativos (por debajo del ruido). La lectura de la calidad se hace con “Serial.print(radio.getSNR())”.

ENVÍO Y RECEPCIÓN ENTRE MAESTRO Y ESCLAVO

Conectando al ordenador dos Arduinos con sus respectivas conexiones a un módulo lambda, que iba conectado al monopolo construido en el laboratorio resonando a 868MHz, se procedió a ejecutar uno como maestro y otro como esclavo, enviando un mensaje desde el maestro y recibiéndolo en el esclavo. La primera prueba con resultado satisfactorio se realizó en colaboración con miembros de otros grupos.

El conexionado se veía como se muestra en la siguiente imagen:

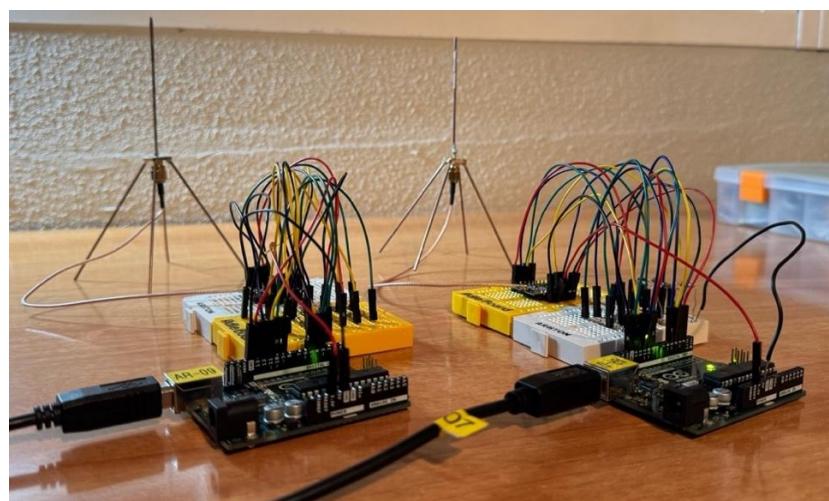


Figura 81. Conexión física entre maestro y esclavo

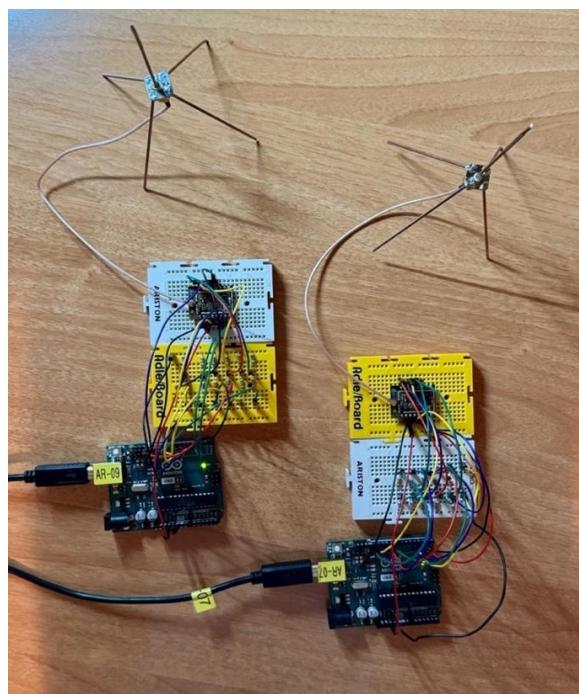
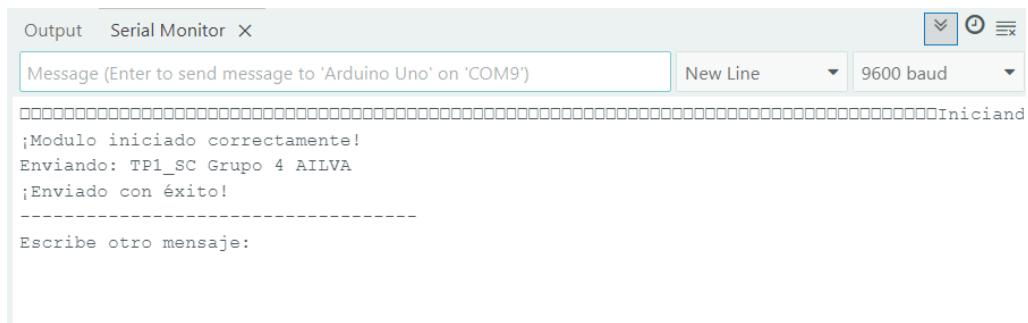


Figura 82. Arduino-Lambda-monopolo para conexión maestro-esclavo

El monitor del envío y recepción exitoso fue el siguiente:



The screenshot shows the Arduino Serial Monitor window. The title bar says "Output Serial Monitor X". The message area displays the following text:

```

Message (Enter to send message to 'Arduino Uno' on 'COM9')
New Line 9600 baud
-----[REDACTED]-----Iniciand
;Modulo iniciado correctamente!
Enviando: TP1_SC Grupo 4 AILVA
;Enviado con éxito!
-----
Escribe otro mensaje:
  
```

Figura 83. Monitor maestro



The screenshot shows the Arduino Serial Monitor window. The title bar says "Output Serial Monitor X". The message area displays the following text:

```

Message (Enter to send message to 'Arduino Uno' on 'COM7')
New Line 9600 baud
-----[REDACTED]-----Iniciando ESCLAVO LAMBDA62 (Receptor)...
;Receptor iniciado! Esperando paquetes...
-----
Mensaje recibido: TP1_SC Grupo 4 AILVA
RSSI (Potencia): -30.00 dBm
SNR (Calidad): 9.00 dB
  
```

Figura 84. Monitor esclavo

5.2 VERIFICACIÓN DE SEÑALES (OSCILOSCOPIO)

Una vez completado el montaje del prototipo, se realizó una fase crítica de validación experimental utilizando un osciloscopio digital Tektronix. El objetivo primordial de este análisis fue verificar la integridad física de la comunicación y asegurar que los divisores de tensión implementados cumplían su función de protección. Dado que los pines del microcontrolador Arduino operan con niveles lógicos de 5V, mientras que el transceptor LoRa LAMBDA62 requiere niveles de 3,3V, la correcta atenuación de las señales en el bus SPI es imperativa para evitar daños permanentes en el chip SX1262.

Para la toma de medidas, se empleó una sonda ajustada en escala x10 conectada al pin digital 13 (SCK) del Arduino Maestro. El punto de medida se situó estratégicamente tras el divisor de tensión, permitiendo monitorizar la señal que recibe directamente el módulo de radio. La configuración del disparo (*trigger*) se estableció en Modo Single con un umbral de tensión de 1,91V y detección de flanco de subida, lo que permitió capturar con precisión la ráfaga de pulsos de reloj en el instante exacto del envío.

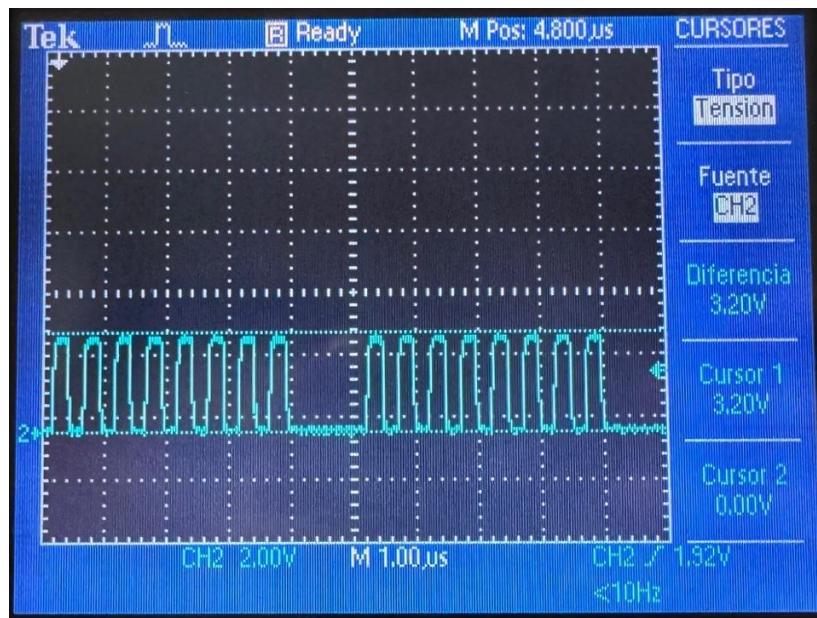


Figura 85. Visualización en osciloscopio de señal de reloj a 3,3V

Como se observa en la Figura 85, los niveles de tensión de la señal de reloj oscilan entre 0V y aproximadamente 3,2V. Este resultado confirma experimentalmente que el divisor de tensión está operando según los cálculos teóricos previos, protegiendo adecuadamente la entrada de reloj del módulo LAMBDA62.

Asimismo, se realizó una comparativa de la señal antes y después del divisor para asegurar que, aunque la amplitud se reduce para adaptarse a los niveles de 3,3V, la forma de onda mantiene sus flancos nítidos y no presenta deformaciones o retardos que pudieran comprometer el sincronismo de la comunicación, véase Figura 86.

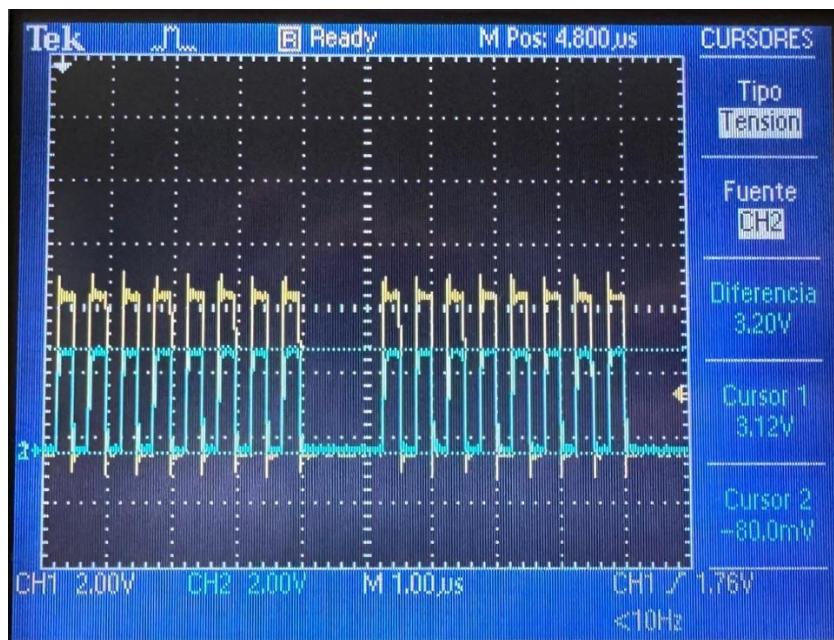


Figura 86. Visualización en osciloscopio de señal de reloj a 5V (amarillo) y 3,3V (azul)

Posteriormente, se procedió a analizar la relación síncrona entre el reloj y la línea de datos MOSI (*Master Out Slave In*).

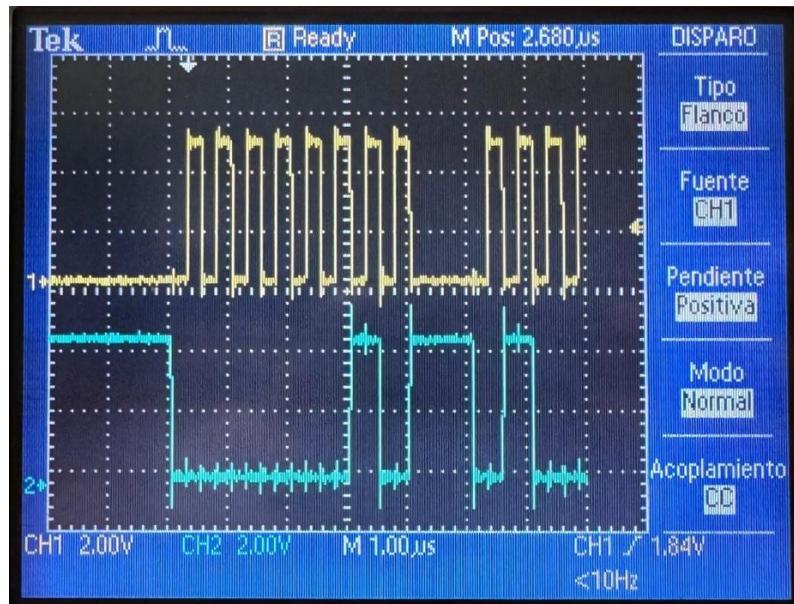


Figura 87. Visualización en osciloscopio de señal de reloj (amarillo) y señal MOSI (azul)

En la señal detallada en la Figura 87 se aprecia cómo los datos son enviados desde el Arduino; que funciona como maestro, al módulo LAMBDA62; que opera como esclavo, lo que confirma que el microcontrolador está transmitiendo correctamente la información hacia el módulo LoRa.

Finalmente, se monitorizó la línea MISO (*Master In Slave Out*) para verificar la respuesta del módulo hacia el microcontrolador, véase Figura 88.

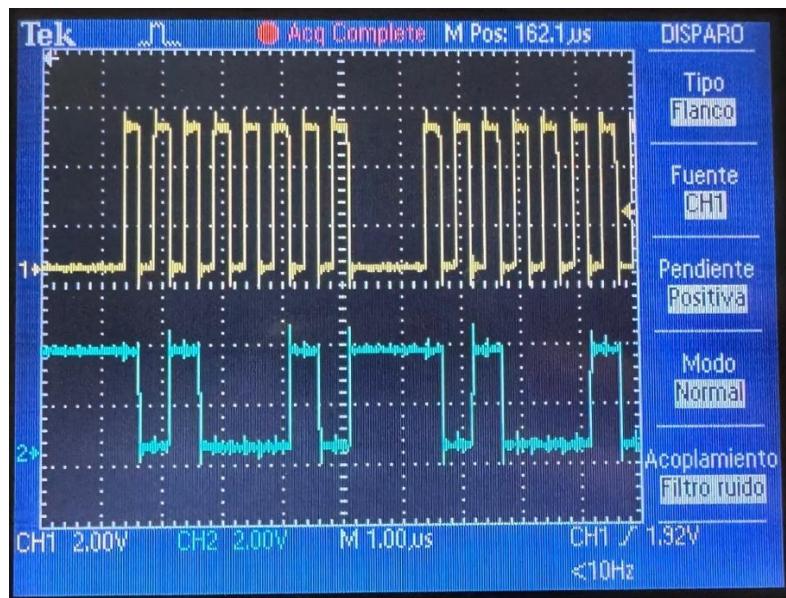


Figura 88. Visualización en osciloscopio de señal de reloj (amarillo) y señal MISO (azul)

En la captura se identifica actividad en la línea MISO durante las transferencias, lo que indica que el módulo LoRa responde al microcontrolador enviando datos de vuelta.

Las medidas realizadas con el osciloscopio permiten verificar que la comunicación SPI entre el Arduino y el módulo LAMBDA62 funciona de manera correcta a nivel eléctrico y temporal. La observación clara de las señales de reloj, MOSI y MISO durante las transferencias confirma que el sistema está preparado para operar de forma fiable en las pruebas de comunicación inalámbrica descritas en los apartados posteriores.

5.3 COMUNICACIÓN INALÁMBRICA (SE)

Una vez validados los niveles lógicos y la viabilidad del enlace mediante los prototipos Arduino se procedió a la implementación definitiva del transceptor LoRa dentro del sistema electrónico integrado del proyecto. En esta fase, el dispositivo actúa como un nodo de radiofrecuencia (RF) encargado de la transmisión y recepción de datos de sensores a través de una red inalámbrica de largo alcance, eliminando la necesidad de infraestructura de telecomunicaciones adicional. El núcleo de esta integración reside en el control directo del *chip* SX1262 a través de la interfaz SPI, lo que permite una gestión precisa de los registros internos para optimizar el consumo y el alcance.

Debido a que el desarrollo inicial se basó en librerías diseñadas para entornos Arduino (C++), uno de los desafíos fundamentales fue la migración de este código a un entorno de programación en lenguaje C compatible con el sistema electrónico final. Para aprovechar la robustez de la librería específica del SX1262, se optó por recrear y "traducir" las funciones esenciales que el *driver* requiere para operar. Este proceso de emulación permitió mantener la lógica de control del transceptor mediante la implementación de funciones personalizadas.

En el sistema electrónico integrado, el flujo de transmisión se inicia cargando el mensaje, byte a byte, en la memoria FIFO del módulo LoRa. Tras el envío secuencial, el sistema consulta el registro de estado para verificar que la transmisión se ha completado sin errores; en caso de éxito, el transceptor queda en modo *standby* (*stby*) para minimizar el consumo energético.

Para la operación final del dispositivo, se ajustaron los parámetros de la capa física del modelo OSI buscando un equilibrio entre velocidad y robustez en el entorno de pruebas. Una configuración particularizada, junto con la capacidad de activar o desactivar la ruta de RF mediante el control del conmutador externo (*RF Switch*), asegura que el módulo de sensores pueda transmitir de manera fiable los datos recogidos, integrando todas las etapas del diseño electrónico y de comunicaciones abordadas en este proyecto.

5.4 CONCLUSIONES

La implementación del sistema de comunicación ha validado con éxito la tecnología LoRa como una solución robusta y eficiente para el enlace inalámbrico del proyecto. El empleo de la modulación por espectro ensanchado (CSS) permitió establecer una comunicación punto a punto fiable, aprovechando la alta sensibilidad del transceptor SX1262 para operar con garantías en la banda ISM de 868MHz. Durante las pruebas de laboratorio, la configuración equilibrada de parámetros como el factor de ensanchamiento y el ancho de banda resultó fundamental para lograr transmisiones íntegras entre los nodos maestro y esclavo, confirmando la viabilidad del estándar para el intercambio de caracteres y datos complejos.

Un aspecto determinante en el éxito del prototipado fue la correcta gestión del hardware y la verificación de la integridad de las señales eléctricas. Se comprobó que el diseño de los divisores de tensión cumplió satisfactoriamente su función protectora al adaptar los niveles lógicos de 5V del microcontrolador Arduino a los 3,3V requeridos por el módulo LAMBDA62. Esta seguridad eléctrica fue refrendada mediante el análisis detallado con osciloscopio, donde se confirmó que la sincronización del bus SPI y los patrones de bits se mantenían nítidos y libres de errores durante la comunicación interna.

Finalmente, la migración del sistema hacia el módulo de sensores definitivo demostró la flexibilidad del diseño al traducir con éxito las librerías de Arduino a un entorno de programación nativo en lenguaje C. La recreación de funciones críticas y la gestión directa de la memoria FIFO permitieron automatizar el envío de telemetría real capturada por los sensores. Con la configuración final, el sistema integrado garantizó un balance de enlace positivo y una gestión energética eficiente mediante el uso de estados de reposo, cerrando satisfactoriamente el ciclo de desarrollo de las comunicaciones del proyecto.

5.5 RESPONSABILIDADES

Fundamento teórico e integración SE: Lucía López García

Conexionado, código y verificación: Lucía López García

Revisión conceptos teóricos: Alonso Sandoval Martínez

Revisión conexiónado e implementación: Iván Herrero Alonso

Revisión resultados: Andrés García Treviño y Víctor Rueda Domínguez

6. CONCLUSIONES

El trabajo desarrollado en esta asignatura ha permitido abordar de forma integral el diseño, implementación y validación de un sistema de comunicaciones inalámbricas de baja potencia y largo alcance, cubriendo todas las etapas relevantes desde el punto de vista de la ingeniería de telecomunicación. A lo largo del proyecto se han combinado fundamentos teóricos, herramientas de simulación profesional y medidas experimentales, lo que ha proporcionado una visión completa y realista del comportamiento de un sistema LoRa operativo en la banda ISM de 868 MHz.

En primer lugar, el diseño y análisis de los sistemas radiantes ha puesto de manifiesto la importancia de la simulación electromagnética como herramienta de apoyo al diseño. Tanto la antena de parche como el monopolo con meandros han sido estudiados inicialmente mediante HFSS, permitiendo estimar dimensiones, frecuencia de resonancia, adaptación de impedancias y patrones de radiación. No obstante, la comparación con las medidas reales ha evidenciado que, si bien las simulaciones resultan fundamentales para orientar el diseño, la caracterización final de una antena solo puede considerarse válida tras su fabricación y ajuste experimental. Factores como tolerancias mecánicas, recubrimientos, planos de tierra reales y elementos metálicos próximos influyen de forma significativa en el comportamiento final.

En el caso del monopolo con meandros integrado en PCB, el proceso iterativo de simulación y recorte ha demostrado la sensibilidad de este tipo de antenas compactas al entorno electromagnético inmediato. La inclusión progresiva del módulo transceptor y de sus pines ha permitido comprender cómo los elementos parásitos alteran la resonancia, la impedancia y la eficiencia de radiación. A pesar de estas dificultades, los resultados obtenidos en la antena real, con una excelente adaptación y una frecuencia de resonancia muy próxima a la deseada, validan la viabilidad del diseño para su uso en sistemas LoRa embebidos.

El estudio de cobertura y alcance ha permitido trasladar el diseño físico del sistema al plano de la planificación radioeléctrica. Mediante el uso de herramientas profesionales como Xirio Online y el cálculo analítico del balance de enlace, se ha analizado el impacto de parámetros clave como la altura del transmisor, el modelo de propagación y la sensibilidad del receptor. Los resultados obtenidos confirman que la altura de la antena es un factor determinante en la extensión de la cobertura, especialmente en entornos urbanos, y que los modelos teóricos simplificados tienden a sobreestimar el alcance si no se tienen en cuenta pérdidas adicionales y condiciones reales de propagación.

Finalmente, la implementación práctica del enlace LoRa mediante microcontroladores Arduino y módulos basados en el SX1262 ha permitido cerrar el ciclo completo del sistema de comunicaciones. La correcta configuración de los parámetros de modulación, el uso de interrupciones para la recepción de datos y la verificación experimental del

enlace demuestran que el sistema es capaz de transmitir información de forma robusta y eficiente, cumpliendo los objetivos planteados inicialmente. Este apartado pone de manifiesto la estrecha relación entre el diseño hardware, la configuración del sistema radio y el desarrollo software.

Todo el proyecto ha permitido consolidar conocimientos clave en sistemas de comunicaciones inalámbricas, antenas y propagación radioeléctrica, integrándolos en una solución funcional y realista. Los resultados obtenidos validan plenamente el enfoque seguido y demuestran la correcta consecución de los objetivos propuestos en la asignatura.