

Proyecto Final Integrador

Desarrollo de una Antena de Doble Polarización y Gran Ancho de Banda



Estudiante: Germán Pablo Pedre

Director: Dr. Ing. Alejandro Javier Venere

Codirector: Mg. Ing. Jorge Cogo

Carrera: Ingeniería en Telecomunicaciones

Resumen

Este Proyecto Final Integrador aborda el estudio, diseño, implementación y caracterización de un prototipo de antena —o sensor— de doble polarización concebido para su integración en un arreglo con aplicaciones en radares meteorológicos en banda S, en particular en el rango de frecuencias de 2,7 a 3,1 GHz. El objetivo principal de dicho arreglo es ofrecer una alternativa a los sistemas tradicionales que utilizan movimiento mecánico para orientar el haz principal de radiación, proponiendo en su lugar una solución que permite el apuntamiento electrónico, sin necesidad de desplazar físicamente los elementos.

El desarrollo del proyecto se ha estructurado en etapas interrelacionadas. Se partió del estudio de distintos tipos de antenas, con el fin de establecer una base conceptual sólida desde la cual encarar el diseño. Esta etapa resultó fundamental para seleccionar aquellas que se ajustaban a los requerimientos del presente trabajo. A partir de un modelo inicial simple, el diseño fue evolucionando progresivamente a través de simulaciones, incorporando mejoras que permitieron alcanzar una configuración compatible con las metas planteadas. Durante este proceso, se documentaron los comportamientos observados con el objetivo de consolidar un criterio de diseño que pueda adaptarse a las distintas necesidades.

Una vez obtenida una configuración que mostró un desempeño satisfactorio en las simulaciones, se dio paso a la etapa de implementación, que consistió en la fabricación del prototipo utilizando herramientas y recursos disponibles en el Centro Atómico Bariloche. Esta fase no sólo comprendió el mecanizado de la antena mediante una máquina fresadora, sino también tareas complementarias como la instalación manual de los conectores, la adecuación del plano reflector y la verificación final del ensamblado, asegurando la correcta materialización del diseño desarrollado.

Finalmente, se realizó la caracterización experimental de la antena construida en la cámara semi anecoica de la Universidad Nacional de Río Negro, obteniendo mediciones que permiten evaluar su desempeño y contrastarlo con los resultados teóricos. Estas observaciones se documentan en el presente informe.

Agradecimientos

A mis padres, Luis Alberto Pedre y Marcela Alejandra Cabrera, quienes me han educado con una dedicación ejemplar, inculcándome valores que me acompañarán toda la vida, y que siempre me han brindado su apoyo y amor incondicional. A ellos, que durante años realizaron esfuerzos realmente indescriptibles para que hoy pudiera alcanzar esta meta académica.

A mis hermanos, Franco y Gilda, y a mi cuñada, Ruth, quienes, con su amor, compañía y apoyo, me han ayudado mucho más de lo que se deben imaginar.

A mis compañeros y amigos, especialmente Nahuel, Edison, Nacho, Gustavo y Teo, con quienes tuve la suerte de compartir infinidad de trabajos y horas de estudio.

A mi director de PFI, Alejandro Javier Venere, y a mi co-director, Jorge Cogo, por su constante predisposición, por la confianza depositada en mí para llevar adelante este proyecto, por el tiempo dedicado, por las enseñanzas brindadas a lo largo de la carrera y por el trato siempre tan cercano y amigable.

A las políticas públicas que han hecho posible mi formación y la de miles de personas, promoviendo nuestro desarrollo académico y profesional, con el profundo impacto que ello representa para la sociedad.

Y, finalmente, a los docentes y no docentes que día a día se esfuerzan y dan lo mejor de sí para que los estudiantes puedan continuar con sus estudios.

Índice

Resumen.....	1
Agradecimientos.....	2
Índice.....	3
1. Introducción.....	5
1.1 Motivación.....	5
1.2 Objetivo.....	6
1.3 Requerimientos.....	6
1.4 Metodología.....	7
2. Fundamentos teóricos.....	8
2.1 Conceptos generales de antenas.....	8
2.2 Antenas dipolo.....	10
2.3 Antenas ranuradas — Principio de Babinet.....	11
2.4 Sistema de Coordenadas.....	12
3. Diseño preliminar de la antena.....	14
3.1 Herramientas de diseño y simulación.....	14
3.2 Antena de referencia.....	15
3.3 Análisis de las ranuras.....	16
3.4 Incorporación del plano reflector.....	27
4. Diseño de la arquitectura propuesta.....	32
4.1 Arquitectura propuesta.....	32
4.2 Simulación con mallado adaptativo.....	39
5. Fabricación del prototipo.....	47
5.1 Materiales utilizados.....	47
5.2 Fabricación del circuito impreso.....	47
5.3 Retoques finales, colocación de vías y conectores.....	49
6. Caracterización del prototipo.....	53
6.1 Configuración de la experiencia de medición en cámara anecoica.....	53
6.2 Resultados obtenidos.....	55
6.2.1 Parámetros S.....	55
6.2.2 Diagramas de radiación.....	57
6.2.3 Cálculo de ganancia.....	60
6.2.4 Estimación de la ganancia para todo el rango de operación.....	62
7. Conclusiones.....	66
8. Referencias bibliográficas.....	68



9. Índice de figuras y tablas..... **69**

1. Introducción

1.1 Motivación

Los radares meteorológicos permiten localizar y caracterizar precipitaciones o hidrometeoros en una amplia región alrededor del lugar donde están instalados, lo cual posibilita determinar la estructura y evolución de las tormentas, así como anticipar la ocurrencia de fenómenos climáticos extremos [1]. Entre ellos, los radares polarimétricos representan una mejora significativa, ya que utilizan ondas electromagnéticas con diferentes polarizaciones —típicamente horizontal y vertical— para obtener información más detallada sobre la forma, tamaño y orientación de los hidrometeoros. Esta capacidad permite, por ejemplo, distinguir entre lluvia, granizo o nieve con mayor precisión [2].

Tradicionalmente, este tipo de radares utilizan una única antena altamente directiva, generalmente basada en un reflector parabólico, que permite enfocar el haz de radiación en una dirección específica. Mediante el movimiento mecánico de la antena, se logra escanear distintas zonas del espacio y construir una imagen tridimensional de la atmósfera en observación [2]. Sin embargo, este método implica ciertas limitaciones en cuanto a velocidad de escaneo, precisión y mantenimiento mecánico.

Como alternativa, la tecnología de arreglos de antenas permite reemplazar el apuntamiento mecánico por uno electrónico, mediante el ajuste de fase y amplitud de las señales que alimentan cada elemento del arreglo. Esto permite dirigir el haz principal de radiación hacia diferentes direcciones de forma instantánea, sin necesidad de partes móviles [3]. Esta alternativa ha cobrado gran impulso en los últimos años debido a los avances tecnológicos que permiten reducir costos y mejorar la calibración.

En este contexto, las antenas de microtira y las antenas de apertura, como las ranuras, son especialmente adecuadas. Estas antenas presentan un bajo perfil, pueden ser integradas directamente en placas de circuito impreso, y su fabricación resulta relativamente económica [4]. Además, son fácilmente replicables, lo que las hace ideales para construir arreglos de múltiples elementos. Esta combinación de simplicidad estructural, bajo costo y capacidad de integración electrónica las posiciona como componentes fundamentales para el desarrollo de sistemas de radar polarimétricos modernos, más accesibles y con mejor desempeño.

1.2 Objetivo

El objetivo general de este proyecto consiste en diseñar e implementar una antena individual de doble polarización que cumpla con los requerimientos de radiación en todo el rango de frecuencias de interés para su utilización en un arreglo de sensores para aplicaciones en radares meteorológicos en la sub banda de 2,7 a 3,1 GHz, comprendida dentro de la banda S, la cual se utiliza en servicios de meteorología en los Estados Unidos. Asociado a este objetivo general se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Estudiar antenas de doble polarización de gran ancho de banda.
- Diseñar la antena propuesta y verificar sus características por simulación.
- Implementar y caracterizar un prototipo de validación.

Cabe destacar que para llevar adelante la propuesta se contó con acceso a materiales y las facilidades para la fabricación de prototipos, así como acceso a instrumental de medición que incluye una cámara anecoica certificada, disponibles en el lugar de trabajo.

1.3 Requerimientos

El proyecto se planteó en base a una serie de requerimientos preestablecidos, que incluyen la frecuencia de operación, el ancho de banda, la ganancia, los niveles de rechazo a la polarización cruzada y las dimensiones físicas de la antena. Si bien para esta última no se contaba con un límite de tamaño estricto, desde un principio se priorizó mantener dimensiones reducidas, con el objetivo de facilitar su construcción por su bajo costo y uso en arreglos.

Los requerimientos planteados fueron los siguientes:

- Ganancia moderada: 7 — 9 dBi
- Bajo nivel de polarización cruzada (menor a 20 dB)
- Alto aislamiento entre puertos (superior a 30 dB)
- Gran ancho de banda (superior al 15%)

Desde el inicio, la premisa del desarrollo fue comprender a fondo las distintas etapas del diseño, y sólo en fases más avanzadas, con modelos más cercanos al definitivo, ajustar con precisión las características necesarias para cumplir con los requerimientos. Esta estrategia se basó en la idea de que no resulta razonable mantener características que cumplan con los requerimientos en cada etapa, dado que los cambios a lo largo del desarrollo inevitablemente afectarían la respuesta de la antena.

1.4 Metodología

La metodología utilizada fue la habitual en este tipo de investigaciones. Se desarrollaron lineamientos teóricos que fueron validados con simulaciones por computadora y con la construcción y medición de un prototipo. A continuación se detallan las actividades específicas de investigación y de desarrollo que se siguieron.

- **Estudio de antenas de doble polarización:** La primera etapa del proyecto consistió en estudiar antenas de doble polarización lineal y gran ancho de banda. Se hizo énfasis en antenas de ranuras cruzadas dado que presentan bajo nivel de polarización cruzada. Además, se tuvo en cuenta la factibilidad de implementación en el lugar de trabajo.
- **Diseño y simulación:** En esta segunda instancia del proyecto se llevaron a cabo las tareas de diseño y simulación de la antena propuesta. Para ello, se realizó el diseño en la banda de interés (banda S). Para llevar a cabo estas tareas se utilizó la herramienta de diseño y simulación electromagnética, CST Studio.
- **Fabricación del prototipo:** Se implementó un prototipo de la antena para validar el diseño. Tanto las instalaciones de la Universidad Nacional de Río Negro como el Instituto Balseiro cuentan con un laboratorio de prototipado completamente equipado a disposición de los estudiantes.
- **Caracterización del prototipo:** En esta etapa se definió el instrumental y la puesta en marcha para la caracterización del prototipo. Se realizaron mediciones de la respuesta de la antena para obtener los parámetros requeridos y mediciones del diagrama de radiación para ambas polarizaciones en la cámara anecoica de la Sede Andina de la UNRN.

2. Fundamentos teóricos

En este capítulo se presentan los conceptos teóricos fundamentales para la comprensión del proyecto. Se describen, en particular, las características generales y los parámetros de las antenas, así como las propiedades específicas de las antenas dipolo y de ranura.

2.1 Conceptos generales de antenas

La función principal de las antenas es convertir señales eléctricas en ondas electromagnéticas y viceversa, es decir recibir ondas del espacio libre y transformarlas en señales eléctricas. Tal como se expone en [5], existen distintos tipos de antenas cuya utilización varía según la aplicación. En particular, pueden distinguirse las antenas de alambre (como monopolos, dipolos, lazos, bicónicas, entre otras), las antenas de apertura (como ranuras o bocinas), las antenas impresas o de microtira (microstrip), los arreglos de antenas compuestos por múltiples elementos, las antenas reflectoras y las antenas de lente. En este proyecto se pone especial énfasis en las antenas de alambre, de microtira y de apertura, por presentar propiedades complementarias que las vinculan entre sí, tales como simplicidad estructural, bajo perfil y adecuación a configuraciones de polarización cruzada.

Para comprender su funcionamiento, resulta fundamental considerar varios parámetros interrelacionados que determinan el rendimiento de una antena. Toda antena está diseñada para operar en un rango de frecuencias o frecuencia f , correspondiente a una longitud de onda en el medio, de modo que la antena presenta una longitud física adecuada para resonar.

La *frecuencia de resonancia* es aquella en la cual la *impedancia de entrada* de la antena se comporta de forma *puramente resistiva*, sin componentes inductivos ni capacitivos, lo que permite una radiación eficiente. Si la frecuencia de operación se aleja de esa característica se reduce la potencia radiada.

La *impedancia de entrada*, indicada comúnmente como $Z_{in}(f)$, describe cómo la antena interactúa con una línea de transmisión a una frecuencia determinada. La impedancia de entrada está formada por una parte *real* o *resistiva*, $R_{in}(f)$, y una parte *imaginaria* o *reactiva*, $X_{in}(f)$. Para que la antena realice su función correctamente, Z_{in} debe coincidir con la *impedancia característica* de la línea de transmisión conectada, generalmente con un valor de impedancia de 50Ω . Cuando no coinciden, parte de la potencia que llega a la antena se refleja nuevamente hacia la fuente. Esto se mide mediante el coeficiente de reflexión $\Gamma(f)$, cuya magnitud al cuadrado $|\Gamma(f)|^2$ representa la fracción de la potencia que es reflejada por desadaptación de impedancia. En la práctica, este parámetro se mide con un analizador vectorial de redes y se expresa como

parámetro S_{11} . Generalmente el valor de $|\Gamma(f)|$ se expresa en dB a través del parámetro de *pérdida por reflexión*, *pérdida de retorno*, o *RL* por sus siglas en inglés. Este parámetro se define como:

$$RL \text{ [dB]} = -20\log_{10}|\Gamma|$$

Naturalmente, cuanto mayor sea el valor de RL —o, de forma equivalente, cuanto menor sea la potencia reflejada— mejor será la adaptación de impedancias, y en consecuencia, el rendimiento de la antena.

El diagrama de radiación o patrón de radiación, describe la densidad de potencia emitida en diferentes direcciones del espacio alrededor de la antena. Esto se puede visualizar en cortes bidimensionales o en gráficos tridimensionales. Este diagrama ofrece información sobre las características de radiación y permite definir parámetros fundamentales como por ejemplo el *ángulo de máxima radiación*, el *ancho de haz de 3 dB*, el *nivel de lóbulos laterales*, la *directividad* y la *relación axial*. La *directividad*, simbolizada como D —usualmente medida en [dBi]—, cuantifica la capacidad de la antena de concentrar la energía radiada en una dirección particular en comparación a otro tipo de antena. Comúnmente la referencia son las antenas *isotrópicas*, que son aquellas antenas ideales que irradian la misma densidad de potencia hacia todos lados. Una directividad elevada significa que la antena “gana” en algún punto del espacio en concentración de potencia respecto a la antena isotrópica.

La directividad no considera las pérdidas internas de la antena. Para tener en cuenta dichas pérdidas, se define la *ganancia* como el producto entre la directividad y la *eficiencia de radiación*. La eficiencia de radiación mide la fracción de la potencia que ingresa a la antena que efectivamente se convierte en potencia radiada al espacio libre, descontando las pérdidas dieléctricas y las pérdidas resistivas en los conductores. Una antena puede tener alta directividad, pero si el material absorbe parte de la energía o las corrientes recorren trayectorias que producen pérdidas como calor, su eficiencia disminuye, y con ella también la ganancia.

Por otro lado, también conviene tener en cuenta la desadaptación al hablar de ganancia para tener un parámetro más realista. Es por esto que se utiliza el parámetro de *ganancia realizada*, el cual considera también las pérdidas por reflexión.

Existe además otro parámetro relevante en cuanto a la eficiencia de la antena, la *eficiencia total* de la antena. Esta característica incluye las pérdidas por desadaptación y las pérdidas en los conductores y el dieléctrico que componen la antena. De esta forma se consigue una medida global del desempeño. Por ejemplo, si la eficiencia de radiación de una antena es 90% y presenta una pérdida por reflexión del 5%, la eficiencia total de la antena resulta de $0,9 \times 0,95 = 0,855 = 85,5\%$.

Otro aspecto importante a considerar cuando se habla del rendimiento o funcionamiento de una antena es la *polarización*. La polarización indica la orientación del campo eléctrico de la onda radiada en la dirección de propagación. En antenas lineales, se puede determinar la polarización de la señal con la orientación del elemento radiante. Existen distintos tipos de polarización, en particular, en la antena de este proyecto, se busca una antena que sea capaz de recibir correctamente señales de polarización lineal tanto horizontal como vertical. Como se verá a lo largo del trabajo, se habla también de *relación axial* o *linealidad*, y de *rechazo a la polarización cruzada*. Esto es la medida que describe que tan lineal o elíptica es la polarización de una antena. Este parámetro se obtiene de comparar la amplitud del eje mayor y menor de la elipse de polarización. En términos numéricos, cuando la relación axial es cercana a 0 dB se trata de una polarización circular casi perfecta, ya que indica que el eje mayor y menor son casi idénticos, que es lo que sucede en un círculo casi perfecto. A medida que ese valor aumenta se habla de polarizaciones elípticas, por ejemplo con 3 dB, mientras que si los valores rondan los 40 dB, se puede considerar que se trata de una polarización casi perfectamente lineal.

Por su parte, el *rechazo a la polarización cruzada* cuantifica la capacidad de la antena para discriminar la componente de polarización opuesta a la deseada. Se define como la diferencia entre la potencia radiada o recibida en la polarización deseada y la correspondiente a la polarización cruzada. Esta diferencia se expresa en dB, de modo que, cuanto mayor sea su valor, mejor será el aislamiento entre polarizaciones y, por lo tanto, la pureza de la polarización de la antena.

Estos parámetros mencionados son características fundamentales comunes a todas las antenas. Entender estos parámetros permite comparar diferentes tipos de antenas (dipolos, parches, ranuras, arreglos, etc.) para decidir cuáles son las más adecuadas para cumplir un determinado requerimiento según si se privilegia ancho de banda, eficiencia, portabilidad, ganancia o rechazo a un tipo de polarización.

2.2 Antenas dipolo

Los dipolos componen una parte fundamental en la teoría de antenas. A pesar de su simplicidad estructural —dos conductores alineados y alimentados en su punto medio—, existen muchas variantes que permiten adaptar su rendimiento a distintas aplicaciones.

Uno de los tipos de dipolos más usados es el de *media onda*, o de $\lambda/2$. Estos son elementos resonantes que presentan un comportamiento puramente resistivo en su impedancia de entrada cuando la longitud de onda de la señal es cercano al doble del largo de la antena. Esto sucede porque bajo esa condición, la distribución de corriente a lo largo del dipolo presenta una forma sinusoidal, teniendo su máximo en el centro y un mínimo en los extremos de los

brazos. Esta clase de dipolo presenta una impedancia de entrada Z_{in} típicamente de $73 + j0 \Omega$ al resonar, por lo que en caso de conectarse a una línea de transmisión con impedancia característica Z_0 de 50Ω necesitaría adaptarse para evitar pérdidas por reflexiones.

El diagrama de radiación de este dipolo presenta una forma toroidal, es decir que la máxima radiación se produce en el plano perpendicular al eje del dipolo, mientras que los nulos (donde no se irradia, en términos de campo lejano) se encuentran en el mismo eje de la antena. A estos diagramas se los conoce como *omnidireccionales*, los cuales son isotrópicos en el plano horizontal si la orientación de la antena es vertical, y viceversa. El ancho de haz de 3 dB, o HPBW, es de aproximadamente 78° en el plano perpendicular al dipolo y la directividad de alrededor de 2,15 dBi.

La ganancia realizada para esta clase de dipolos considerando que se conecta a un sistema de 50Ω es cercana a 2 dBi típicamente, debido a que presenta una eficiencia total superior al 90%.

La polarización de los campos radiados por los dipolos es lineal, con la dirección del campo eléctrico alineada al eje de la propia antena. Si el dipolo se orienta verticalmente, la polarización es lineal vertical, en el caso contrario, con el dipolo orientado horizontalmente, la polarización es lineal horizontal. A partir de esto, la relación axial del dipolo será idealmente infinita. En la práctica, se utilizan configuraciones de dipolos ortogonalmente orientados para obtener antenas de doble polarización lineal, o también pueden combinarse con una diferencia de fase de 90° para lograr polarización circular.

El ancho de banda de los dipolos varía según el diámetro de los conductores utilizados: en términos generales mayor diámetro significa un ancho de banda más amplio, mientras que dipolos más finos presentan una respuesta más selectiva en frecuencia. Generalmente el ancho de banda de los dipolos puede variar entre 3% y 10%.

En términos de eficiencia de radiación, si el dipolo se fabrica con conductores eléctricos perfectos en el aire, las pérdidas son muy bajas, lo que lleva a conseguir una eficiencia de radiación cercana al 100%.

2.3 Antenas ranuradas — Principio de Babinet

En el estudio de antenas, además de los elementos conductores clásicos como los dipolos, también se utilizan estructuras complementarias conocidas como *antenas de ranura*. Estas se basan en abrir una hendidura en una superficie conductora, generalmente sobre un plano conductor o una cara conductora de un sustrato dieléctrico.

El análisis de estas antenas se basa en la teoría de ranuras, que es complementaria a la teoría de antenas de hilo. Para entenderlas, se recurre frecuentemente al *Principio de Babinet* en electromagnetismo.

El Principio de Babinet establece que el diagrama de radiación de una ranura o abertura en un plano conductor, es equivalente al diagrama de su estructura complementaria —como podría ser un dipolo— pero con polarización ortogonal. Es decir que, por ejemplo, si un dipolo orientado verticalmente emite radiación con polarización vertical, una ranura complementaria, también orientada verticalmente, distribuiría la radiación de forma similar pero bajo polarización horizontal.

Por otra parte, esto también implica un cambio en la impedancia de entrada de la antena, ya que la impedancia de las antenas de ranura es inversamente proporcional a la de su antena complementaria, es decir que un aumento en la impedancia de por ejemplo, un dipolo, significa una disminución de la impedancia de su complemento en ranura. Si un dipolo tiene una impedancia de 73Ω , la ranura complementaria tendría una impedancia de aproximadamente:

$$Z_{ranura} = \frac{\eta_0^2}{4 \times Z_{dipolo}} = \frac{377^2}{4 \times 73} = 486,74 \Omega$$

donde η_0 es la impedancia intrínseca del vacío, aproximadamente 377Ω .

Debido a que la impedancia de las ranuras es mucho mayor que 50Ω , se requieren técnicas de adaptación complejas que limitan el ancho de banda de la antena. Por otro lado, considerando un dipolo de largo λ , cuya impedancia de entrada es alta (aproximadamente 800Ω), la impedancia de la ranura resultante se encuentra cercana a 50Ω . Esto facilita el acoplamiento con los sistemas de transmisión y permite un mejor desempeño en un rango de frecuencias más amplio. No obstante, esta solución implica el uso de antenas de mayor tamaño.

Al igual que en el caso de los dipolos, las antenas ranuradas permiten generar configuraciones de ranuras cruzadas para obtener antenas de doble polarización lineal. Estas configuraciones son particularmente útiles en sistemas que utilizan la polarización para incorporar información adicional, como por ejemplo los radares polarimétricos. En estos casos, generalmente se busca una alta *aislación entre puertos*, es decir que lo que se emite o recibe por un puerto, no interfiera significativamente en el otro.

2.4 Sistema de Coordenadas

A lo largo de este trabajo se muestran distintas gráficas para representar los resultados en campo lejano, es decir los diagramas de radiación y ganancia, la relación axial de la señal y el

rechazo a la polarización cruzada. El sistema de coordenadas utilizado durante todo el proyecto, corresponde al mostrado en la [Fig. 1](#). Se toma un sistema de coordenadas cartesianas tridimensional con ejes X, Y y Z, orientados como se muestra en la figura, en el cual el eje X está alineado con la dirección horizontal y el eje Y con la vertical. Se define el ángulo Φ como aquel que recorre el plano X-Y en dirección antihoraria desde el eje X. Es decir $\Phi = 0^\circ$ en el eje X y $\Phi = 90^\circ$ en el eje Y. Análogamente, se define el ángulo Θ sobre el plano X-Z, resultando $\Theta = 0^\circ$ sobre el eje Z y $\Theta = 90^\circ$ en el eje X. La antena se ubica con su plano alineado con el plano X-Y, y en los gráficos en general se considera el caso $\Phi = 0^\circ$.

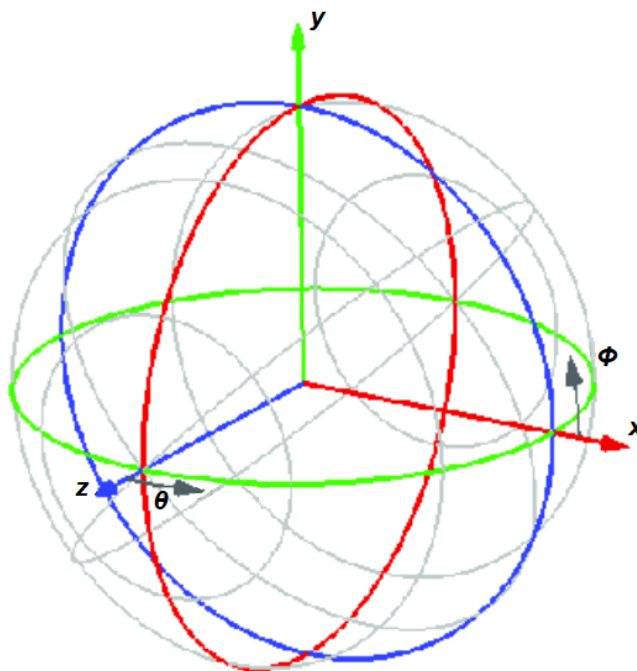


Fig. 1: Sistema de coordenadas utilizado en el proyecto.

3. Diseño preliminar de la antena

En este capítulo se presentan las primeras etapas del diseño de la antena propuesta. En primer lugar, se describe la herramienta de simulación utilizada; posteriormente, se expone el diseño tomado como referencia, el cual se utilizó como punto de partida para el desarrollo del diseño propuesto. Durante el capítulo se analiza una técnica muy importante para el proyecto que permite reducir las dimensiones de la antena sin perder operatividad. Finalmente, se detalla el diseño desarrollado, estructurado en tres etapas: diseño de las ranuras de impedancias escalonadas, diseño de la antena con plano reflector y diseño final.

3.1 Herramientas de diseño y simulación.

El software utilizado para el desarrollo del Proyecto Final Integrador consiste en la herramienta de simulación electromagnética CST Studio Suite. Dicha herramienta requiere la implementación de modelos tridimensionales de los diseños bajo estudio y calcula los campos electromagnéticos radiados mediante métodos de elementos finitos. En particular, según la forma del modelo tridimensional de la antena, ofrece una amplia variedad de configuraciones para minimizar los tiempos de simulación.

Para las simulaciones realizadas en este proyecto se utilizó el *solver en el dominio del tiempo (Transient Solver)*, dado que permite obtener resultados en un amplio rango de frecuencias con menores tiempos de simulación, lo cual resulta conveniente durante las etapas de diseño y optimización. En cuanto a las *condiciones de contorno*, se utilizó la configuración *open (add space)*, que emula un espacio libre alrededor de la antena, evitando reflexiones indeseadas en los límites del dominio simulado y reproduciendo de manera más realista el comportamiento de radiación en campo abierto.

Entre las principales ventajas que ofrece esta herramienta de simulación, se destaca la posibilidad de definir parámetros de diseño directamente sobre los modelos tridimensionales, lo que permite modificar y simular el modelo de forma rápida sin la necesidad de reconstruir el diseño. Además, la herramienta facilita la visualización de los resultados de todas las simulaciones realizadas lo cual agiliza el análisis de los mismos. Para el estudio de los distintos parámetros de la antena se utilizó la herramienta *parameter sweep* (barrido de parámetros), que permite ejecutar automáticamente varias simulaciones. Al finalizar, se pueden comparar los distintos resultados en simultáneo, facilitando la toma de decisiones para el desarrollo de la antena propuesta.

Dado que CST utiliza el método de elementos finitos para calcular los campos radiados, es importante tener un mallado adecuado que permita alcanzar resultados fieles a la realidad. Para esto la herramienta ofrece una función llamada *Adaptive Mesh* o mallado adaptativo, el cual consiste en realizar simulaciones iterativas en las cuales se incrementa la cantidad de celdas aumentando la densidad del mallado en las zonas con mayor intensidad de campo. Este proceso se realiza hasta alcanzar una convergencia en los resultados, es decir cuando el software detecta que los resultados ya no varían lo suficiente como para justificar un mallado más fino. Esta diferencia se establece a partir del parámetro ΔS , el cual debe ser elegido de forma coherente para evitar realizar iteraciones de menos ni hacer simulaciones innecesarias, ya que además conllevan un costo computacional alto.

Una parte fundamental del proceso de aprendizaje fue entender cómo utilizar las herramientas que ofrece CST. Esto implicó aprender a modelar figuras geométricas simples como cubos y cilindros sólidos y huecos, definir geometrías mediante parámetros, aplicar operaciones booleanas para crear ranuras, realizar rotaciones y traslaciones, mantener coherencia entre las variables utilizadas y configurar correctamente tanto puertos discretos como de guía de onda, entre otros aspectos técnicos. Debido a esto, en los primeros diseños no se buscó cumplir con requerimientos específicos, sino que fueron ejercicios prácticos para familiarizarse con el entorno de trabajo y evitar que el manejo del software se convirtiera en una limitación cuando llegara el momento de realizar diseños más complejos.

3.2 Antena de referencia

Antes de comenzar el diseño de la arquitectura propuesta en este proyecto, se analizan las antenas basadas en ranuras cruzadas, en particular la arquitectura presentada en [3]. Este artículo propone un diseño de una antena compuesta por dos ranuras cruzadas formadas por tres secciones de distinta impedancia característica. Dichas ranuras se alimentan mediante líneas de transmisión que bajo el concepto de impedancias escalonadas logran buenas características de adaptación en un gran ancho de banda. Si bien esta alternativa cumple los requerimientos mencionados, la frecuencia de operación no es la deseada en este trabajo, ya que opera en el rango de 1,55 a 2,5 GHz. Además, no se proporciona información suficiente acerca del proceso de diseño, ni se detallan los criterios utilizados para obtener sus dimensiones con el fin de ajustar la geometría a otras frecuencias de operación. A pesar de esta falta de información, la arquitectura mencionada fue un punto de partida para el diseño desarrollado durante este trabajo, el cual se describe a continuación.

3.3 Análisis de las ranuras

Como primera etapa del diseño se analizó el comportamiento de las ranuras individuales para comprender la necesidad de aplicar impedancias escalonadas y cómo estas afectan la frecuencia de resonancia de la antena. Por este motivo, se partió de simular un dipolo impreso y compararlo con una ranura convencional. Esto ayudó a establecer un punto de partida y a adquirir experiencia práctica en la herramienta de simulación, principalmente en la manipulación de dimensiones, clave para, más adelante, poder abordar un diseño más complejo. Por este motivo, el primer análisis se realizó simulando un dipolo y una ranura a partir de los modelos presentados en la [Fig. 2](#). Se trata de dos antenas impresas sobre un dieléctrico, específicamente FR-4, con una permitividad de 4,3. Por un lado se implementa el dipolo mostrado en la izquierda de la [Fig. 2](#), y por otro lado, la ranura sobre una lámina de cobre como se observa en la derecha de dicha figura. Para comprobar la equivalencia entre ambas antenas, se mantuvieron constantes las dimensiones, tanto del largo y ancho del dieléctrico como del dipolo y la ranura. A partir de los resultados de la simulación, se llevó a cabo un análisis cualitativo que evidenció la relación entre la longitud del dipolo y la ranura con la frecuencia de resonancia, así como la correspondencia entre los diagramas de radiación de ambas antenas. Además, se verificó el modelo de impedancias basado en el principio de Babinet, presentado en la [Sección 2.3](#).

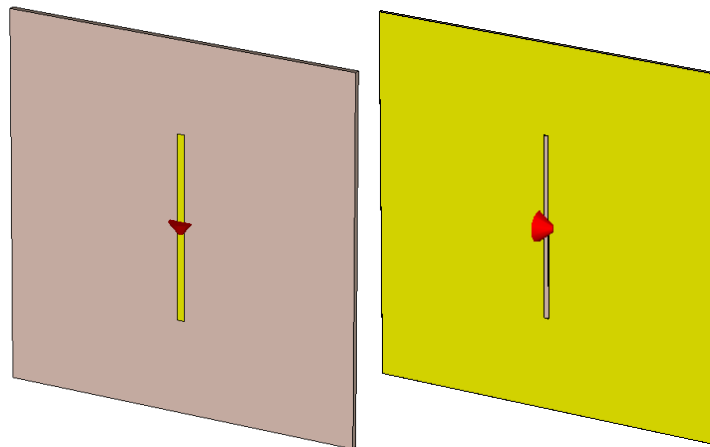


Fig. 2: Dipolo impreso con un puerto discreto y su ranura complementaria.

Por otro lado, la principal diferencia entre los modelos mostrados en la [Fig. 2](#), es la disposición del puerto de excitación discreto el cual se encuentra vertical en el dipolo y rotado 90° en la ranura. Esto impacta en la orientación del campo eléctrico, tal como se observa en la [Fig. 3](#).

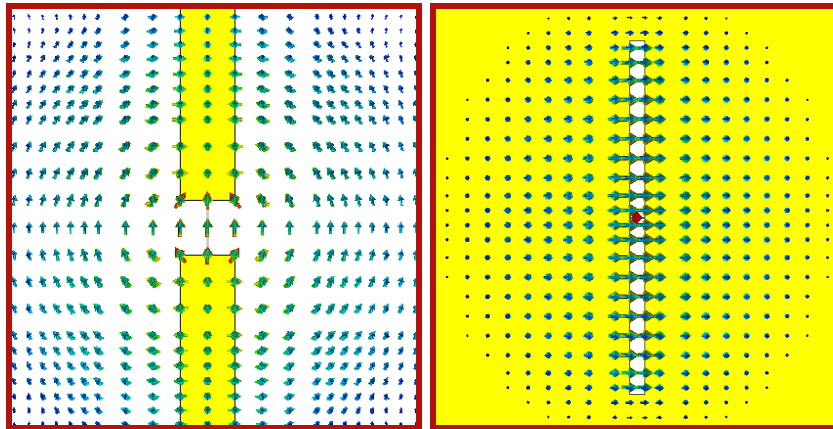


Fig. 3: Orientación de los campos eléctricos de las antenas complementarias.

Luego del análisis cualitativo para observar la relación existente entre el dipolo y la ranura, en base a la arquitectura propuesta en el artículo de referencia, se continuó hacia el modelado del diseño presentado en la [Fig. 4](#), el cual parte de la ranura utilizada previamente mostrada en la [Fig. 2](#). Como se puede evidenciar rápidamente en las figuras, el nuevo diseño posee secciones que presentan variaciones en sus anchos, mas no así en su longitud. Esta nueva arquitectura de la ranura permitió realizar multiplicidad de estudios que se detallan a lo largo del escrito. Específicamente, la nueva arquitectura difiere de la original debido a que entre el centro de la ranura, donde se encuentra el puerto discreto, y los extremos, se encuentran tres secciones independientes de dimensiones variables, las cuales se explican a lo largo de este capítulo.

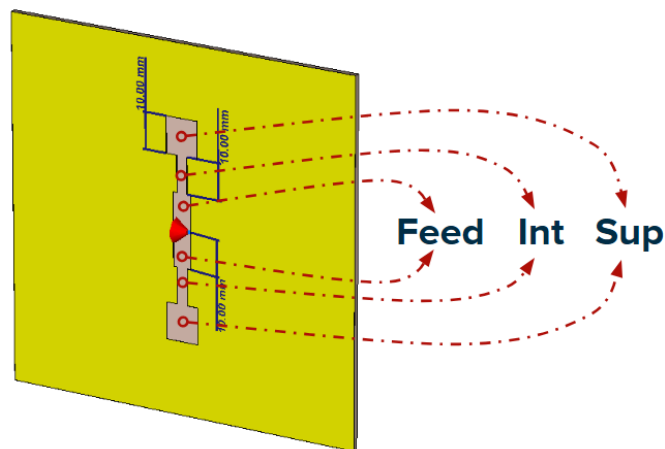


Fig. 4: Ranura de múltiples secciones.

Tal como se muestra en la [Fig. 4](#), la nomenclatura utilizada durante todo el proyecto define que las secciones más cercanas al puerto central se denominan “feed” (por ser la sección más cercana a donde se alimenta la ranura), que los tramos de los extremos, es decir los más alejados del puerto de alimentación, se llaman “sup”, y que los segmentos restantes, debido a su

disposición en la ranura, se mencionan como “int” por ocupar el espacio intermedio entre los extremos y el centro, donde se configura la alimentación. Una vez hecha esta aclaración, se decidió comenzar con los estudios del comportamiento de la ranura manipulando el ancho de las secciones más alejadas del centro, manteniendo fijos los valores de W_{feed} y W_{int} . De esta forma se realizó un barrido de parámetros en el cual se aumentó el valor de W_{sup} en pasos de 1 mm, partiendo de 9 mm hasta 12 mm, tal como se muestra en la [Tabla 1](#):

Curva	W_{feed} [mm]	W_{int} [mm]	W_{sup} [mm]
1	5	3	9
2	5	3	10
3	5	3	11
4	5	3	12

Tabla 1: Barrido de W_{sup} .

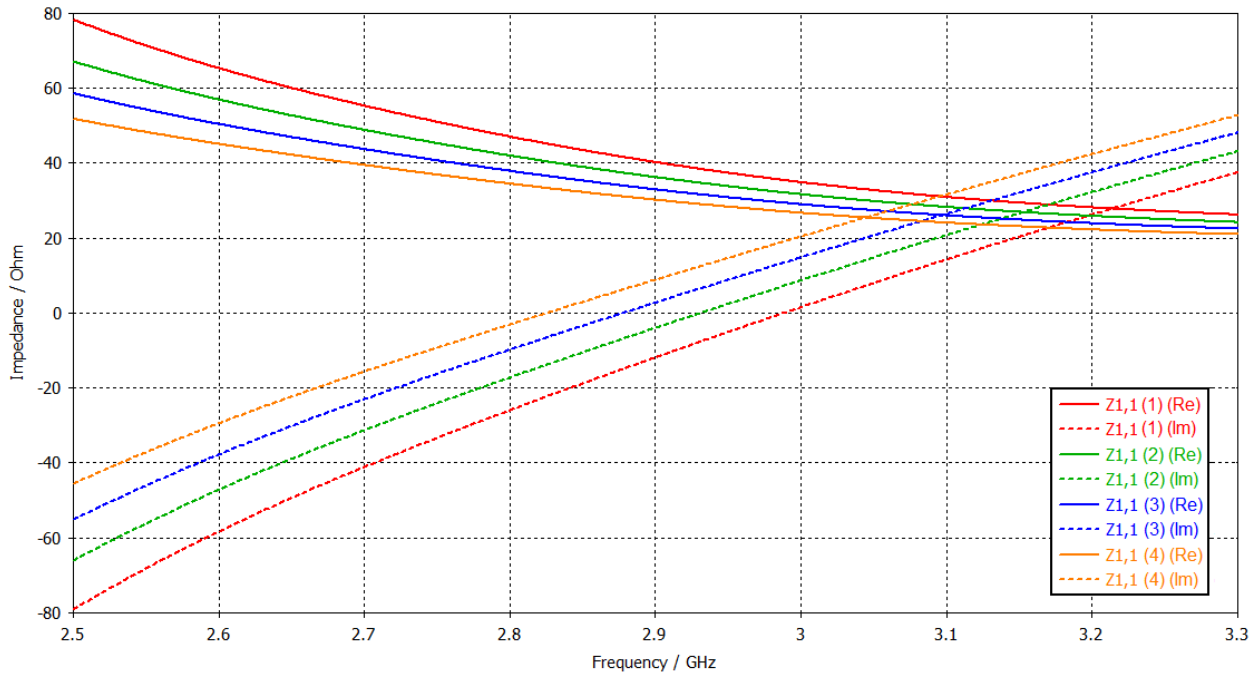


Fig. 5: Z_{11} en función de la frecuencia para los distintos valores de W_{sup} .

A partir de estas cuatro simulaciones se obtuvieron las curvas de impedancia de entrada de la antena, Z_{11} , mostradas en la [Fig. 5](#). Específicamente se presenta la parte real de la impedancia en cada caso con una línea de color continua, mientras que la parte imaginaria de la

misma se representa con una línea discontinua. Los resultados arrojados de estas cuatro simulaciones permiten observar que, efectivamente, un incremento en la variable W_{sup} , es decir, el ancho de las secciones más externas de la ranura, disminuye la frecuencia de mayor adaptación de la antena. Este comportamiento puede observarse a partir del desplazamiento hacia frecuencias más bajas de los cruces por cero de las curvas discontinuas correspondientes a la parte imaginaria de la impedancia, a medida que aumenta W_{sup} . En conclusión, aumentar el ancho de los extremos produce una disminución de la frecuencia, lo que implica que, de manera inversa, la reducción del mismo parámetro produce un aumento en la frecuencia de máxima adaptación.

Luego, habiendo realizado estas observaciones, se realizó un breve análisis sobre las consecuencias de realizar modificaciones en el ancho de las secciones intermedias, de manera de alcanzar un mejor control en la manipulación de la respuesta de la ranura, para así lograr un mejor entendimiento del funcionamiento de la antena para las etapas posteriores del proyecto. De esta forma, se eligió un diseño bastante representativo de esta arquitectura de ranura, para realizar múltiples simulaciones y poder observar qué ocurre al efectuar variaciones en W_{int} . Las dimensiones utilizadas durante estas simulaciones se describen en la [Tabla 2](#). Los resultados de impedancia de entrada obtenidos en las pruebas realizadas se presentan en la [Fig. 6](#).

<i>Curva</i>	$W_{feed}[mm]$	$W_{int}[mm]$	$W_{sup}[mm]$
1	7	3	8.5
2	7	1	8.5
3	7	2	8.5
4	7	4	8.5
5	7	5	8.5

Tabla 2: Barrido de W_{int} .

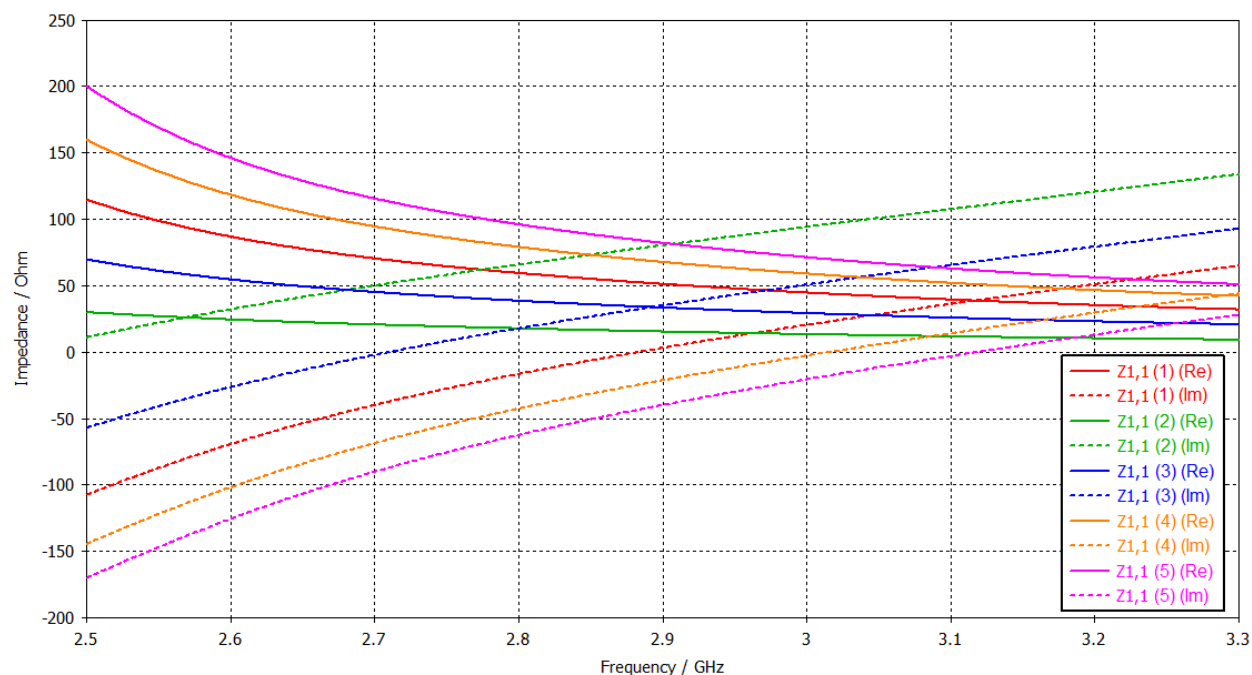


Fig. 6: Variación de Z_{11} en función de W_{int} .

Estos resultados permiten observar que existe una clara correlación entre los valores que toma W_{int} y la frecuencia de resonancia del modelo, ya que el aumento de los anchos intermedios provoca un desplazamiento de la frecuencia de resonancia hacia valores más altos. De la misma forma que en el análisis anterior, mostrado en la [Tabla 1](#) y [Fig. 5](#), esta relación implica que de manera opuesta, la disminución del valor de W_{int} produce un desplazamiento de la resonancia hacia frecuencias más bajas.

Luego, habiendo comprendido cómo responde la antena en función de modificar la geometría de la ranura, se dio paso a realizar pruebas con una nueva geometría utilizando una configuración llamada *ranuras cruzadas* presentada en la [Fig. 7](#). Esta nueva arquitectura está basada directamente en la antena presentada en el artículo de referencia de este trabajo [\[3\]](#). Fundamentalmente se modeló una antena de apertura con dos ranuras “solapadas” con una rotación de $\pm 45^\circ$ respecto al diseño presentado con una ranura individual, lo cual forma un ángulo de 90° entre ambas ranuras. La nueva arquitectura se excita a partir de dos puertos discretos puntuales, los cuales se ubican en el centro de las ranuras, tal como se observa en la imagen derecha de la [Fig. 7](#). Este fue el primer paso para obtener una antena que opere con doble polarización, es decir, que sea capaz de transmitir y recibir señales con polarización horizontal y vertical simultáneamente. Esta nueva disposición de las ranuras, al cambiar el ángulo de orientación, permite, además, mantener un tamaño de placa más reducido que si solamente se hubiese agregado una nueva ranura de forma ortogonal respecto de la original.

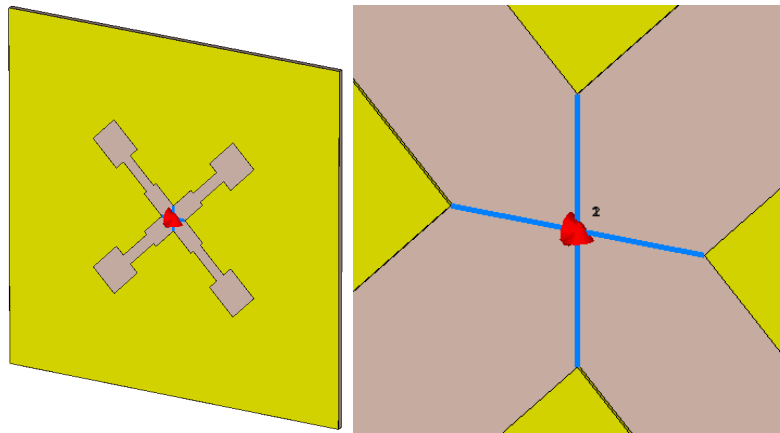


Fig. 7: Primer diseño de ranuras cruzadas.

Aún permaneciendo en una etapa sumamente temprana del desarrollo, esta evolución hacia una configuración con dos ranuras cruzadas, por su propia geometría, introdujo un incremento considerable en la complejidad del diseño y su análisis, por ejemplo en la cantidad de parámetros a tener en cuenta para el modelado de cada una de las dimensiones de las ranuras y el estudio de cómo la excitación de uno de los puertos influye sobre el comportamiento del otro. De esta manera fue imperativo ampliar el análisis de los parámetros de dispersión e impedancias de entrada, teniendo en cuenta no solo el S_{11} y el S_{22} , correspondientes al retorno de cada puerto, sino también los parámetros S_{21} y S_{12} , que describen el acoplamiento entre ambos canales. También comenzó a observarse el comportamiento de la eficiencia de radiación al modificar los distintos diseños. Además, por otro lado, a partir de esta nueva configuración geométrica se comenzó a prestar especial atención al comportamiento que la antena presenta en campo lejano, como por ejemplo la linealidad de la señal —o relación axial—, como también el rechazo a la polarización cruzada, con el fin de evaluar posibles distorsiones inducidas por la interacción entre ambas ranuras. Para poder observar esta última característica mencionada, se necesitó configurar en CST Studio el sistema de coordenadas de los resultados según la convención *Ludwig 3*, el cual permite examinar las distintas componentes de polarización de la señal. Esto permite observar el rechazo a la polarización cruzada en gráficos mostrados como *Hor./Vert.* y *Vert./Hor.* que se verán más adelante, los cuales muestran predominancia de una orientación de polarización sobre la otra para cada uno de los puertos de excitación.

Es sumamente importante remarcar que a lo largo de todo este trabajo, las dimensiones que componen las dos ranuras, siempre son iguales para ambas. Es decir que las dimensiones de ancho y largo de cada sección es la misma para ambas ranuras en todos y cada uno de los diseños que se muestran a lo largo de este escrito. Por ejemplo, una configuración de W_{sup} en un valor determinado, afecta de igual forma a los cuatro extremos que componen las ranuras.

En este punto fue interesante a la vez que relevante para el proyecto, comprender si la configuración de ranuras cruzadas respondía de la misma forma, frente a los cambios en sus dimensiones, que el modelo con una única ranura. Para esto se realizaron múltiples simulaciones con distintas composiciones en cuanto al tamaño de cada sección de las ranuras. Para el siguiente análisis, resulta importante recalcar que la longitud total de las ranuras en las pruebas realizadas, se ha mantenido constante, ya que variarla, como se ha comprobado al inicio del proyecto con el primer modelo de ranura, provoca cambios en la frecuencia. En la [Tabla 3](#) se presentan tres pruebas representativas en las cuales se modificaron los anchos de todas las secciones manteniendo la relación de anchos entre ellas, para así observar qué sucede al afinar o ensanchar las ranuras. En la [Fig. 8](#) se exponen cómo quedan los diseños con estas dimensiones.

Curva	$W_{feed} [mm]$	$W_{int} [mm]$	$W_{sup} [mm]$
1	2	4	6
2	1	2	3
3	3	6	9

Tabla 3: Primeras tres pruebas de ranuras cruzadas.

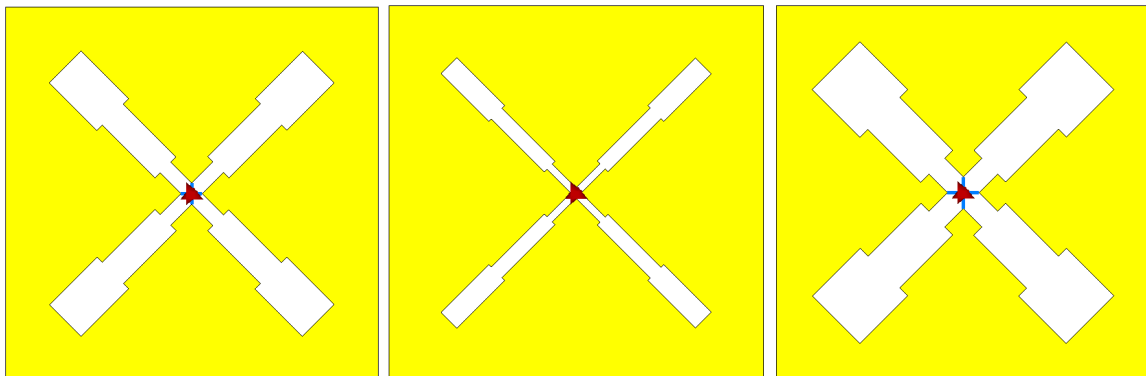


Fig. 8: Primeros tres diseños a comparar de ranuras cruzadas.

Lo primero que puede observarse en las curvas de la impedancia de entrada, en la [Fig. 9](#), es que —aunque el rango de frecuencias simulado no es suficientemente amplio como para ver con precisión las frecuencias de adaptación en cada caso— modificar el ancho de las ranuras manteniendo constante la relación entre los anchos de las secciones no genera desplazamientos abruptos en la frecuencia de resonancia. Asimismo, sí se pueden observar cambios en la resistencia que presenta cada modelo. De forma particular, el aumento del ancho de las ranuras produce un aumento de este parámetro, o de manera inversa, una reducción de los mismos parámetros provoca una reducción en la resistencia de entrada que presentan los modelos. Por

otra parte se observó que en los tres modelos, las curvas de impedancia Z_{11} y Z_{22} se superponían por completo, lo cual puede adjudicarse a las características ideales de la conexión de los puertos y a la simetría de las ranuras respecto del centro de la placa.

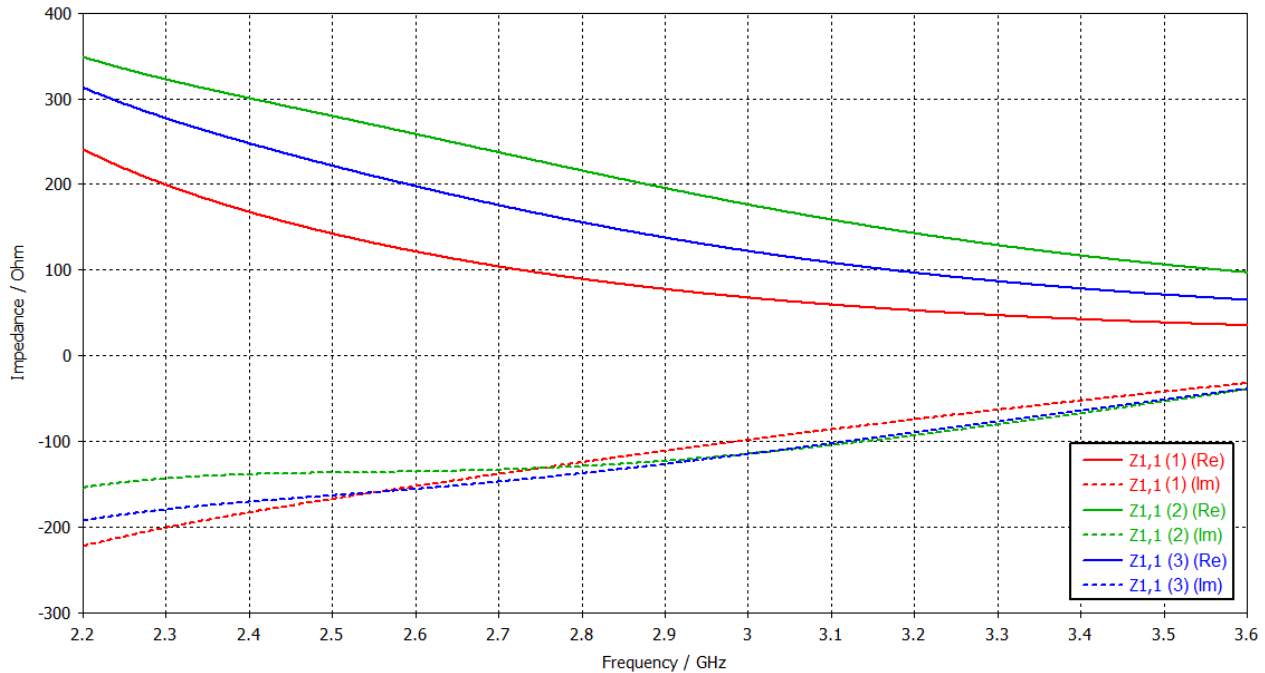


Fig. 9: Curvas de Z_{11} de los tres modelos.

Estos resultados permiten inferir que, efectivamente, los efectos opuestos que produce aumentar o disminuir los valores de los parámetros W_{int} y W_{sup} —sin entrar aún en detalles de qué implica modificar W_{feed} —, pueden, a grandes rasgos, cancelarse entre ellos. Esta idea ha servido como guía para el desarrollo de los distintos diseños a lo largo del trabajo.

Tal como se mencionó previamente, con la inclusión de la nueva ranura y el nuevo puerto se dio lugar a nuevos análisis. Con el fin de analizar las características directivas de la antenna se configuró el software para que arroje las características de campo lejano en cada simulación. De este modo se obtuvieron los primeros gráficos correspondientes al diagrama de radiación de los tres modelos de antenas mostrados en la [Fig. 8](#), los cuales se presentan en la [Fig. 10](#).

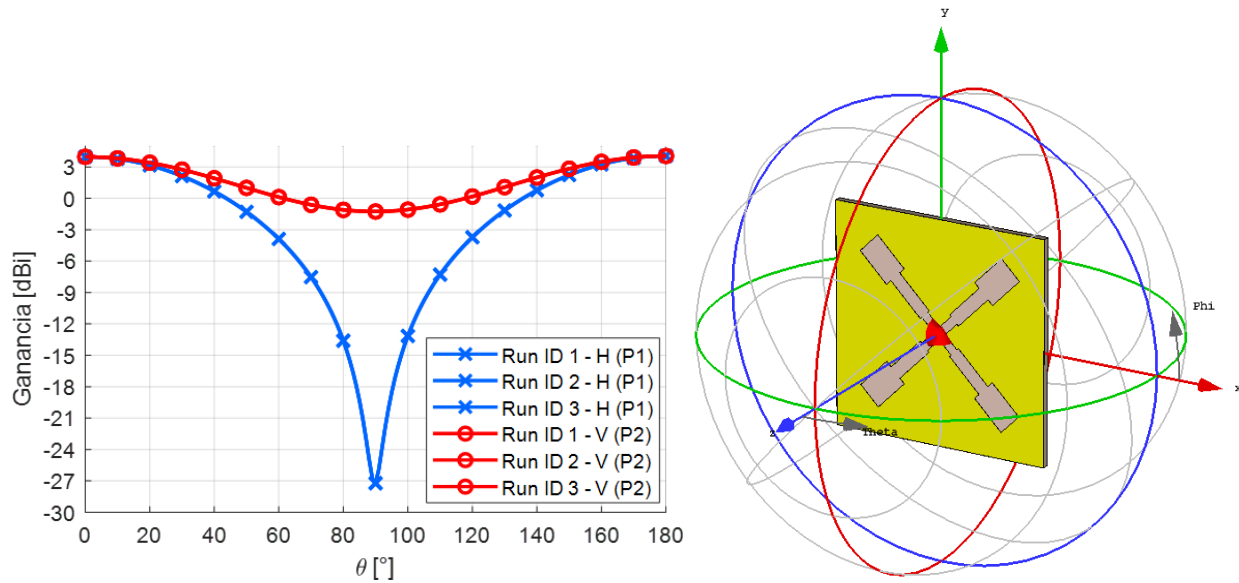


Fig. 10: Diagramas de radiación copolares ($\Phi = 0^\circ$).

La [Fig. 10](#) muestra información de los dos puertos configurados. En particular las curvas representan los diagramas de radiación copolares resultantes para el corte correspondiente al plano X-Z, es decir aquellos diagramas resultantes al transmitir y recibir señales con la misma polarización. Lo primero que se observa es que hay un solapamiento de los diagramas para los tres modelos simulados. Es por este motivo que se observa sólo una curva para cada configuración copolar en el gráfico. Asimismo se puede ver que existe cierta correspondencia entre ambos diagramas como la existencia de máximos de radiación en 0° y 180° en ambos casos. En particular, el diagrama correspondiente a la polarización vertical muestra un comportamiento casi omnidireccional, ya que los niveles de ganancia son mucho más parejos para toda la circunferencia de θ , mientras que el descrito para la polarización horizontal muestra un mínimo mucho más marcado en $\theta = 90^\circ$. Gracias a estos resultados se pudo extraer una conclusión muy importante para el desarrollo posterior del diseño: los diagramas de radiación asociados a la componente principal de cada puerto —polarización horizontal en el puerto 1 y vertical en el puerto 2— no presentan variaciones en función del ancho de los segmentos de la ranura, al menos, cuando la relación entre los distintos anchos se mantiene constante. Pero, sin embargo, de manera contraria, la modificación de los anchos de las ranuras puede provocar variaciones en la componente vertical en los resultados del puerto 1 y de la componente horizontal en el puerto 2. Si bien este efecto no representa un problema en esta etapa, se pudo inferir que podría influir en configuraciones más complejas.

En cuanto a la información cuantitativa que ofrece el gráfico mostrado en la [Fig. 10](#), la directividad de la antenna prácticamente no experimentó variaciones, ya que en los tres casos se obtuvo un valor constante de 4,05 dBi para ambos puertos.

De esta forma se concluyó que todos los diagramas de radiación obtenidos son consistentes con lo esperado para una estructura de ranuras de este tipo [5], ya que la componente vertical presenta una distribución de potencia casi omnidireccional mientras que la componente horizontal muestra un diagrama bidireccional.

Más allá de que esta etapa del diseño es muy primigenia respecto del proyecto completo, se establecieron algunas restricciones geométricas para asegurar la viabilidad constructiva del diseño, evitando generar diseños con características que no sean implementables:

- Las dimensiones laterales del sustrato (longitud y ancho de la PCB) se mantuvieron por debajo de $\lambda/2$ —considerando la longitud de onda en el aire—, con el objetivo de evitar acoplamientos indeseados y facilitar la integración en arreglos.
- Se estableció un ancho mínimo de 0,6 mm para las pistas de cobre más delgadas, a fin de asegurar su integridad estructural durante el proceso de fabricación.
- Las ranuras o surcos no debían tener un ancho inferior a 0,2 mm, en atención a las limitaciones técnicas del mecanizado CNC.

A partir de esto, habiendo estudiado el comportamiento de la antena al modificar los anchos de sus secciones, tal como se anticipó al comienzo del capítulo, se pudo orientar el desarrollo hacia la reducción de la longitud de las ranuras con el fin de achicar el tamaño de la placa, para ver si era factible hacerlo sin afectar significativamente la frecuencia de resonancia de los diseños. La miniaturización representa un punto clave en el desarrollo del proyecto, ya que permite ubicar los sensores a una distancia de media longitud de onda entre sí dentro de un arreglo de un tamaño determinado. Esta característica resulta especialmente beneficiosa para reducir el acoplamiento indeseado entre elementos y prevenir la aparición de *grating lobes* o lóbulos rejilla. Debido a esto, se analizó la posibilidad de compensar la variación en la frecuencia producida por la reducción del largo, mediante ajustes en otros parámetros geométricos, particularmente en el ancho superior de las ranuras, W_{sup} , ya que como se vió previamente, el ensanchamiento de los extremos tiene un efecto contrario al acortamiento de las ranuras, las cuales, en este sentido, se comportan de la misma forma que los dipolos impresos.

De esta forma, se realizaron barridos de dos parámetros simultáneamente, cuyos resultados muestran el comportamiento de las ranuras cruzadas cuando se acortan y se ensanchan sus extremos. Cabe aclarar que para este estudio, en las simulaciones detalladas en la [Tabla 4](#) se mantuvieron invariantes los parámetros de W_{feed} y W_{int} , ya que, en principio, por lo visto anteriormente, se intuyó que podían no ser estrictamente necesarios para lograr esta compensación. Cabe aclarar que, nuevamente, las impedancias de entrada correspondientes a cada puerto se solapan, por lo que se muestran solamente las Z_{11} en los resultados.

Run ID	L_{feed} [mm]	W_{sup} [mm]
13	32	4
14	28	8
15	24	12
16	20	16
17	16	20

Tabla 4: Pruebas de compensación entre L_{feed} y W_{sup} .

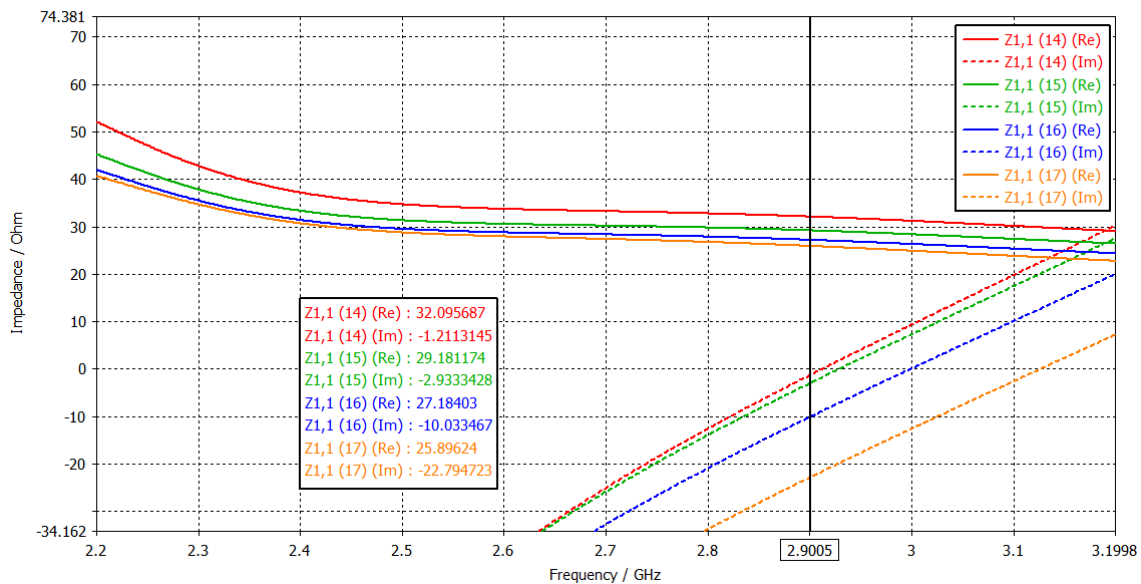


Fig. 11: Variación de la impedancia de entrada modificando L_{feed} y W_{sup} .

Los resultados mostrados en la [Fig. 11](#) sugirieron que esta hipótesis puede ser válida teniendo en cuenta algunos cuidados. Como se observa en las curvas de la figura, a medida que las variaciones de L_{feed} y W_{int} provocan que el largo total de la antena se vuelva relativamente semejante al ancho de los extremos, la frecuencia de resonancia comienza a desplazarse muy rápidamente alejándose del valor deseado hacia valores más altos, tal como muestra la curva discontinua naranja. Este hallazgo sugirió, básicamente, dos ideas:

- Que la compensación puede llegar a funcionar, pero no en una relación de acortamientos y ensanchamientos en la cual las dimensiones modificadas sean iguales.

- Que existe un límite en el cual se torna complicado controlar la frecuencia de resonancia con esta técnica.

Por el lado de la resistencia o parte real de la impedancia de entrada, graficada en línea continua en la [Fig. 11](#), resultó muy interesante y conveniente, observar que no existe una gran variación entre los diferentes modelos en el rango de interés. En esta etapa del proyecto no se hizo énfasis en la adaptación, pero resulta beneficioso para el diseño que estas curvas no presenten grandes diferencias, ya que facilita el proceso de adaptar las impedancias al no mostrar una gran discrepancia entre los distintos diseños acortando las ranuras.

3.4 Incorporación del plano reflector

Una vez finalizada la etapa de estudio de las dimensiones de la ranura y simulaciones en busca de la miniaturización de los diseños, el siguiente avance significativo del proyecto consistió en la incorporación del plano reflector. Debido a la necesidad de aumentar la ganancia —la cual fue inferior a 5 dBi mientras que los requerimientos iniciales establecen 9 dBi como valor mínimo— y obtener diagramas de radiación directivos en los modelos utilizados, sumado a que el artículo utilizado de referencia lo utiliza [\[3\]](#), la inclusión de un panel reflector fue indispensable. Sin embargo, esta implementación no se ha limitado simplemente a la colocación de una superficie metálica en proximidad a la antena. Al igual que con el resto de componentes del diseño, se evaluó su influencia en la respuesta de la antena en pos de comprender cómo afecta a su comportamiento.

El primer paso consistió en modelar la geometría del reflector. Para esto, primero, se modeló un ortoedro o prisma rectangular ortogonal (es la misma forma geométrica que se utilizó para la placa de sustrato y cobre), compuesto por el material PEC, o *conductor eléctrico perfecto*, con dimensiones lo suficientemente grandes como para anular en gran medida los efectos de borde. En cuanto a su forma, se definió como un cuadrado de 40 cm por lado, ubicado de forma paralela al elemento radiante que contiene las ranuras, a una distancia comprendida entre $0,15\lambda$ y $0,25\lambda$ con respecto a la PCB, en concordancia con lo sugerido por el artículo, donde se argumenta que utilizando esa distancia se pueden lograr valores óptimos de ganancia en arquitecturas como la utilizada en este trabajo. No se definió un tamaño específico para el reflector, dado que este componente es común a todos los elementos del arreglo. No obstante, para la etapa de construcción se adoptó una dimensión de 110 mm por lado. Para este análisis, enfocado principalmente en el efecto del panel reflector, se partió de los diseños de antena presentados en la [Fig. 12](#), el cual resultó útil para observar la diferencia entre utilizar y no utilizar reflector, ya que se trata del mismo diseño de ranuras en ambos casos.

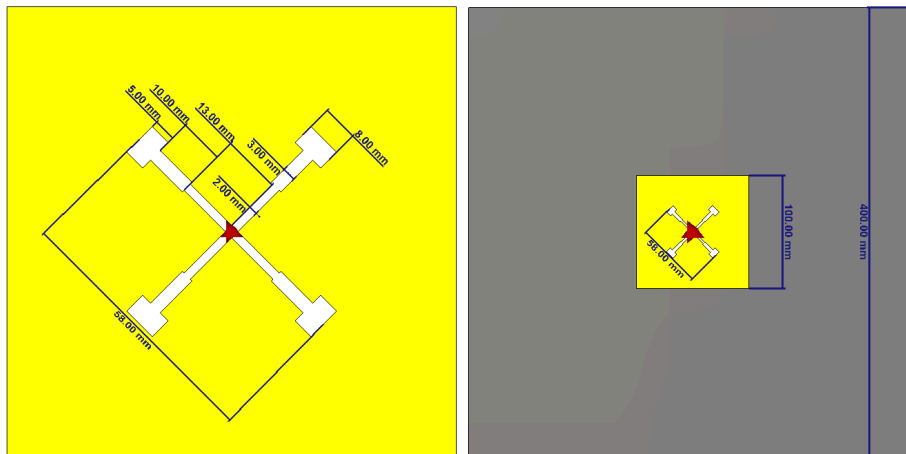


Fig. 12: Diseños comparados (con y sin reflector).

Dado que la incorporación del plano reflector fue una alteración significativa en la estructura física de la antena, para comprender cuáles son sus implicancias en el comportamiento de la misma, fue necesario reparar en algunas características con sumo cuidado. Se debe tener en cuenta que no solo se trató de incluir el reflector sino que también fue necesario estudiar la influencia del mismo al utilizar distintas distancias entre las ranuras y el reflector. De esta forma, se analizaron nuevamente todos los parámetros de interés y características de campo lejano, los cuales presentaron grandes diferencias respecto de todos los anteriores vistos, como era de esperarse. Para observar las alteraciones en la adaptación y la frecuencia, se observó con atención la variación de los parámetros S y la impedancia de entrada presentada por cada puerto. En este estudio se realizaron cuatro simulaciones distintas, en las cuales, en tres se varió la distancia entre los planos, y en la restante se omitió la presencia del reflector, para así poder comparar no sólo la influencia de la distancia, sino observar la diferencia al no utilizarlo.

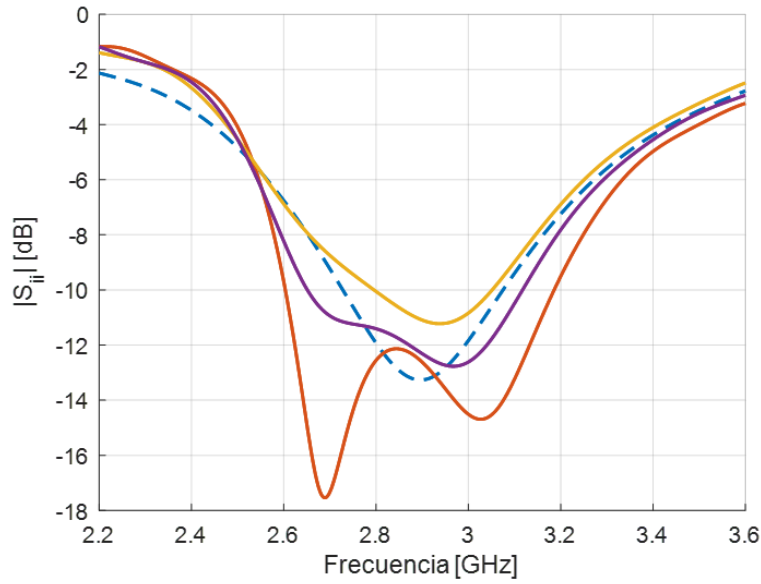


Fig. 13: Parámetros S_{11} y S_{22} con y sin reflector, variando la distancia.

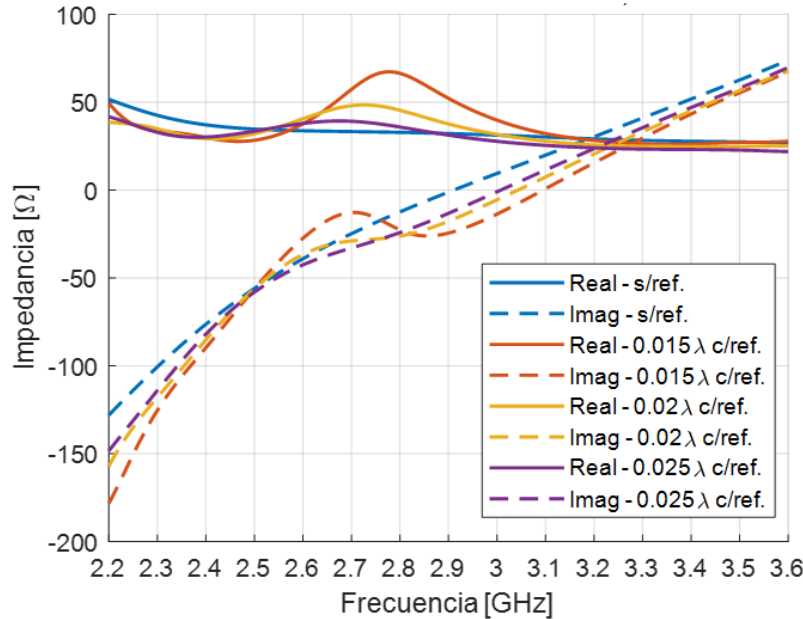


Fig. 14: Z_{11} con y sin reflector, variando la distancia.

Como se puede observar en las [Figs. 13](#) y [14](#), la presencia del reflector provoca cambios en la adaptación, y por supuesto en la frecuencia de resonancia, la cual aumenta a medida que la distancia entre las ranuras y el reflector disminuye, al menos en el rango de distancia en las pruebas realizadas. La curva negra continua de la [Fig. 13](#) corresponde al S_{11} y S_{22} de referencia, es decir a aquella correspondiente a las simulaciones hechas sin reflector. El resto de las curvas muestran la adaptación para las tres distancias distintas utilizadas en las simulaciones, es decir $0,15\lambda$, $0,20\lambda$ y $0,25\lambda$. Se puede observar que la distancia establecida en $0,15\lambda$ presenta resultados

superadores respecto a las otras dos pruebas en los resultados vistos. Esto puede observarse en ambas figuras, dado que se evidencia una correspondencia entre la forma que muestra en los parámetros S , donde obtiene el mayor ancho de banda (incluso aún mayor que sin reflector) y la respuesta de la impedancia de entrada, donde la curva correspondiente presenta valores más constantes y cercanos al cero alrededor de la frecuencia de operación. Vale aclarar que, como sucedió de forma similar en simulaciones previas, las curvas del S_{11} y S_{22} de una misma distancia entre la PCB y el reflector se superponen por completo, tal como ocurrió con la impedancias de entrada mostradas previamente con los diseños de doble ranura sin el reflector en la [Figs. 9 y 11](#).

Evidentemente, otro factor sumamente importante a tener en cuenta en esta etapa de diseño fue el comportamiento de los diagramas de radiación al modificar los parámetros que establecen la nueva configuración del sensor con el plano reflector. Como resultaba lógico, por la naturaleza de las antenas con reflectores, ubicar el reflector cerca de la antena modificó el patrón de radiación, transformando los diagramas omnidireccionales y bidireccionales previos en diagramas direccionales, aunque los valores de ganancia han presentado una leve variación entre simulaciones. El análisis de los diagramas no se restringió únicamente a su forma general, propia de antenas con reflector, sino que también consideró cómo las variaciones en la distancia entre los planos afectaban la aparición de lóbulos secundarios y traseros, así como el ancho del HPBW. En particular, a partir de lo mostrado en la [Fig. 15](#), se observó nuevamente que la distancia de $0,15\lambda$ resulta la más adecuada de las tres consideradas, ya que presenta los lóbulos laterales y traseros de menor magnitud, lo que se traduce en una mejor relación frente-espalda y en una mayor concentración de potencia en el lóbulo principal. Respecto al HPBW, representado con línea discontinua, la figura muestra que su valor permanece prácticamente constante en los tres casos simulados.

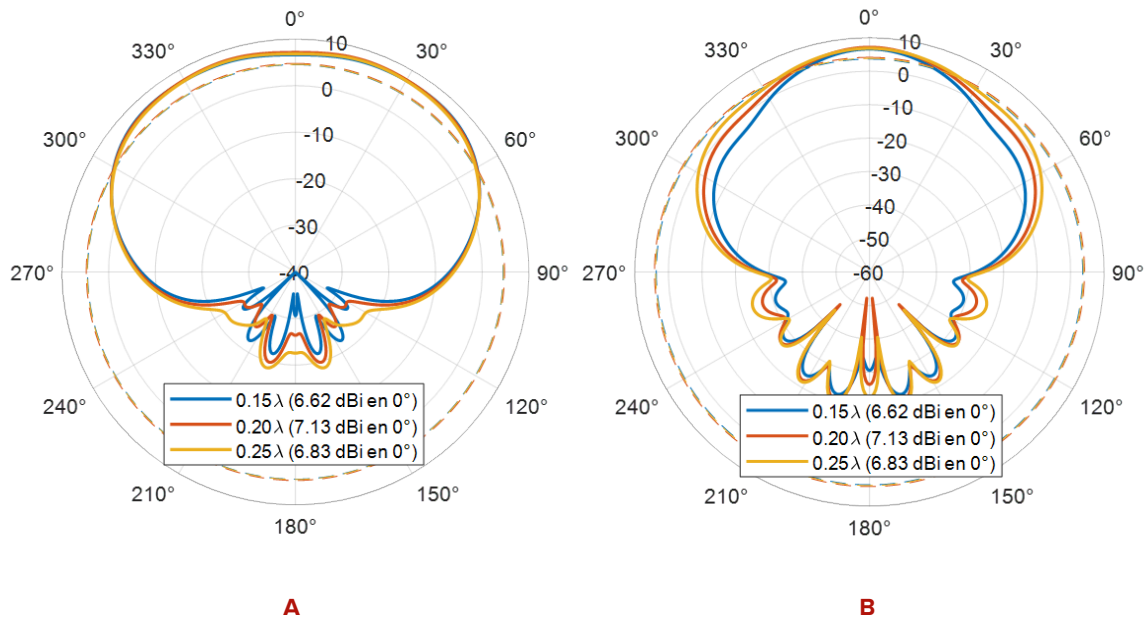


Fig. 15: Diagramas de radiación Hor. (A) y Vert. (B) con reflector variando la distancia ($\Phi = 0^\circ$).

De esta manera, por lo expuesto, y considerando que la frecuencia de resonancia y el ancho de banda pueden ajustarse modificando las dimensiones de las ranuras, se estableció que el modelo más adecuado para continuar con las simulaciones posteriores fue el que tiene una distancia entre planos de $0,15\lambda$, ya que ha mostrado los mejores resultados en términos de adaptación y ancho de banda.

Una vez seleccionado el coeficiente a utilizar de aquí en adelante, y por consiguiente la distancia entre los dos planos, se dió paso a las siguientes etapas de diseño.

4. Diseño de la arquitectura propuesta

En este capítulo se presenta el diseño propuesto. Se describen las principales restricciones y desafíos enfrentados durante la etapa final del diseño, argumentando las decisiones que llevaron el desarrollo hacia el modelo definitivo, presentando las simulaciones realizadas con mallado adaptativo y sus análisis correspondientes.

4.1 Arquitectura propuesta

Utilizando el análisis presentado en los capítulos anteriores, con una gran cantidad de información recopilada a lo largo de todas las simulaciones, se alcanzó el modelo propuesto mostrado en la [Fig. 16](#). En dicha figura se presenta la cara frontal y trasera de la antena sin incluir el plano reflector con el fin de mostrar las dimensiones más relevantes del diseño.

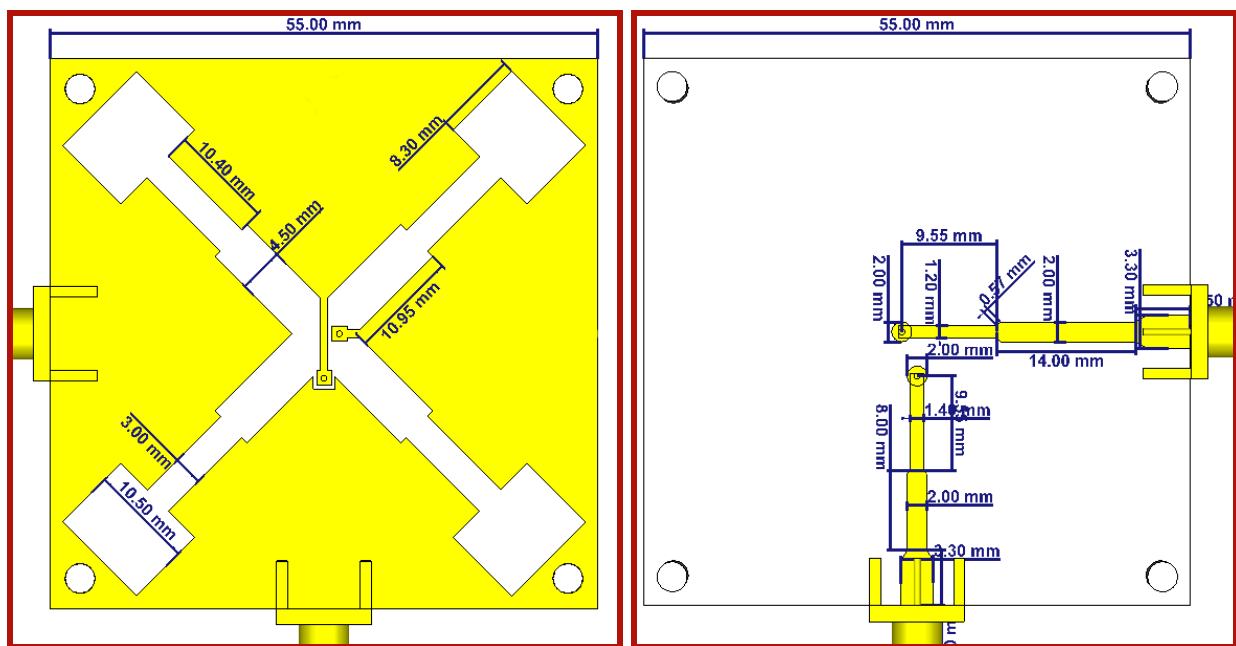


Fig. 16: Arquitectura propuesta.

Respecto a los diseños realizados durante las etapas de análisis presentadas en el capítulo anterior en donde se utilizan puertos discretos para alimentar las ranuras cruzadas, en este diseño se incluyen las líneas de transmisión que alimentan las mismas. Además, el diseño propuesto posee todos los elementos finales necesarios para la construcción del prototipo. Entre ellos se destacan los conectores SMA, las redes de alimentación o adaptación, las vías cercanas al centro de la placa que interconectan el plano radiante con las líneas y los soportes ubicados en las cuatro esquinas de la placa. Más adelante en el capítulo se muestran con mayor detalle

todas las dimensiones necesarias para replicar el diseño. Vale la pena aclarar que dichas dimensiones fueron ajustadas manualmente hasta obtener los resultados deseados.

Para llegar a este modelo se realizaron distintas pruebas sobre cómo implementar la alimentación para obtener el mayor aislamiento entre puertos posible. En primer lugar, se observó que la distancia entre los puntos de alimentación (en los cuales se encuentran las vías que unen la parte frontal y trasera) influye directamente en el aislamiento. Específicamente al incrementar la distancia aumenta el aislamiento. Sin embargo, incrementar el aislamiento de esta forma requiere tener una ranura más ancha lo cual degrada el rechazo a la polarización cruzada lo cual impacta negativamente en el aislamiento de la antena. Por este motivo, se analizaron otras alternativas que no requieran modificar o alejar la posición de las vías. Para ello, se plantearon diversas alternativas entre las que se destacan las mostradas en la [Fig. 17](#).

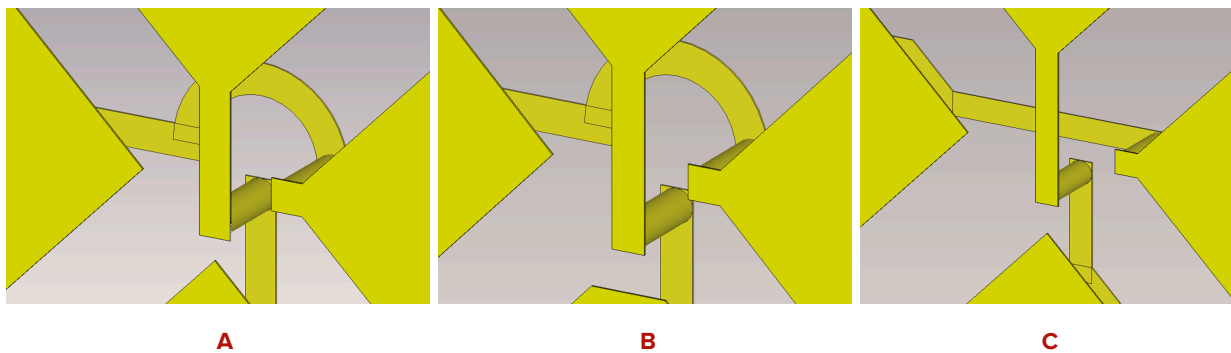


Fig. 17: Geometrías probadas para el modelado de las vías.

Los casos presentados en las [Figs. 17.A](#) y [17.B](#) corresponden a intentos de alejar las líneas mediante el uso de curvaturas en las redes de adaptación con el objetivo de mitigar el acoplamiento. Ambas conexiones poseen similitudes respecto de la curvatura que toma la última sección de la línea, pero con diferencias en la ubicación de la vía del puerto 2 y un recorte en la capa de cobre que puede observarse en la parte inferior de la [Fig. 17.B](#). Por otro lado se realizaron ensayos con la configuración mostrada en la [Fig. 17.C](#), en donde la conexión de ambas vías se realiza con una línea de microtira recta. Finalmente, debido a la casi imperceptible diferencia entre los resultados alcanzados, como se puede ver en la [Fig. 18](#), se ha utilizado una configuración resultante de la combinación de las geometrías mostradas en las [Figs. 17.B](#) y [17.C](#), en la cual se utilizan líneas de alimentación rectas, recortando además el vértice inferior aumentando la distancia entre la lámina de cobre de la cara superior y la vía o pad del puerto 2. Esto resultó importante debido a que la relación axial de señal presentada en los resultados correspondientes al puerto 2 aumenta a medida que la vía se aleja del centro de la placa, y esto fue posible debido a generar ese espacio entre ambas partes. Asimismo, la linealidad presentada por el puerto 1 mejora a medida que su vía correspondiente se acerca al centro.

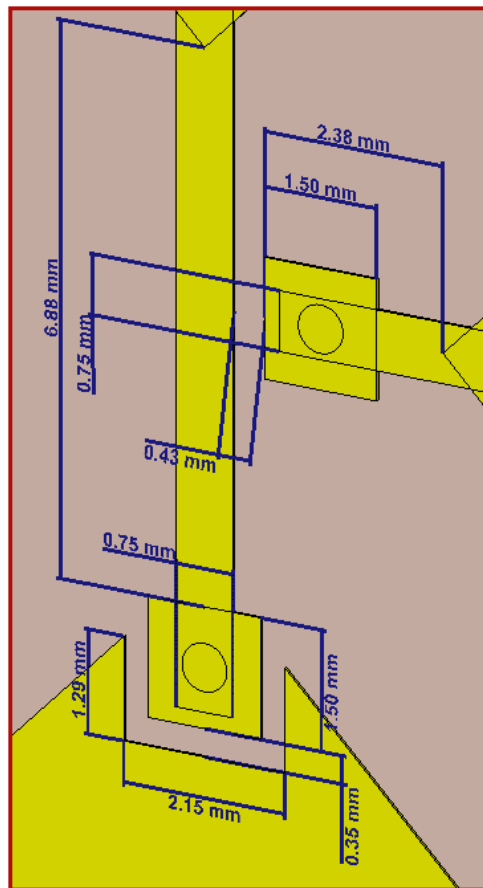


Fig. 18: Geometría de la cara anterior y las vías de alimentación con pads.

Al igual que en el diseño de las líneas microstrip, se tuvo en consideración que el ancho mínimo de las líneas de cobre, para asegurar la factibilidad constructiva, debe ser al menos de 0,6 mm, mientras que la separación entre los pads y la capa de cobre debió ser mayor a 0,2 mm teniendo en cuenta la consideración mencionada sobre los surcos en el capítulo anterior.

Las distintas simulaciones realizadas con todos los componentes del diseño final, mencionados y presentados al inicio del presente capítulo, permitieron realizar algunas observaciones y extraer varias conclusiones listadas a continuación:

- Los resultados de linealidad y rechazo a la polarización cruzada dependen en gran medida de la geometría y ubicación de las vías, así como también de las dimensiones de cada sección de la ranura.
- Las dimensiones de las secciones de la ranura, tanto en ancho como en largo, tienen un impacto directo sobre la linealidad de la respuesta y las características de polarización de la antena.
- Las modificaciones aplicadas en la alimentación tienden a desplazar la frecuencia de resonancia, lo que introduce un compromiso con la adaptación y el ancho de banda.

- El modelo es altamente sensible frente a cambios en las dimensiones de las líneas ortogonales de alimentación, lo que implica que los resultados presentan variaciones muy bruscas ante modificaciones en la impedancia característica de dichas líneas.
- Algunas conclusiones obtenidas en etapas tempranas del proyecto sobre el comportamiento de la antena frente a cambios en las ranuras no se manifiestan de manera tan evidente en el modelo definitivo propuesto.
- Uno de los desafíos más importantes fue encontrar una geometría que mantenga buenas condiciones de relación axial y rechazo a la polarización cruzada incluso cuando el ángulo de observación se aleja unos pocos grados del eje principal de radiación, correspondiente al eje Z del sistema de coordenadas de la [Fig. 1](#). Este desafío se vuelve aún más crítico cuando el sensor se implementa en un arreglo de antenas, debido a la interacción con los elementos vecinos y al comportamiento del S_{11} activo. Sin embargo, este análisis excede el alcance del presente trabajo, aunque resulta fundamental para garantizar el funcionamiento del arreglo en escenarios reales de operación.

Una vez completado el diseño de las vías que alimentan las ranuras, se procedió con el diseño del circuito de alimentación el cual requiere una etapa de adaptación de impedancias. Dicho circuito se implementó utilizando impedancias escalonadas. Esta técnica consiste en implementar reactancias inductivas y capacitivas utilizando líneas de transmisión en cascada con diferentes impedancias características. En la [Fig. 19](#) y [20](#) se presenta un zoom de dichas líneas en la parte trasera de la antena. El diseño presentado marcó algunas restricciones en el modelado de las partes que lo componen, como por ejemplo la ubicación de las vías que interconectan los planos conductores de la placa, mostradas en la [Fig. 16](#), las cuales necesariamente debieron ubicarse alineadas a los conectores, los cuales se establecieron en el centro de los laterales de la placa, debido a la disposición de las ranuras de forma de mantener la máxima simetría posible dentro de las propias limitaciones del diseño. Esta disposición geométrica conllevó una limitación ineludible que hizo que las líneas microstrip tengan longitudes totales diferentes, ya que si se hubiesen modelado del mismo largo se hubiesen solapado. Para poder definir la forma de las líneas de alimentación se probaron múltiples formas con una, dos y tres secciones de distintos anchos en cada caso. Además, con la herramienta *Chamfer Edges*, se realizaron pruebas con distintas geometrías para hacer transiciones entre tramos buscando que los saltos o cambios de impedancia fuesen más suaves, lo cual pudo verse reflejado en los parámetros S. El uso de esta herramienta se puede ver con mayor detalle en las [Figs. 19](#) y [20](#), donde se muestra cómo varía la longitud de las transiciones entre segmentos según el ángulo de corte elegido. La [Fig. 19](#) corresponde al puerto 1, el cual aparece en la [Fig. 16](#) en los costados izquierdo y derecho de las imágenes, mientras que la [Fig. 20](#) corresponde al que se conecta desde el lado inferior en la misma figura.

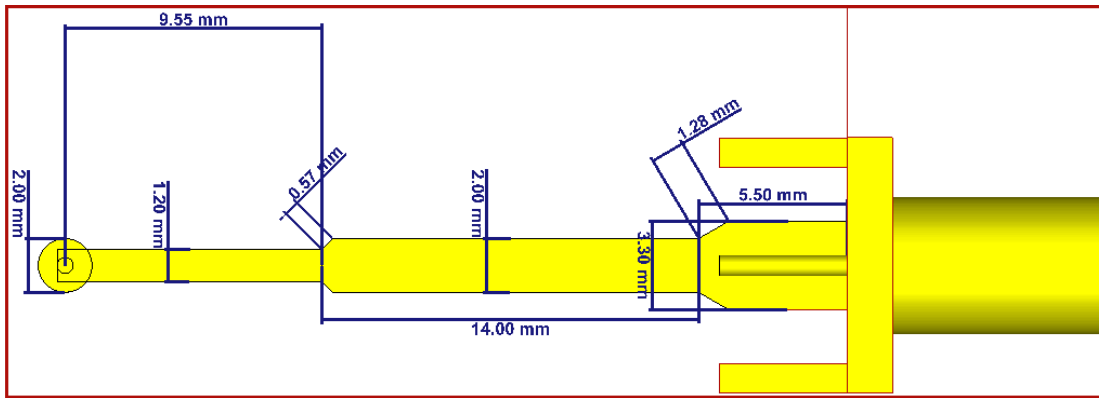


Fig. 19: Dimensiones definitivas de las líneas del puerto 1.

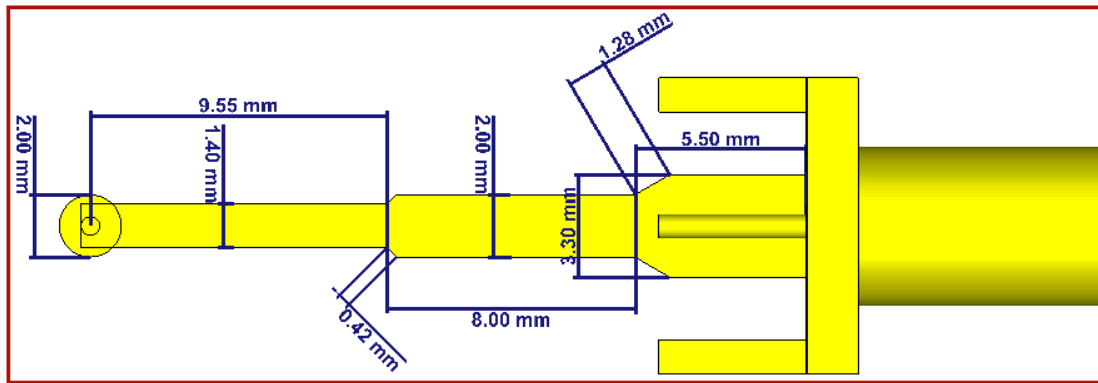


Fig. 20: Dimensiones definitivas de las líneas del puerto 2.

Vale la pena aclarar que durante esta etapa de análisis, previamente a alcanzar los diseños de las [Figs. 19](#) y [20](#), se han realizado ensayos con distintas arquitecturas en la adaptación utilizando líneas de microtira con distintas cantidad de secciones. En las pruebas iniciales se utilizaron líneas de una única sección en las cuales se varió su ancho y por ende su impedancia, avanzando luego hacia ensayos con tiras de dos secciones, en las que, visto desde el conector, se partía de una sección de un ancho determinado, la cual transicionaba hacia una línea más fina, la cual debido a ello presentaba una impedancia más alta. El resultado de dichas pruebas, a pesar de haber logrado buenos niveles de adaptación, fue insuficiente en términos de ancho de banda, por lo que finalmente se procedió a realizar distintas pruebas con líneas de tres tramos. De esta forma, finalmente, la conclusión de todas las pruebas mencionadas fue que utilizar líneas de tres secciones —tal como se utilizó en el artículo de referencia [\[3\]](#)— resulta ser lo más adecuado en términos de ancho de banda y adaptación, ya que permite realizar ajustes mucho más configurables debido a la presencia de una sección y una transición más. Esta característica permitió lograr resultados satisfactorios en cuanto a las características mencionadas, las cuales se presentarán más adelante en este capítulo. Cabe destacar que el artículo no detalla el proceso de selección de las geometrías y dimensiones de las líneas de

adaptación, de forma que en este trabajo no se siguió una metodología estricta para llevar a cabo el modelado de las mismas más que un procedimiento manual de optimización con ayuda de la herramienta de *Impedance Calculation*, la cual permite al usuario estimar la impedancia de una línea de cobre a partir de su geometría y sus características conductoras intrínsecas. De esta forma se alcanzaron modelos de líneas de alimentación mostrados en las [Figs. 19](#) y [20](#), los cuales han presentado los resultados más satisfactorios de todo el análisis.

Las líneas de alimentación fueron conectadas en un extremo a las vías que interconectan las dos caras exteriores de cobre de la PCB de doble faz, y por el otro extremo a los conectores SMA de montaje o de borde. Como puede observarse en las [Figs. 19](#) y [20](#), las vías, que fueron modeladas con dos cilindros de cobre de 0,3 mm de diámetro, correspondiente a las dimensiones de los terminales de un resistor estándar, se conectan en la cara trasera a las líneas mediante pads circulares. La decisión de utilizar pads en esta cara de la placa fue tomada con la finalidad de facilitar la soldadura manual en el proceso de construcción de la antena. En los otros extremos de las líneas se encuentran los conectores SMA mostrados de cerca en la [Fig. 21](#), los cuales están compuestos de una parte dieléctrica que rodea el conductor central y una estructura metálica externa que proporciona la sujeción a la placa. Dicha estructura cuenta con cuatro pestañas metálicas que aseguran el conector a la PCB, al coincidir su separación con el espesor de la placa.. Estos conectores fueron previamente modelados por separado, de manera que su incorporación al modelo fue simplemente ubicarlos adecuadamente de forma que el pin central hiciera contacto con la línea de alimentación y que la sección más ancha de las líneas no tocara la parte exterior de los conectores, de tal forma que no se comprometiera la aislación entre ambos elementos.

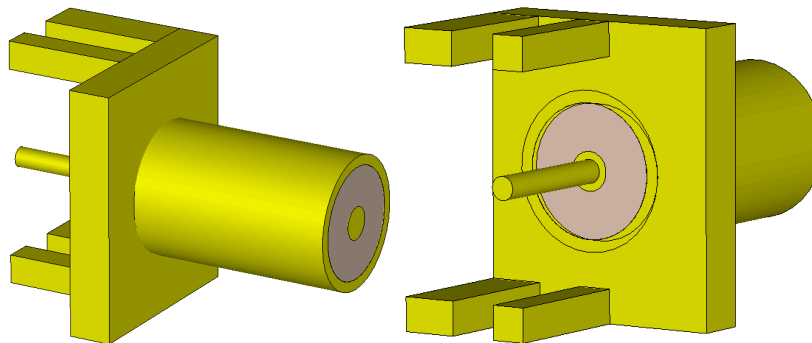


Fig. 21: Modelo tridimensional del conector SMA de borde.

Para realizar la simulación con los conectores integrados se modificó el tipo de puerto utilizado con el objetivo de lograr resultados más fiables. La configuración de los puertos finalmente dejó de ser mediante puertos discretos puntuales, o sobre las líneas de alimentación,

evolucionando hacia una más realista mediante puertos de guía de onda configurados en la cara externa de los conectores SMA, tal como se muestra en la [Fig. 22](#).

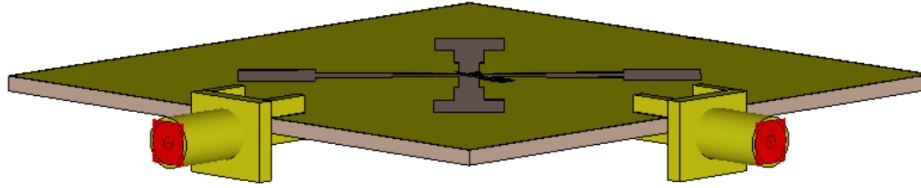


Fig. 22: Configuración de los puertos de guía de onda en los conectores SMA de montaje.

Por otra parte, la geometría final de las ranuras, presentada en la [Fig. 16](#), se alcanzó por un proceso de optimización. Como se puede observar en detalle al comienzo del capítulo, se definió un ancho W_{feed} de 4,5 mm, el cual es suficientemente grande para evitar problemas de acoplamiento entre los puertos, y una combinación de anchos W_{int} y W_{sup} , de 3 mm y 10,5 mm respectivamente, tal que permitió configurar la frecuencia de resonancia de la antena cercana a 2,9 GHz, a la vez que permitió también mantener un tamaño de placa reducido. Para esto se tuvo en cuenta el compromiso que existe al aumentar el valor de W_{sup} para ajustar la frecuencia de adaptación, ya que un aumento desmedido en pos de bajar la frecuencia conlleva inevitablemente un incremento en el tamaño de la placa. Se tuvo un especial cuidado en este aspecto debido a que, además, se debieron incorporar los separadores plásticos al modelo. La integración de los soportes significó un aumento de las dimensiones laterales de la PCB —las cuales resultaron ser de 55 mm por lado sin contar los conectores— dado que ocupan un espacio circular de 3 mm de diámetro (correspondiente a las dimensiones de la rosca de los soportes que se tenía a disposición) sumado a un espacio extra de 1 mm para asegurar la correcta sujeción sin comprometer el comportamiento de las ranuras. Los soportes modelados fueron de plástico con el fin de evitar estructuras conductoras que pudieran generar efectos indeseados en la respuesta de la antena. Además resultó adecuado utilizar separadores de este material —el cual en la biblioteca de materiales de CST se encuentra como *Preperm 255*— ya que en caso de utilizar una estructura metálica podría haber sido necesario mantener una precisión más alta en el modelado, lo que hubiese requerido utilizar un diseño de los separadores más fiel a los reales. Se verificó mediante simulaciones que estos separadores tienen un bajo impacto sobre los resultados analizados, proveyendo una sujeción mecánica lo suficientemente fuerte y rígida. En la implementación final, como se verá hacia el final del trabajo, se utilizaron separadores de dimensiones muy similares a los simulados, con una variación de longitud cercana a medio milímetro.

4.2 Simulación con mallado adaptativo

Una vez alcanzado el modelo propuesto en este capítulo, el cual arrojó resultados satisfactorios en las simulaciones de mallado inicial, se dió paso a la simulación final activando la función de mallado adaptativo. Particularmente en este proyecto se eligió el valor predeterminado por el software para el error entre mallados, ΔS , el cual fue de 0,02.

En particular, para el modelo propuesto, el software requirió llevar a cabo cuatro simulaciones aumentando la cantidad de celdas, refinando la precisión en cada paso. Dicho esto, en las [Figs. 23](#) y [24](#) se muestran los resultados de la magnitud de los parámetros S correspondientes a cada una de las cuatro simulaciones. Los resultados obtenidos para la simulación con mayor número de celdas, representada con una línea naranja continua para el S_{11} y otra roja discontinua para el S_{22} , son satisfactorios, ya que presenta una máxima adaptación en aproximadamente 2,93 GHz con valores por debajo de los -40 dB para el puerto 1 y -30 dB para el puerto 2, aunque lo hace relegando un poco el ancho de banda. Se observa que existe una gran correspondencia entre el refinamiento del mallado y los resultados calculados por el software para los parámetros S, ya que no solo se observa una diferencia notable entre el ancho de banda mostrado por cada simulación, sino que además se evidencia un claro desplazamiento de la frecuencia de máxima adaptación en cada caso y una notable diferencia entre las adaptaciones, ya que como se muestra en el gráfico, existe una diferencia mayor a 20 dB entre la mayor adaptación calculada para la primera pasada y la última en el puerto 1.

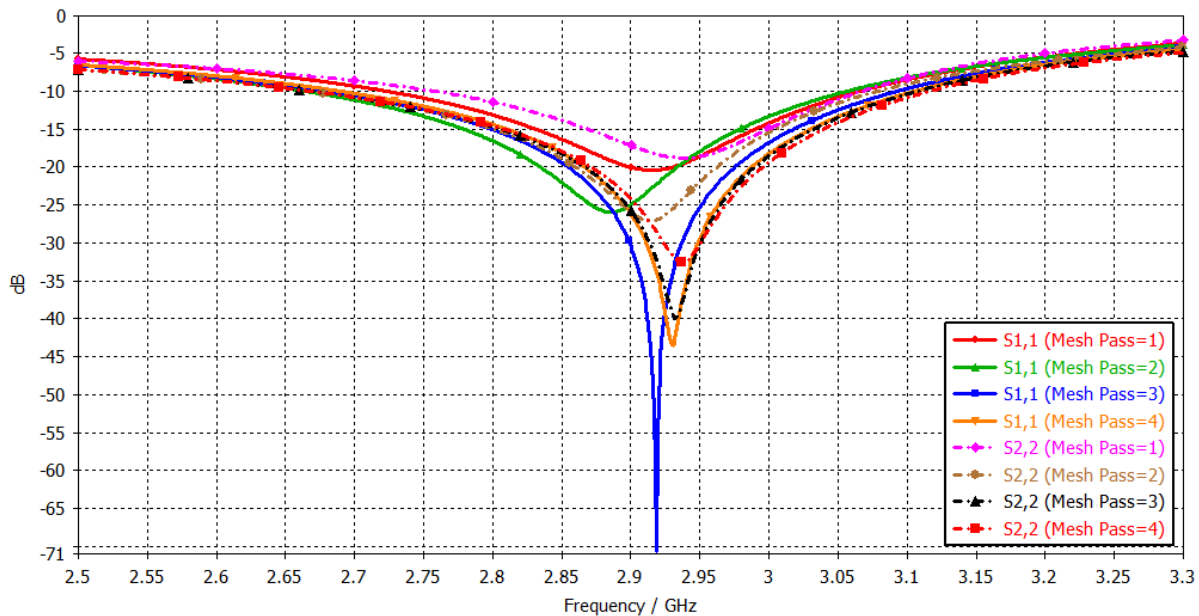


Fig. 23: S_{11} y S_{22} con mallado adaptativo.

Por otro lado, se puede constatar que las discrepancias al cambiar el refinamiento del mallado son menores al ver los gráficos del aislamiento entre puertos. En la [Fig. 24](#) se muestran de forma análoga las curvas de S_{12} y S_{21} de las distintas simulaciones. Los resultados arrojados son satisfactorios, oscilando entre -25 dB y -14 dB en todo el rango de frecuencias de operación en la curva correspondiente a la simulación más precisa.

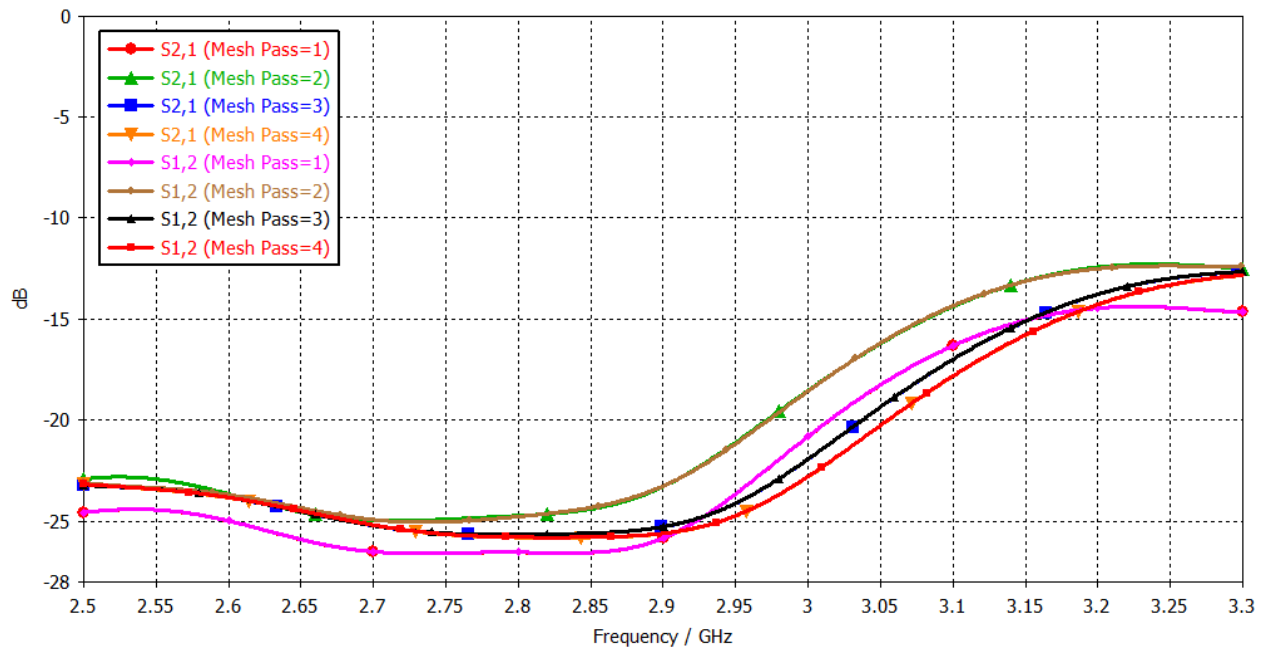


Fig. 24: S_{12} y S_{21} con mallado adaptativo.

Las diferencias entre las simulaciones son realmente notables, evidenciando la importancia de este proceso. Es curioso observar que la convergencia de los resultados no siempre sigue un comportamiento lineal y que es necesario realizar múltiples iteraciones para alcanzar resultados confiables. En la siguiente subsección se presentan los resultados obtenidos luego de las cuatro iteraciones mencionadas, las cuales incrementaron la cantidad de celdas del modelo de aproximadamente 600.000 a 3.200.000.

4.3. Resultados del modelo propuesto

A partir de los resultados obtenidos con mallado adaptativo, se dió paso a simular el diseño propuesto en todo el rango de frecuencia de operación, con saltos de 100 MHz entre cada simulación. En las [Figs. 25](#) y [26](#) se presentan los resultados finales de los parámetros S e impedancias de entrada de las simulaciones con el modelo propuesto en este capítulo:

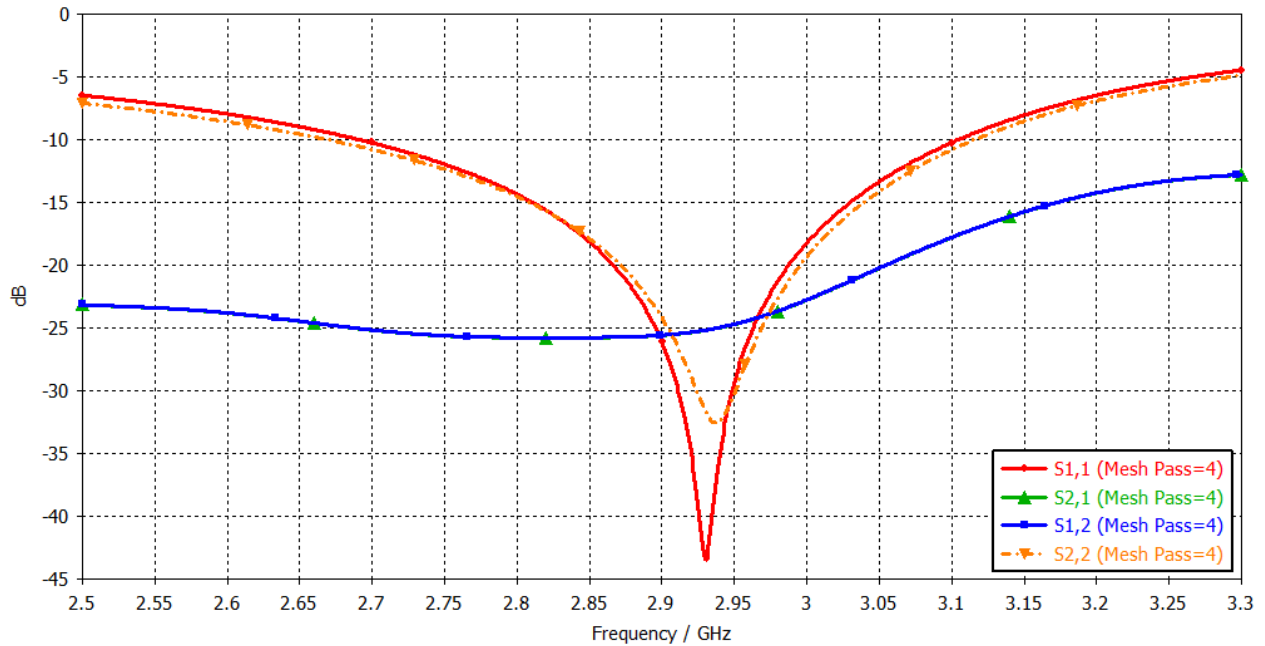


Fig. 25: Parámetros S del modelo propuesto.

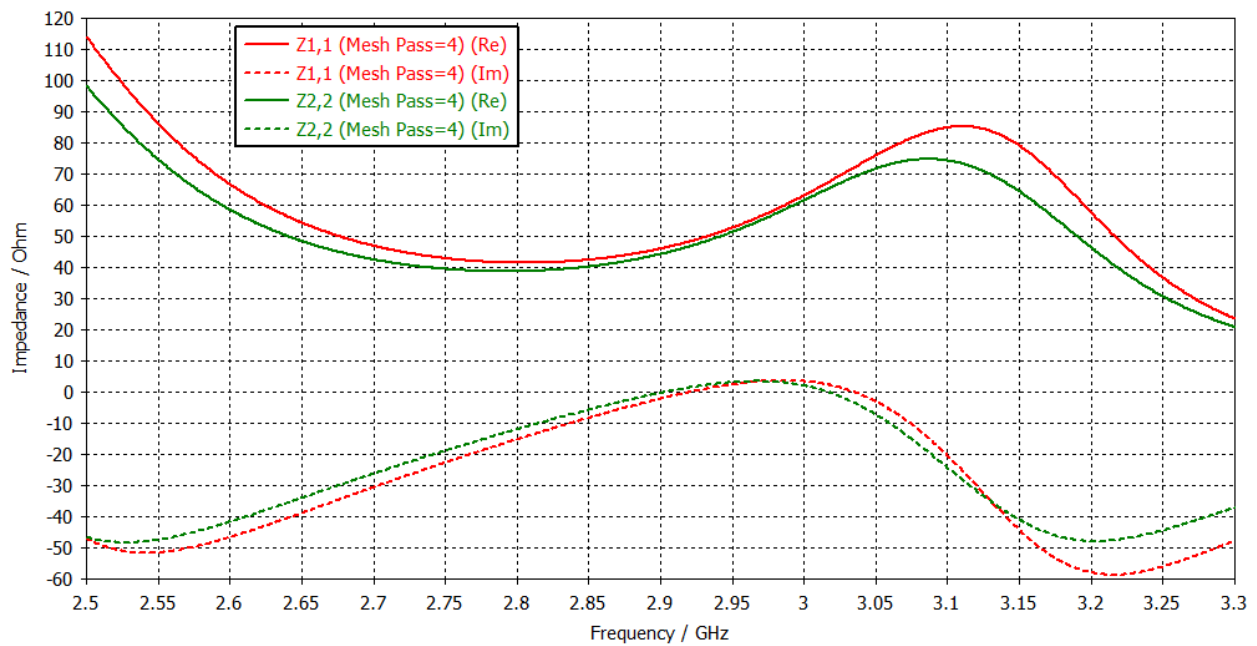


Fig. 26: Impedancias de entrada del modelo propuesto.

Como se puede observar en las [Figs. 25](#) y [26](#), existe una correlación entre el ancho de banda mostrado por la pendiente de las partes imaginarias de las impedancias, y la adaptación que se muestra en los parámetros S, dado que con el modelo propuesto se alcanzaron valores muy buenos de adaptación y un ancho de banda que supera los requerimientos planteados al comienzo del proyecto, ya que las curvas de S_{11} y S_{22} , es decir, de ambos puertos, cruzan por la

línea de -10 dB en valores cercanos pero inferiores a 2,7 GHz y apenas por encima de 3,1 GHz. Además, los valores de aislamiento entre puertos alcanzados también fueron muy buenos variando entre -18 y -26 dB en el rango de frecuencias de interés.

Analizando los gráficos mostrados en la [Fig. 26](#), se observa que los resultados alcanzados para ambos puertos son muy similares. Asimismo, resulta favorable para lograr una buena adaptación de impedancias, que la parte real de la misma en ambos puertos presentó valores cercanos a los 50 Ω , mientras que la parte imaginaria de ambos muestra poca variación en las frecuencias cercanas a 2,9 GHz y resonancia en dos frecuencias distintas.

En cuanto a las características de *far-field* o campo lejano, en las [Figs. 27 y 28](#) se presentan los resultados de relación axial obtenidos con el mallado más fino en todo el rango de frecuencias con pasos cada 100 MHz. Para el entendimiento de las figuras, se presentan en línea continua las curvas correspondientes a las simulaciones en el puerto 1, y con línea discontinua las del puerto 2. Como puede observarse en la [Fig. 27](#), al aumentar la frecuencia se evidencian variaciones significativas en la linealidad de la relación axial. Sin embargo, para los fines del proyecto y considerando que en aplicaciones meteorológicas no se requiere un ancho de haz superior a unos 15 grados, se priorizó el análisis de los valores correspondientes al intervalo $\theta = -30^\circ$ a $\theta = 30^\circ$ —delimitado en la [Fig. 28](#)—, dado que constituye la región angular más próxima al máximo de radiación y, por lo tanto, la más representativa del comportamiento útil de la antena.. Esto se hizo de esta forma debido a que, como se mencionó en la [sección de motivaciones](#) al comienzo del trabajo, parte de la relevancia del diseño está en su futura integración en un arreglo con apuntamiento electrónico. Si bien el desempeño del elemento puede verse modificado en un arreglo real por los acoplamientos entre antenas vecinas —tema que excede el alcance del presente proyecto—, el haz apuntado no debería alejarse de manera significativa del eje principal. Por este motivo, y considerando además que en aplicaciones meteorológicas no se requiere un ancho de haz mayor a unos 15°, se adoptó el intervalo $\theta = -30^\circ$ a $\theta = 30^\circ$ como rango de interés para evaluar la linealidad.

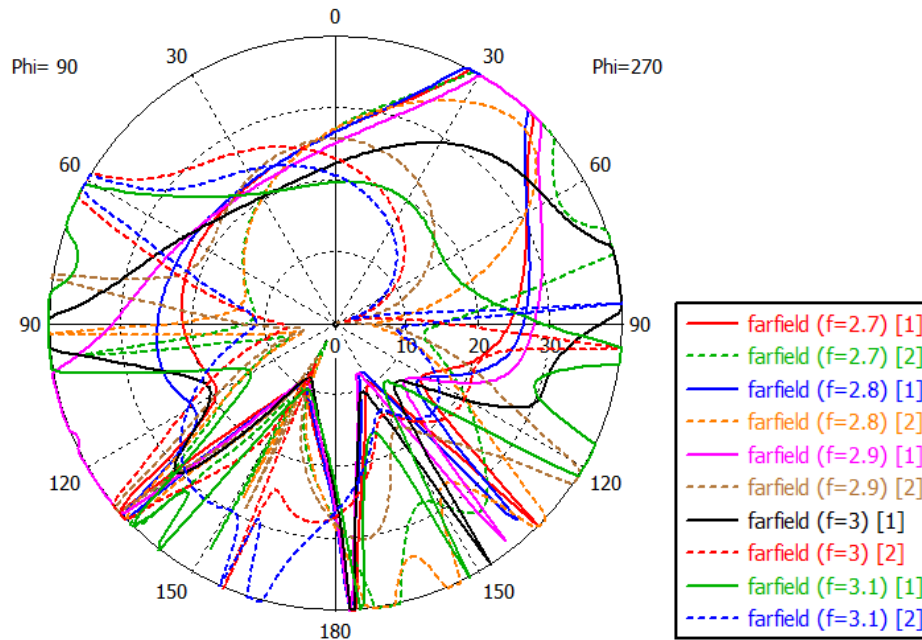


Fig. 27: Relación axial del modelo propuesto ($\Phi = 0^\circ$).

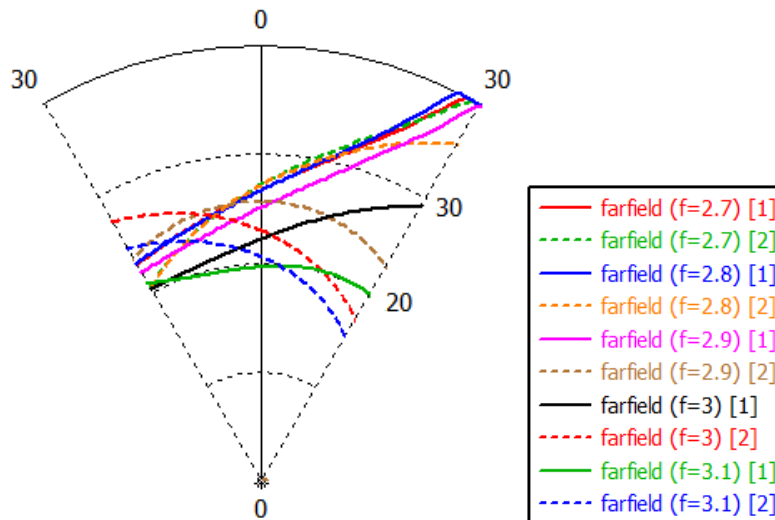


Fig. 28: Relación axial del modelo propuesto cerca del máximo de radiación ($\Phi = 0^\circ$).

Como puede observarse con mayor detalle en la [Fig. 28](#), todas las curvas de relación axial dentro del rango angular considerado se mantienen entre 16 dB y el límite superior del software, fijado en 40 dB. En la dirección de $\theta = 0^\circ$, los valores presentan una variación aproximada de 6 dB; sin embargo, los niveles correspondientes a una misma frecuencia son relativamente similares, lo que indica que, aun sin desplazar el haz a otras direcciones, la relación axial no se mantiene constante en todo el ancho de banda de operación. Además, resulta llamativo que, pese a la cercanía entre los valores obtenidos en ambos puertos, el

comportamiento general exhibe diferencias importantes, ya que no se observa un patrón de variación uniforme entre las curvas.

También es destacable que las simulaciones muestran una marcada similitud entre los resultados obtenidos a 2,7 y 2,8 GHz —representados por las curvas rojas y azules, respectivamente—. En contraste, los valores correspondientes a 2,9, 3,0 y 3,1 GHz presentan discrepancias mucho más pronunciadas. Otro aspecto relevante es la tendencia observada al alejarse de $\theta = 0^\circ$: mientras que para 2,7, 2,8 y 2,9 GHz la relación axial disminuye en ambos puertos, el comportamiento es radicalmente distinto para 3,0 y 3,1 GHz. En estas últimas frecuencias, el puerto 2 experimenta un incremento de la relación axial conforme aumenta el ángulo, mientras que las curvas del puerto 1 se vuelven más planas o con menor pendiente, elevando además su valor a medida que la dirección de observación se aparta del centro.

A continuación se exponen los diagramas de ganancia realizada obtenidos en las simulaciones del modelo propuesto con intervalos de 100 MHz, de la misma forma que se hizo con los gráficos de relación axial mostrados recientemente.

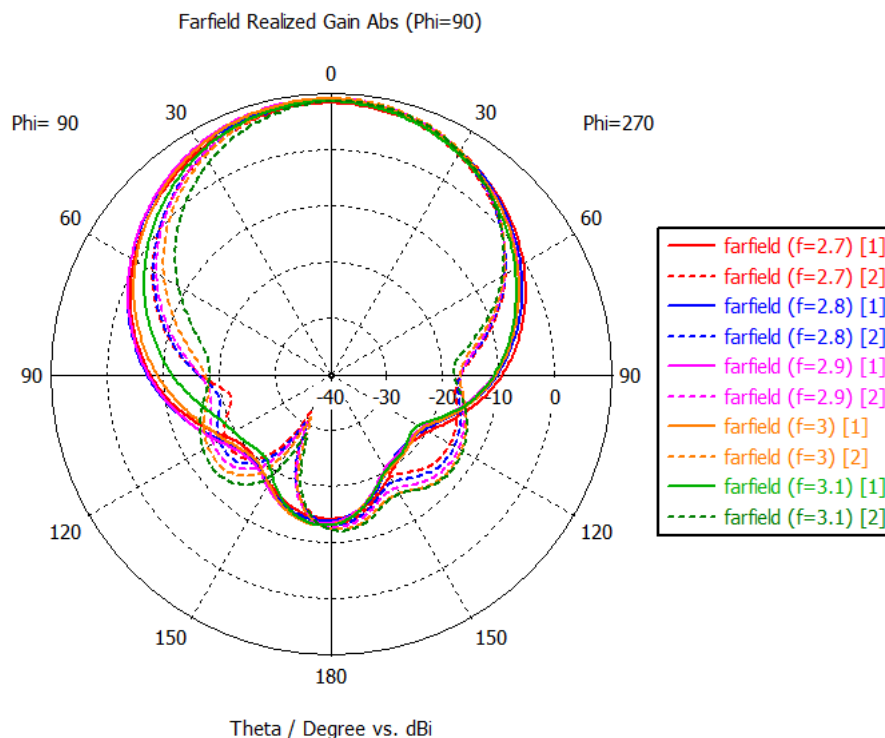


Fig. 29: Diagramas de radiación con mallado adaptativo (cuarta pasada).

Tal como se puede observar en la [Fig. 29](#), los diagramas de radiación obtenidos fueron muy similares a los esperados al comienzo del proyecto. Particularmente se puede evidenciar una gran diferencia en un rango cercano a $\theta = 150^\circ$ en el lado izquierdo de la figura, en el cual se

presenta un nulo en los diagramas correspondientes al puerto 2, mientras que no sucede nada similar en el puerto 1 para ninguna de las frecuencias representadas. Seguidamente se detallan algunas de las observaciones que se extrajeron de las simulaciones expuestas en la figura:

- Los diagramas presentados por el puerto 1 presentan grandes similitudes tanto en el lóbulo principal como en el trasero, al punto de no detectarse un comportamiento predecible al hacer el barrido en frecuencia.
- El puerto 1 presenta una simetría mucho más marcada que la mostrada por el puerto 2, el cual no presenta simetrías en el lado trasero de los diagramas.
- Se observa que a medida que la frecuencia se incrementa, se genera un estrechamiento del lóbulo principal, lo que significa una disminución del ángulo de media potencia (HPBW) en los diagramas correspondientes al puerto 2, lo cual indica un cambio en la concentración de la densidad de potencia en el lóbulo principal.
- Podría adjudicarse la existencia de solamente un nulo en las simulaciones del puerto 2 a la asimetría de los puertos y las líneas de alimentación, las cuales a pesar de su tamaño y pequeños anchos en sus secciones, afectan a los resultados.
- El puerto 2 expone un claro aumento de la magnitud de los lóbulos traseros con el aumento de la frecuencia, lo cual conlleva un empeoramiento o deterioro de los niveles de la relación *front-to-back*, que relaciona la magnitud del lóbulo principal respecto del lóbulo trasero.
- Por otro lado, en ninguno de los dos puertos se detecta la presencia de lóbulos laterales, lo cual es beneficioso en referencia a la concentración de energía en el lóbulo principal de radiación.

Los resultados del rechazo a la polarización cruzada son presentados en la [Fig. 30](#). Las líneas continuas muestran los valores correspondientes al puerto 1, los cuales representan la magnitud de la componente horizontal respecto de la vertical (Hor./Vert.), mientras que las líneas discontinuas son las correspondientes al puerto 2, en las que la comparación de componentes es de la vertical respecto de la horizontal (Vert./Hor). Nuevamente, por el mismo motivo que con los diagramas de la figura anterior, el análisis se acotó al ángulo comprendido entre $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 40^\circ$. Los valores representados por las curvas otra vez presentan grandes discrepancias entre las distintas simulaciones expuestas, mostrando una variación entre 16 y 27 dB entre todos los casos en la zona de interés.

Se puede observar en la [Fig. 30](#) que el puerto 1 muestra un comportamiento similar en todas las frecuencias, ya que en las cinco simulaciones muestra una disminución en el rechazo a las señales de polarización vertical a medida que la observación se aleja del ángulo central de máxima radiación. Particularmente, además, se observa que aumentar la frecuencia de operación provoca valores más bajos en el rechazo. Prestando especial atención a lo que sucede en

cercanía a $\theta = 0^\circ$, se destaca el hecho de que los valores presentados por ambos puertos son similares en todos los casos, es decir que para cada frecuencia, los valores mostrados por ambos puertos se parecen.

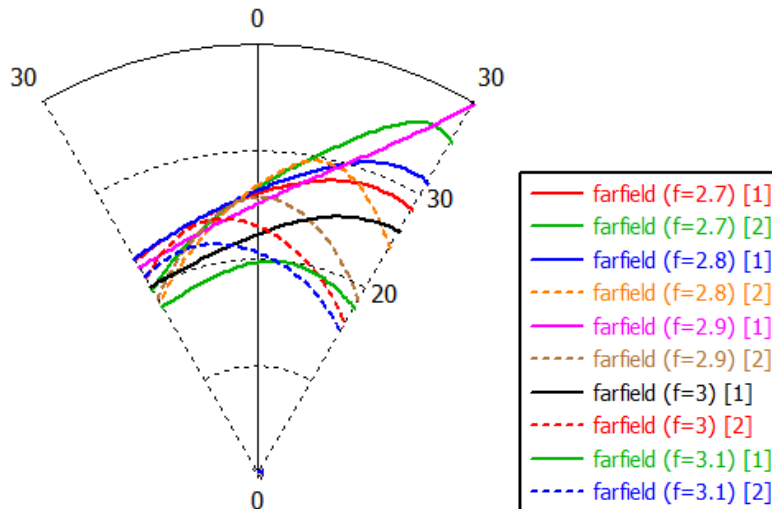


Fig. 30: Rechazo a la polarización cruzada del modelo propuesto en la zona de interés

En general, los valores mostrados por la [Fig. 30](#) superan los requerimientos iniciales de 20 dB. A pesar de que algunas simulaciones muestran valores de rechazo a la polarización cruzada que caen por debajo del límite establecido en algunas direcciones alejadas de la dirección de $\theta = 0^\circ$, se consideró que los resultados fueron lo suficientemente buenos como para continuar utilizando este modelo en las etapas posteriores del proyecto.

De esta forma, se continuó con el modelo propuesto, cuya versión final se presenta en la [Fig. 31](#), donde se muestran las vistas tridimensionales de la antena. Este diseño fue aprobado para su construcción, la cual se detalla en el capítulo siguiente.

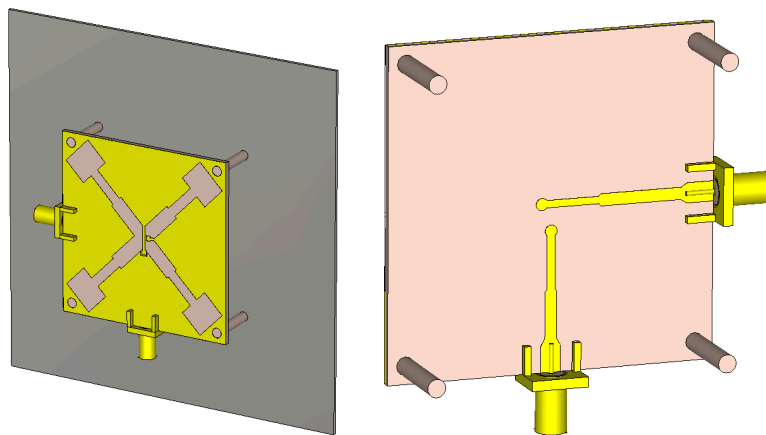


Fig. 31: Modelo del diseño propuesto

5. Fabricación del prototipo

En este capítulo se describe la fabricación del prototipo necesario para validar el diseño de la antena. Este proceso incluye la obtención del circuito impreso, la soldadura de los componentes esenciales, específicamente los conectores SMA y las vías que interconectan ambas caras de la antena, la fabricación del plano reflector y, finalmente, la unión de este plano al circuito impreso mediante separadores plásticos.

5.1 Materiales utilizados

Para realizar todas las etapas de fabricación, fue necesario contar con los siguientes equipos y materiales:

- Máquina CNC LPKF PhotoMat E34
- PCB de FR4 doble faz
- Panel metálico reflector
- Conectores SMA de montaje de borde
- Separadores de plástico de 15 mm
- Chapa en “L” para montaje en trípode
- Material y herramientas de soldadura:
 - Estaño
 - Soldador
 - Flux
 - Cinta quitaestaño

5.2 Fabricación del circuito impreso

Previo a la fabricación, es necesario diseñar el circuito impreso utilizando una herramienta de diseño CAD. Para ello, se empleó *Altium Designer*, un software que permite generar los archivos de fabricación requeridos por la máquina CNC, específicamente los archivos Gerber. Para ello se exportaron los archivos en formato .DXF desde CST Studio Suite. Este formato contiene la descripción geométrica de las distintas capas del diseño, lo que permite su interpretación en la herramienta CAD. En este caso, se generaron dos archivos DXF correspondientes a las dos caras conductoras de la PCB. Posteriormente, estos archivos fueron procesados en el Altium Designer para obtener el formato Gerber, los cuales se importan en el software de la máquina CNC para realizar el fresado. La máquina utilizada es una PhotoMat E34 de LPKF mostrada en la [Fig. 32](#) y el procedimiento para su correcto uso fue el siguiente:

- En primer lugar, se colocó una placa base de madera en la superficie de trabajo, cuya función es proteger la herramienta y absorber posibles errores en la profundidad de corte.
- Luego, se fijó la placa de cobre sobre la madera utilizando dos puntos de guía disponibles sobre la superficie y cinta adhesiva. Este punto fue fundamental para obtener una correcta implementación de las dos caras del circuito impreso dado que se requieren puntos de referencia al dar vuelta la placa.
- Por otro lado, antes de utilizar cada fresa se realizó una calibración de la altura del cabezal, ajustando manualmente la posición de la fresa de forma que se garantizara un ancho de surco equivalente al diámetro de la herramienta utilizada. Este procedimiento se realizó observando el trazo inicial sobre la placa con una lupa de aumento, y verificando que el ancho del surco coincidiera con el valor de la fresa utilizada.



Fig. 32: CNC LPKF PhotoMat E34.

- Finalmente, se confirma el fresado para dar inicio a la tarea. El software divide la tarea en varias etapas, cada una de las cuales requiere herramientas distintas (mechas, fresas y herramientas de corte). En el caso de la CNC utilizada, mostrada en la [Fig. 32](#), el cambio de herramienta se realiza de manera manual. El software notifica al usuario cuando corresponde realizar un reemplazo, y una vez efectuado, se autoriza la continuación del proceso.

En la [Fig. 33](#) se muestran fotografías de ambas caras del circuito impreso implementado. Notar que el circuito implementado sobre la placa quedó invertido respecto al diseño simulado por equivocación. Esto se detectó antes del fresado, sin embargo, procedió con el mismo debido a que no representaría un inconveniente, dado que no afecta al comportamiento de la antena.

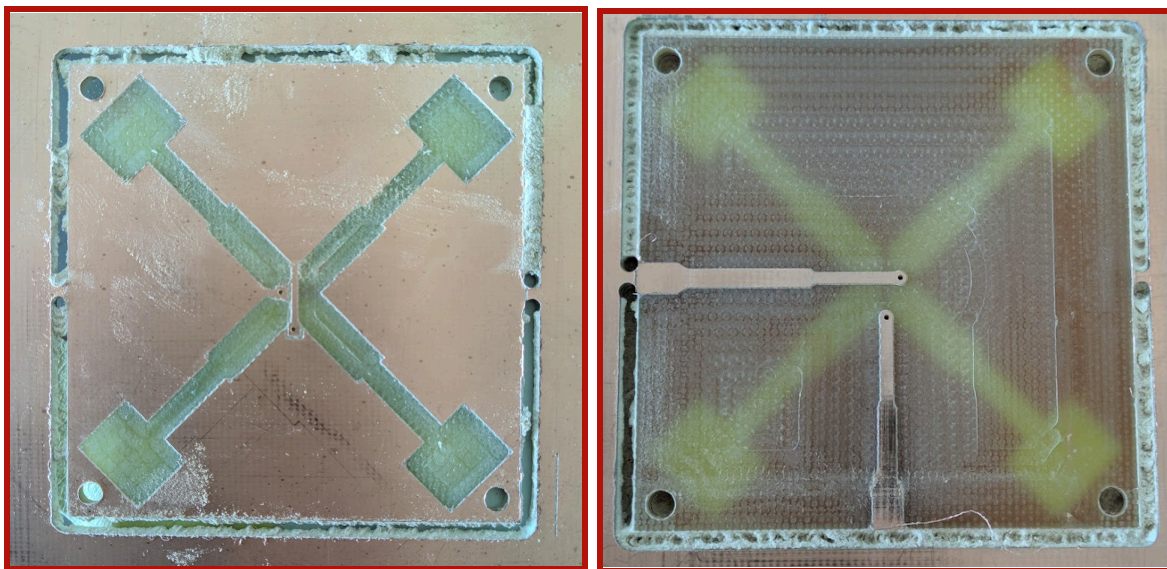


Fig. 33: Cara frontal y trasera luego del fresado.

El fresado se realizó en etapas, primero sobre la cara superior de la placa, marcando los contornos exteriores, las ranuras y las perforaciones correspondientes a los soportes. Para las zonas que requieren mayor precisión se empleó una fresa de 0,2 mm de diámetro, y el desbaste de las áreas más extensas de cobre se realizó con fresas de mayor diámetro, optimizando el tiempo de mecanizado en regiones amplias sin geometrías críticas. Una vez finalizado el fresado de la cara superior, se giró cuidadosamente la placa para trabajar sobre la cara opuesta, respetando las referencias de alineación con las guías de la CNC. Esta cara del circuito contiene las líneas de alimentación. La calibración se repitió con el mismo procedimiento. Durante este paso, algunas zonas presentaron defectos en la remoción del cobre, los cuales fueron corregidos manualmente mediante raspado con una herramienta de corte fino. Cabe destacar que el sistema no realiza el corte completo de la placa durante el fresado, a fin de mantener la sujeción durante todo el proceso. Por ello, una vez concluido el trabajo, se debió completar manualmente el desprendimiento de la placa utilizando cortes en los puntos donde la herramienta no había penetrado por completo.

5.3 Retoques finales, colocación de vías y conectores

Posteriormente, se realizó el acabado superficial, que incluyó el lijado de bordes con lija de grano fino, la limpieza con lana de acero y jabón neutro, y el limado de imperfecciones en las zonas de montaje de los conectores SMA. Una vez realizado este procedimiento, la placa quedó como se muestra en la [Fig. 34](#), lista para la etapa de soldadura.

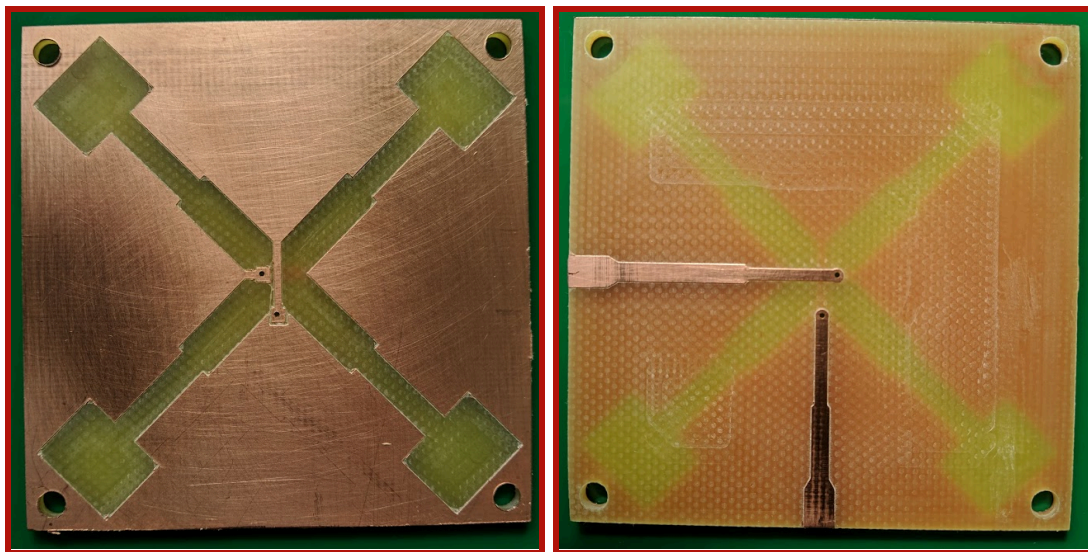


Fig. 34: Cara frontal y trasera luego de los retoques.

Para colocar las vías de alimentación, que atraviesan la placa, se utilizaron patas de resistores de 0,6 mm de diámetro, y se soldaron los conectores SMA utilizando los materiales disponibles en el laboratorio. La [Fig. 35](#) presenta una fotografía de esta etapa finalizada.

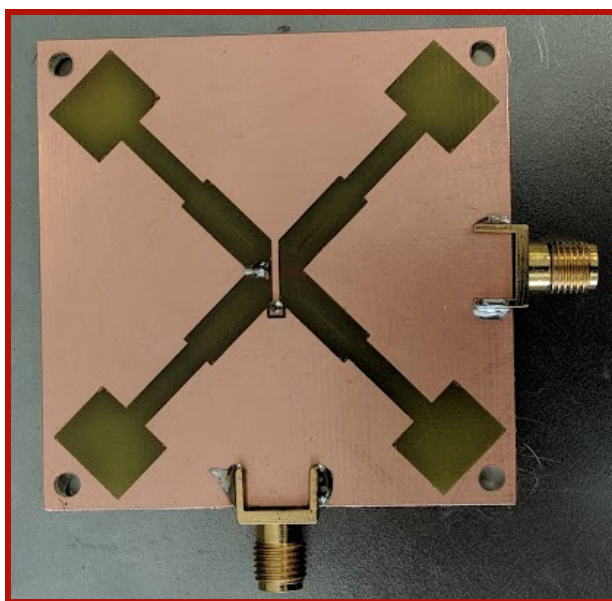


Fig. 35: Cara frontal con los conectores y vías colocados

Por otro lado, se avanzó hacia el montaje de los separadores plásticos, los cuales determinan la distancia entre la cara trasera de la antena y el plano reflector. Esta separación fue verificada con precisión a partir del modelo definitivo en CST, donde se había determinado que el mejor desempeño se obtenía con una separación de $0,15\lambda$, equivalente a 15,55 mm para una

frecuencia de operación de 2,9 GHz. Este valor corresponde a la longitud de onda de la señal en el aire. Se utilizaron separadores comerciales de 15 mm que se tenían disponibles, dado que su longitud se aproxima mucho a la medida en el software. Para la colocación de los mismos, se realizaron perforaciones en el plano reflector utilizando un taladro de banco disponible en la universidad, mostrado en la [Fig. 36](#). Utilizando la PCB ya perforada por la CNC, se marcaron los puntos de referencia a perforar sobre el plano reflector. De esta forma, mediante una tuerca de plástico en los extremos, los separadores pueden garantizar la solidez estructural sujetando tanto el elemento radiante como su reflector.



Fig. 36: Drill utilizado para la perforación del reflector.

Finalmente, se montaron las partes de la antena como muestran las [Figs. 37 y 38](#), lo que consistió en sujetar la placa del circuito impreso al plano reflector con los separadores y las tuercas, fijando además una chapa metálica en forma de L, necesaria para el montaje de la antena en un trípode.



Fig. 37: Cara trasera del prototipo construido (reflector y soportes).

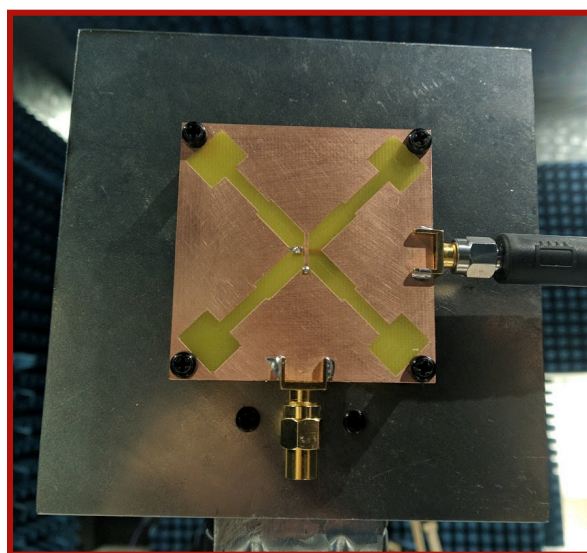


Fig. 38: Cara frontal del prototipo construido.

Con este mismo procedimiento se construyó un segundo prototipo con el fin de tener dos antenas iguales al momento de realizar las mediciones, como se muestra en el siguiente capítulo.

6. Caracterización del prototipo

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en una experiencia de medición realizada en la cámara anecoica de la Sede Andina de la Universidad Nacional de Río Negro. El objetivo principal del proceso de medición fue comparar los resultados simulados mediante CST Studio Suite con los datos obtenidos experimentalmente, a fin de validar el desempeño real de la antena. Antes de presentar los resultados, a continuación se describe la experiencia realizada.

6.1 Configuración de la experiencia de medición en cámara anecoica

La cámara anecoica de la Universidad Nacional de Río Negro es un entorno confinado, libre de señales electromagnéticas externas, que permite realizar mediciones de antenas. Gracias a la presencia de absorbentes electromagnéticos, este espacio simula las condiciones del espacio libre. En particular, esta cámara se clasifica como semi anecoica debido a la ausencia de material absorbente en el piso. En la [Fig. 39](#) se presenta una imagen de la cámara junto con la disposición de las antenas para la medición.

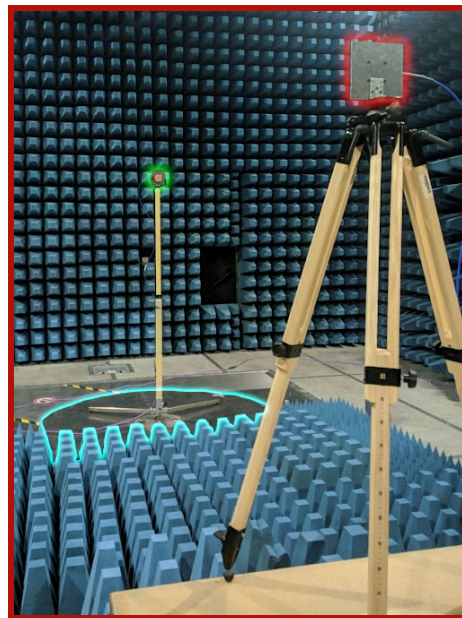


Fig. 39: Setup de antenas en la cámara semi anecoica.

Los dos prototipos fabricados se muestran delineados en color rojo y verde. La antena transmisora, en color rojo, se monta sobre un trípode y sobre una mesa para alcanzar una altura de 2 metros. La antena receptora, en color verde se monta sobre un mástil vertical de 2 metros sobre una tornamesa delineada en color celeste. La tornamesa es la herramienta fundamental

para la medición del diagrama de radiación debido a que permite realizar la rotación de la antena receptora de 0 a 360° en el plano horizontal. Además, para asegurar la condición de campo lejano durante las mediciones la distancia entre ambas antenas fue de 5 metros. Los instrumentos utilizados se encuentran en una habitación de control separada de la cámara. En la [Fig. 40](#) se muestran ambos equipos: por un lado, un generador de RF SMBV100A conectado a la antena transmisora, y un analizador EMI Test Receiver conectado a la antena receptora, ambos equipos de Rohde & Schwarz.

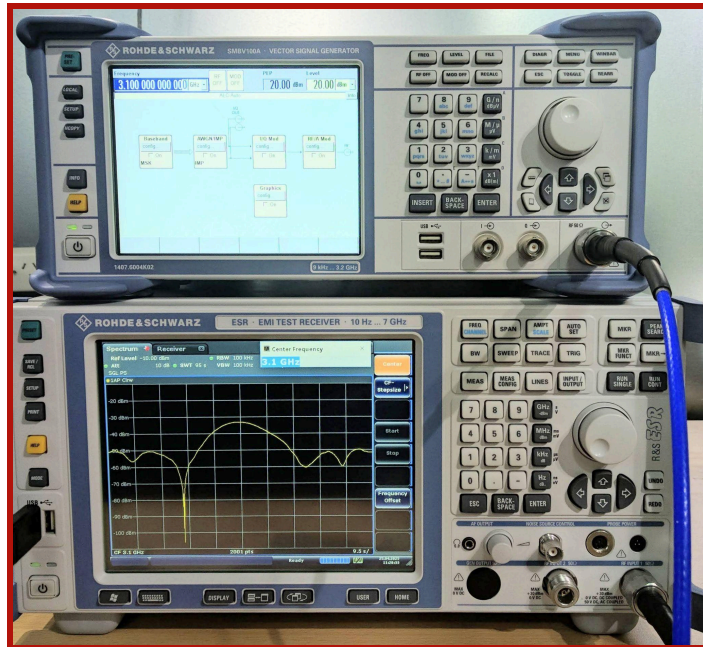


Fig. 40: Equipos utilizados. Generador de señal (arriba) y analizador de espectro (abajo).

Utilizando la configuración mencionada, cada medición del diagrama de radiación se realizó haciendo girar la tornamesa de forma continua, mientras se registraba, en función del tiempo, la potencia recibida por el analizador espectral. Posteriormente, los datos fueron procesados en la herramienta de cálculo Matlab, donde se tradujo el tiempo de adquisición de cada nivel de potencia al ángulo correspondiente, obteniendo así el diagrama de radiación en el plano horizontal. Se realizaron mediciones para dos configuraciones de polarización: con las antenas alineadas en polarización horizontal y vertical, y con las antenas cruzadas en polarización para evaluar el nivel de rechazo a la polarización cruzada. Además, se midieron los diagramas para cinco frecuencias distintas, entre 2,7 GHz y 3,1 GHz, con pasos de 100 MHz, de modo de obtener una caracterización completa del desempeño en el ancho de banda de interés, y además poder comparar los resultados de las mediciones experimentales con los obtenidos en las simulaciones previas.

Por otro lado, se obtuvieron los parámetros S del prototipo utilizando un Analizador Vectorial de Redes (VNA) de Rohde & Schwarz que se muestra en la [Fig. 41](#).



Fig. 41: Analizador vectorial de redes utilizado para obtener los parámetros S del prototipo.

6.2 Resultados obtenidos

Los datos obtenidos de las experiencias de medición se procesaron en la herramienta de cálculo Matlab para generar los resultados. Dicha herramienta presenta la capacidad para manipular eficientemente archivos de datos y representarlos en gráficos cartesianos y polares. Estos últimos resultan especialmente útiles para visualizar de forma clara y comparativa los diagramas de radiación.

6.2.1 Parámetros S

Los parámetros S obtenidos de la medición con el analizador vectorial se presentan junto con los parámetros de la simulación en la [Fig. 42](#). Cabe mencionar que el parámetro S_{12} no se incluye, ya que su comportamiento es igual al del parámetro S_{21} .

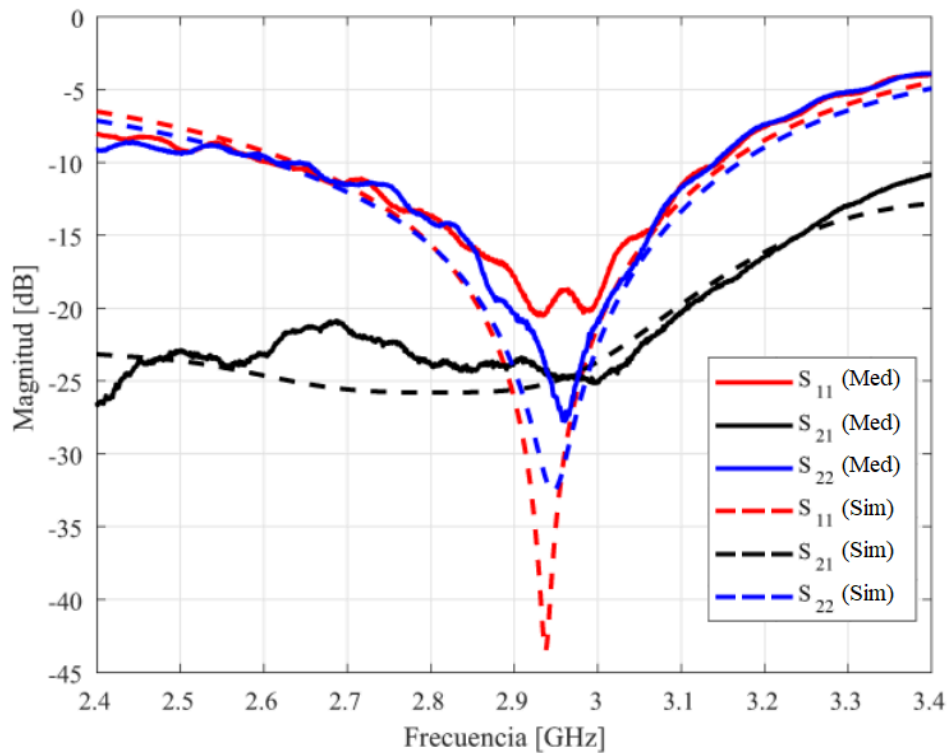


Fig. 42: Magnitud de los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{21} medidos y simulados.

Si bien la figura refleja una muy buena correspondencia entre las mediciones y las simulaciones, se destacan dos observaciones particulares:

- Los parámetros relacionados a la adaptación, es decir los S_{11} y S_{22} obtenidos al medir el prototipo, muestran una degradación respecto a la obtenida por simulación. De todas formas, su valor se encuentra por debajo de -10 dB en el rango de frecuencia de interés.
- Por otro lado, el parámetro relacionado al aislamiento medido entre los puertos, es decir el S_{21} , es inferior a -20 dB en todo el rango de frecuencia de interés.

Se debe destacar que, para este proyecto, estos resultados de adaptación arrojados en las mediciones son más que suficientes y satisfactorios, ya que la importancia de estos parámetros recae principalmente en que el ancho de banda sea lo suficientemente amplio como para cubrir un rango de operación desde 2,7 hasta 3,1 GHz. Dicho rango de operabilidad fue superado ampliamente por los prototipos fabricados, considerando como criterio límites inferior y superior las frecuencias en las que las curvas de S_{11} y S_{22} cruzan el umbral de -10 dB en pérdidas por retorno. Por otro lado, los requisitos de aislamiento establecidos a partir de la antena de referencia [3] no se lograron cumplir, ya que se esperaba un nivel de aislamiento superior a 30 dB y se obtuvo un valor de 20 dB, que de igual manera, dado que, en general los resultados fueron muy buenos, fue lo suficientemente satisfactorio como para considerarlo aceptable. Cabe

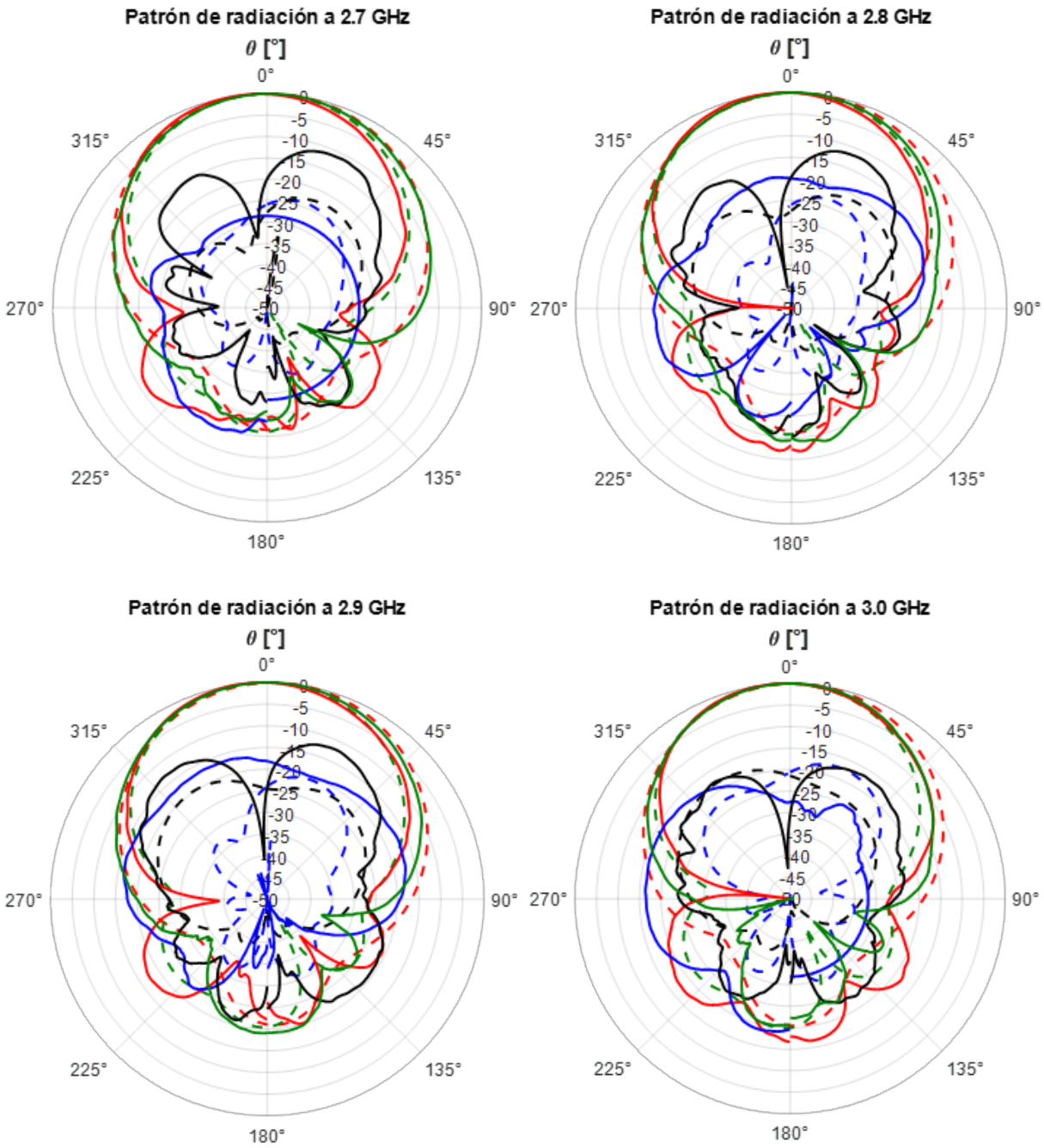
destacar que para este parámetro, el nivel medido se encuentra en torno al valor simulado, indicando que no se obtuvo una degradación apreciable en la implementación.

6.2.2 Diagramas de radiación

Como se mencionó previamente, las mediciones de los diagramas de radiación se hicieron para cinco frecuencias distintas separadas 100 MHz una de otra, desde 2,7 hasta 3,1 GHz, y para ambas polarizaciones lineales, al igual que en la etapa de simulaciones. Específicamente se utilizaron las siguientes configuraciones:

- Ambas antenas, transmisora y receptora, alineadas en polarización horizontal (Co-H).
- Ambas antenas, transmisora y receptora, alineadas en polarización vertical (Co-V)
- Antena transmisora con polarización horizontal y antena receptora vertical (Cross-V).
- Antena transmisora con polarización vertical y antena receptora horizontal (Cross-H).

A continuación, en la [Fig. 43](#) se muestran los resultados de los diagramas de radiación medidos, en conjunto con las simulaciones, de forma de poder compararlos agrupándolos por frecuencia de excitación. Dichos gráficos, al igual que como se hizo anteriormente, se muestran en coordenadas polares. Los archivos obtenidos en la medición se exportaron del analizador espectral en formato *.DAT*, los cuales son archivos genéricos de tablas de datos. Estos fueron procesados en Matlab, realizando la conversión del tiempo de adquisición obtenido en el analizador, al ángulo correspondiente de la tornamesa, de forma que los datos obtenidos en orden temporal tengan sentido al graficarlos en un sistema de coordenadas polares. Los diagramas presentados seguidamente están normalizados respecto al máximo valor en el punto de máxima radiación de la configuración co-H y co-V correspondiente. Vale la pena aclarar que la falta de continuidad alrededor de $180^\circ \pm 10^\circ$ en los diagramas se debe a la forma en la que se realizaron las mediciones. Se configuró intencionalmente el experimento para que dicha discontinuidad ocurriera en la parte trasera de la antena, donde resulta menos relevante la caracterización.



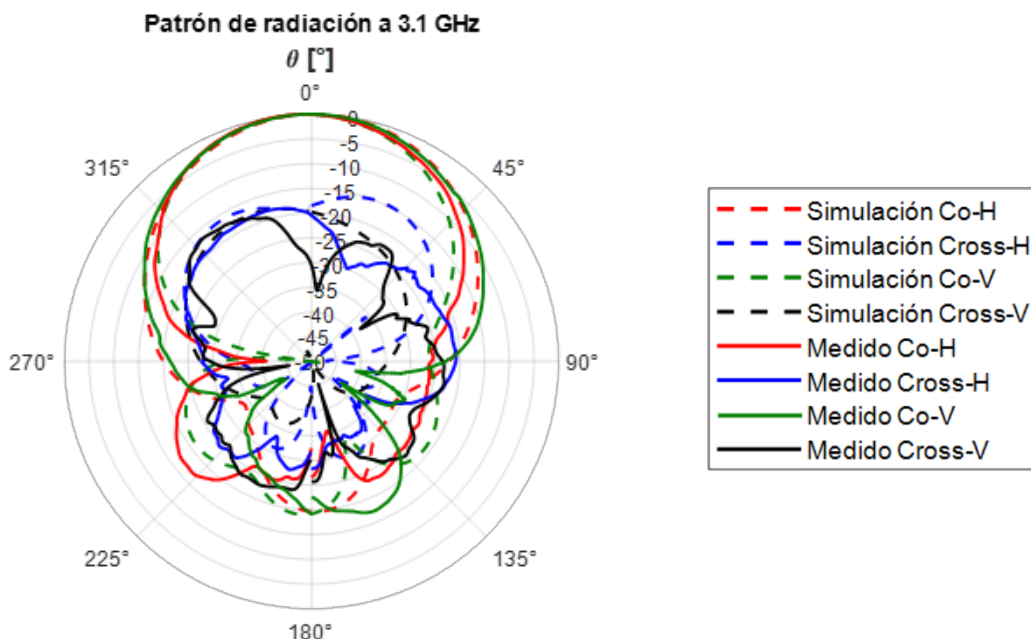


Fig. 43: Diagramas simulados y medidos en la cámara anecoica.

Se observa una alta concordancia entre los diagramas medidos y los obtenidos mediante simulación electromagnética. En ambos casos, no se presentan lóbulos laterales, y los anchos de haz son de aproximadamente 60° tanto para la configuración co-H como para la co-V en todo el rango de frecuencias de interés. Asimismo, como se puede observar en las curvas de Cross-H y Cross-V mostradas en la [Fig. 43](#), los resultados correspondientes a la polarización cruzada muestran niveles menores a -10 dB para todo θ en el rango 2,7 a 2,9 GHz, mejorando luego en 3 y 3,1 GHz, frecuencias en las cuales dichas curvas se encuentran enteramente por debajo de los -15 dB, llegando a tocar valores de -35 dB para $\theta = 0^\circ$ en algunas configuraciones, como por ejemplo en la Cross-V en 3,1 GHz, lo cual representa el cumplimiento de los requerimientos planteados en muchas de las situaciones medidas. Particularmente, para dicha dirección, se cumplieron los requerimientos en 2,8, 3 y 3,1 GHz en las configuraciones de conexión de Cross-H, mientras que para Cross-V se logró superar el objetivo en 2,8, 2,9, 3 y 3,1 GHz, mejorando además a medida que aumenta la frecuencia. En general, se observa un mejor rechazo a la polarización cruzada en las curvas de Cross-V, ya que en todas las configuraciones medidas en la cámara anecoica, la curva negra presenta valores inferiores a las azules, correspondientes a las conexiones cruzadas de Cross-H.

De esta manera, los objetivos establecidos inicialmente fueron alcanzados en la mayoría de las configuraciones medidas. Cabe destacar, además, que esto se ha podido lograr a pesar de la falta de información sobre cómo alcanzar valores muy altos de rechazo a la polarización cruzada por parte del artículo tomado de referencia [\[3\]](#), el cual se limita a describir el diseño sin

proveer información extra. Así pues, a los fines del proyecto, los valores obtenidos de forma experimental han sido lo suficientemente satisfactorios para mantener el diseño propuesto.

6.2.3 Cálculo de ganancia

Para determinar la ganancia de la antena bajo estudio, se realizó primero una medición independiente de las mediciones del diagrama de radiación, utilizando el método de las tres antenas. Esta medición se efectuó únicamente a la frecuencia central de 2,9 GHz debido a las restricciones de tiempo disponibles durante el proceso experimental. Luego, a partir de las mediciones del diagrama de radiación, se estimaron los valores de ganancia en todas las frecuencias dentro del rango de interés. Para el método de tres antenas se utilizó una antena PowerLOG modelo 70180, una antena bicónica, y la antena bajo estudio denominada prototipo. La ganancia a la frecuencia de 2,9 GHz se calculó a partir de tres mediciones de potencia recibida correspondientes a las configuraciones presentadas en la [Tabla 6](#), realizadas bajo condiciones de co-polaridad, es decir, utilizando la misma orientación de polarización en ambas antenas. A partir de las potencias medidas en estas configuraciones y utilizando la ecuación de Friis, fue posible formular un sistema de ecuaciones que permitió despejar la ganancia desconocida de la antena prototipo.

<i>Antena transmisora</i>	<i>Antena receptora</i>
<i>Prototipo</i>	<i>PowerLOG</i>
<i>Prototipo</i>	<i>Bicónica</i>
<i>PowerLOG</i>	<i>Bicónica</i>

Tabla 6: Configuraciones de los enlaces en la cámara.

Dado que el objetivo de estas tres mediciones era determinar la ganancia de la antena diseñada, se tomaron ciertas precauciones para evitar pérdidas innecesarias, en particular por errores de apuntamiento. Por ello, en todos los casos, las antenas fueron alineadas cuidadosamente, orientando sus máximos de radiación una hacia la otra, garantizando así el acoplamiento óptimo del enlace.

En todas las configuraciones, la potencia de transmisión se mantuvo constante, fijada desde el comienzo de la caracterización en 20 dBm. Asimismo, se utilizó una frecuencia fija de 2,9 GHz, correspondiente a la frecuencia central de operación de la antena prototipo. Los valores de potencia recibida medidos en el receptor para cada una de las configuraciones se presentan en la [Tabla 7](#).

<i>Antena transmisora</i>	<i>Antena receptora</i>	<i>Potencia recibida [dBm]</i>
<i>Prototipo</i>	<i>PowerLOG</i>	-30,73
<i>Prototipo</i>	<i>Bicónica</i>	-41,09
<i>PowerLOG</i>	<i>Bicónica</i>	-40,65

Tabla 7: Potencia recibida en las tres configuraciones medidas en la cámara.

Con esta información, y considerando la potencia transmitida, la potencia recibida y las distancias entre antenas, es posible aplicar la ecuación de Friis para establecer las relaciones entre las ganancias de las diferentes configuraciones medidas. Así, se planteó un sistema de ecuaciones que permite resolver la incógnita correspondiente a la ganancia de la antena desarrollada, considerando las tres combinaciones.

Como se mencionó, el sistema se basa en la ecuación de Friis, la cual expresada en decibels es:

$$P_r[\text{dBm}] = P_t[\text{dBm}] + G_t + G_r - L_p - L_c$$

donde:

- P_t es la potencia transmitida (20 dBm en todos los casos),
- P_r es la potencia recibida medida,
- G_t y G_r son las ganancias de las antenas transmisora y receptora,
- L_p son las pérdidas por propagación en espacio libre, que para la frecuencia de 2,9 GHz se pueden calcular como:

$$L_p = 20\log_{10}(d) + 20\log_{10}(f) + 20\log_{10}(4\pi/c)$$

$$L_p = 55,66 \text{ dB}$$

- L_c son las pérdidas por los cables.

De esta forma el sistema de ecuaciones planteado quedó definido de la siguiente manera:

$$(1) P_{rX-Bic} = P_t + G_{Bic} + G_X - L_p - L_c$$

$$(2) P_{rX-Horn} = P_t + G_{Horn} + G_X - L_p - L_c$$

$$(3) P_{rBic-Horn} = P_t + G_{Bic} + G_{Horn} - L_p - L_c$$

Este sistema de ecuaciones presenta cuatro incógnitas debido a que las pérdidas en los cables L_c son desconocidas. Por este motivo, se optó por asumir que la ganancia de la antena PowerLOG es conocida y dicho valor se obtuvo de la información brindada por el fabricante en la hoja de datos. Para la frecuencia central de 2,9 GHz, dicha antena presenta una ganancia especificada de 9,19 dBi. De esta forma, a partir de la resolución del sistema de ecuaciones, restando (1) – (2) y (1) – (3) se obtuvo la ecuación que describe la ganancia del prototipo como:

$$G_X = P_{rX-Bic} - P_{rBic-Horn} + G_{Horn}$$

Ahora, con los datos de potencia obtenidos en las mediciones y la ganancia de la antena PowerLOG extraída de su hoja de datos, se halló la ganancia de la antena prototipo:

$$G_X = 9,28 \text{ dBi}$$

De esta manera, y considerando las limitaciones de tiempo que impidieron repetir el procedimiento para las demás frecuencias mencionadas, se procedió a estimar la ganancia en todo el rango de frecuencias de operación.

6.2.4 Estimación de la ganancia para todo el rango de operación

A continuación se muestran los resultados obtenidos y calculados de la ganancia realizada del prototipo en el rango de operación. Para esto se parte del resultado obtenido luego de medir la potencia recibida tal como se mostró en la sección anterior. A partir de conocer el valor de la ganancia de 9,28 dBi en la frecuencia de 2,9 GHz, se estima la ganancia realizada para las otras cuatro frecuencias medidas, para luego realizar una interpolación de los valores y poder graficar una estimación de la ganancia realizada para todo el rango de frecuencias de interés, pudiendo así caracterizar el prototipo.

A partir de las mediciones en la cámara se obtuvieron archivos de datos con la potencia recibida en el receptor para cada frecuencia en sus diferentes configuraciones de conexión. El procesamiento de los datos se hizo de la siguiente manera:

- Se ubicó en cuál valor de tiempo fue medida la máxima potencia en 2,9 GHz, tanto en el archivo correspondiente a la medición copolar horizontal como en la vertical.
- Luego, en ese mismo valor de tiempo, correspondiente al ángulo de máxima radiación —donde se describe la ganancia— se identificó la potencia recibida en las otras mediciones, es decir en el resto de frecuencias medidas.
- Para estimar la ganancia realizada en el resto de las frecuencias se consideró que la diferencia de potencia recibida respecto a la potencia de referencia, es aproximadamente igual a la diferencia de ganancias, es decir, si en una determinada frecuencia se recibe en el receptor 2 dBm menos de potencia que en la potencia de referencia, se estima que se tiene 2 dB menos de ganancia. Para esto es necesario considerar que el entorno de medición es igual en todos los casos, es decir que no se cambió la distancia entre las antenas, ni su ubicación, ni se cambiaron los cables o conectores. Dado que ese fue el caso, se pudo seguir con este procedimiento. El cálculo realizado para cada frecuencia medida fue el siguiente:

$$G(f_k) = G_{ref} + [P(f_k) - P(f_{ref})]$$

donde $G(f_k)$ es la ganancia estimada en la frecuencia f_k , $P(f_k)$ es la potencia media medida en esa frecuencia, y $P(f_{ref})$ es la potencia media en la frecuencia de referencia 2,9 GHz.

- Por otro lado, para aumentar la precisión de los resultados, se consideró la diferencia presente en las pérdidas por propagación en espacio libre (FSPL) entre las distintas frecuencias medidas para tenerlas en cuenta en los resultados finales. Las FSPL calculadas para cada frecuencia son:
 - 2,7 GHz: 55,05 dB, (-0,62 dB respecto de la referencia)
 - 2,8 GHz: 55,37 dB, (-0,3 dB respecto de la referencia)
 - 2,9 GHz: 55,67 dB — Frecuencia de referencia
 - 3,0 GHz: 55,97 dB, (+0.3 dB respecto de la referencia)
 - 3,1 GHz: 56.25 dB, (+0.58 dB respecto de la referencia)

A partir del desarrollo algebraico del sistema de ecuaciones obtenido de la ecuación del enlace, se obtuvo la siguiente expresión, que permite estimar la ganancia de la antena en función de la potencia medida y de las pérdidas por propagación en espacio libre:

$$G(f_k) = G_{ref} + 1/2 \times [P(f_k) - P(f_{ref})] + 1/2 \times [FSPL(f_k) - FSPL(f_{ref})]$$

Con el fin de obtener resultados más consistentes y representativos, este cálculo se aplicó a todas las frecuencias del rango de operación, exceptuando el caso de 2,9 GHz, cuya ganancia fue determinada mediante el método de las tres antenas.

En la [Fig. 44](#) se presentan los gráficos correspondientes a las mediciones y simulaciones de ganancia realizada.

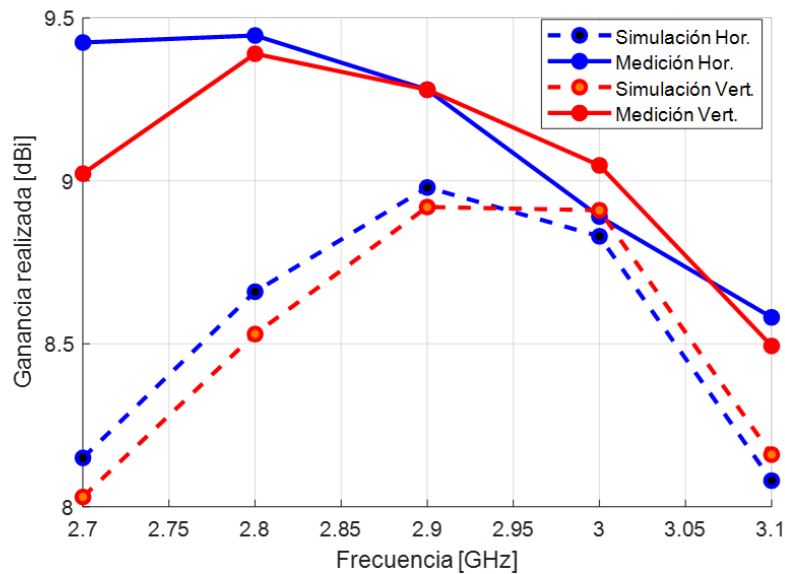


Fig. 44: Ganancia realizada del prototipo para el rango de frecuencias de interés.

De esta forma queda caracterizada la antena. Los parámetros de interés medidos quedan establecidos como se presenta a continuación:

- Frecuencia de operación: 2,9 GHz.
- Ancho de banda de operación (S_{11} y $S_{22} = -10$ dB): 550 MHz (2,60 — 3,15 GHz).
- Ganancia realizada:
 - 9,42 dBi @ 2,7GHz — Pol. Horizontal.
 - 9,02 dBi @ 2,7GHz — Pol. Vertical.
 - 9,44 dBi @ 2,8GHz — Pol. Horizontal.
 - 9,39 dBi @ 2,8GHz — Pol. Vertical.
 - 9,28 dBi @ 2,9GHz — Pol. Horizontal.
 - 9,28 dBi @ 2,9GHz — Pol. Vertical.
 - 8,81 dBi @ 3,0GHz — Pol. Horizontal.
 - 9,04 dBi @ 3,0GHz — Pol. Vertical.
 - 8,58 dBi @ 3,1GHz — Pol. Horizontal.

- 8,49 dBi @ 3,1GHz — Pol. Vertical.
- Aislación entre puertos: 23,85 dB @ 2,9GHz.
- Rechazo a la polarización cruzada en el ángulo de máxima radiación:
 - Cross-H: 28,56 dB @ 2,7 GHz
 - Cross-V: 19,91 dB @ 2,7 GHz
 - Cross-H: 19,91 dB @ 2,8 GHz
 - Cross-V: 19,55 dB @ 2,8 GHz
 - Cross-H: 18,14 dB @ 2,9 GHz
 - Cross-V: 24,04 dB @ 2,9 GHz
 - Cross-H: 27,55 dB @ 3 GHz
 - Cross-V: 30,61 dB @ 3 GHz
 - Cross-H: 20,46 dB @ 3,1 GHz
 - Cross-V: 30,61 dB @ 3,1 GHz

7. Conclusiones

En este trabajo se diseñó, fabricó y caracterizó una antena de doble polarización lineal para su aplicación en la próxima generación de radares meteorológicos basados en arreglos de antenas. El diseño consiste en la utilización de ranuras cruzadas sobre un plano reflector. Se obtuvo un diseño que alcanzó la mayoría de los requisitos establecidos al inicio del proyecto, en términos de ancho de banda, aislamiento entre puertos, ganancia y tamaño (aunque este no estaba estrictamente definido). Los resultados obtenidos mostraron un gran desempeño incluso con dimensiones inferiores a las establecidas inicialmente, ya que durante el proceso de diseño se planteó como objetivo lograr un tamaño de PCB de aproximadamente 65 mm por lado, y se ha alcanzado achicar la placa hasta 55 mm por lado, lo que facilita su integración en arreglos de antenas. Cabe aclarar que el plano reflector empleado en las mediciones corresponde únicamente al utilizado para las pruebas individuales, ya que en una configuración de arreglo este componente sería común a todos los elementos. Los resultados obtenidos de las mediciones del prototipo mostraron una buena correspondencia con los obtenidos en las simulaciones durante la etapa de diseño.

En lo que respecta al rechazo a la polarización cruzada, se evidenció que este parámetro resulta complejo de controlar con las geometrías empleadas. Sin embargo, fue posible alcanzar niveles lo suficientemente bajos para mantener el buen funcionamiento, del orden de los -20 dB para ambas polarizaciones en las direcciones cercanas al máximo de radiación para todo el rango de frecuencias de interés, alcanzando los -35 dB en alguno de los casos, lo cual se considera plenamente satisfactorio en relación con los objetivos inicialmente planteados.

A lo largo del desarrollo del proyecto se incorporaron numerosos conceptos aplicables al diseño de antenas, especialmente en lo referente a dipolos, estructuras implementadas sobre sustratos PCB y ranuras.

En particular, se identificaron técnicas sencillas y efectivas para modificar la frecuencia de operación sin comprometer la miniaturización del diseño y viceversa. Este hallazgo resulta especialmente relevante, ya que conservar dimensiones reducidas favorece la escalabilidad del sistema y su integración en arreglos de múltiples antenas.

Al analizar los resultados obtenidos en la cámara semi anecoica de la universidad, se encontró que en algunos casos —como en las mediciones de Cross-H a 2,7 y 3 GHz— aparecieron inconsistencias en los valores de potencia recibida. Estas se atribuyeron a factores propios del setup de medición, tales como las vibraciones de la tornamesa o el movimiento y

tracción del cable durante la rotación de la antena, lo que generó ciertos registros erróneos. Dichos valores no fueron detectados en el momento, por lo que no pudieron ser corregidos durante la adquisición experimental.

A partir de la experimentación mediante múltiples simulaciones, se logró comprender y controlar la geometría de las ranuras cruzadas, identificando cómo cada una de las secciones involucradas influye en el comportamiento del diseño. Esto permitió interpretar con mayor precisión las implicancias de las distintas configuraciones adoptadas.

Se ha podido justificar a partir de los resultados el porqué de algunas características de alimentación, tales como la geometría de la conexión de las vías y las dimensiones de las secciones.

Luego de culminado este proyecto, enfocado específicamente al desarrollo del sensor, permanecen abiertos algunos aspectos vinculados a la implementación final de la antena en un arreglo funcional para su uso en un radar meteorológico. En particular, queda pendiente verificar el desempeño del elemento radiante en un entorno de arreglo y optimizarlo bajo dicha condición, una vez definidas las separaciones entre elementos y la topología de la red de alimentación, ya que el comportamiento electromagnético puede variar significativamente debido al acoplamiento mutuo entre antenas. Además, también se mantiene abierta la posibilidad de modificar el diseño para lograr mejores características de radiación. En particular, se encuentra en desarrollo la etapa correspondiente al diseño de la red de divisores de potencia y al apuntamiento electrónico del haz de radiación. Esta instancia está siendo abordada por el estudiante Nahuel Pedernera como parte de su Proyecto Final Integrador complementario al presente trabajo.

A lo largo del desarrollo del proyecto se aplicaron conocimientos adquiridos en diversas áreas de la carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones, tanto en la etapa de análisis y comparación de múltiples tipos de antenas, como durante el extenso proceso de diseño, fabricación y posterior caracterización del prototipo. Esta última etapa se llevó a cabo en la cámara semi anecoica ubicada en las instalaciones de la Sede Andina de la Universidad Nacional de Río Negro. Además, el proceso de construcción del sensor se vio facilitado por la experiencia adquirida durante la Práctica Profesional Supervisada realizada en el Departamento de Ingeniería del Instituto Balseiro en el Centro Atómico Bariloche (Comisión Nacional de Energía Atómica), donde se aplicaron técnicas que resultaron fundamentales para llevar a cabo la fabricación y caracterización del dispositivo con precisión y eficiencia.

8. Referencias bibliográficas

- [1] P. Meischner (Ed.) (2013). *Weather radar: Principles and advanced applications*. Springer Berlin Heidelberg, Alemania.
- [2] Ryzhkov, A. V., y Zrnić, D. S. (2019). *Radar polarimetry for weather observations*. Springer Nature Switzerland.
- [3] R. L. Haupt (2010). *Antenna Arrays, A Computational Approach*. Wiley.
- [4] S. Gao and A. Sambell, “Low-cost dual-polarized printed array with broad bandwidth,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 12, pp. 3394–3397, Dec. 2004.
- [5] Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: Analysis and design* (4th ed.). John Wiley & Sons.
- [6] Fulton, C., Salazar, J. L., Zhang, Y., Zhang, G., Kelly, R., Meier, J., McCord, M., Schmidt, D., Byrd, A. D., Bhowmik, L. M., Karimkashi, S., Zrnic, D. S., Doviak, R. J., Zahrai, A., Yeary, M., y Palmer, R. D. (2017). *Cylindrical polarimetric phased array radar: Beamforming and calibration for weather applications*. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 55 (5).
- [7] Lian, R., Wang, Z., Yin, Y., Wu, J., y Song, X. (2015). Design of a low-profile dual-polarized stepped slot antenna array for base station. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 5, 362–365.
- [8] Doviak, R. J., y Zrnić, D. S. (2006). *Doppler radar and weather observations* (2nd ed.). Dover Publications, New York, EE. UU.
- [9] Zhang, G. (2017). *Weather radar polarimetry*. CRC Press.
- [10] Pozar, D. M. (2011). *Microwave engineering* (4th ed.). John Wiley & Sons. [Capítulos: teoría de líneas de transmisión, divisores de potencia y acopladores direccionales, págs. 95–161].
- [11] Razavi Parizi, S. A. (2018). Bandwidth enhancement techniques. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (4), 1234–1240.
- [12] Cheng, Y.-W., Wu, J.-W., Chen, L.-T., y Wang, C.-J. (2014). *Analysis of stepped-impedance slot antenna*. En *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2014)*, Kaohsiung, Taiwán, 2–5 de diciembre de 2014.

9. Índice de figuras y tablas

Fig. 1: Sistema de coordenadas utilizado en el proyecto.....	13
Fig. 2: Dipolo impreso con un puerto discreto y su ranura complementaria.....	16
Fig. 3: Orientación de los campos eléctricos de las antenas complementarias.....	17
Fig. 4: Ranura de múltiples secciones.....	17
Tabla 1: Barrido de W_{sup}	18
Fig. 5: Z_{11} en función de la frecuencia para los distintos valores de W_{sup}	18
Tabla 2: Barrido de W_{int}	19
Fig. 6: Variación de Z_{11} en función de W_{int}	20
Fig. 7: Primer diseño de ranuras cruzadas.....	21
Tabla 3: Primeras tres pruebas de ranuras cruzadas.....	22
Fig. 8: Primeros tres diseños a comparar de ranuras cruzadas.....	22
Fig. 9: Curvas de Z_{11} de los tres modelos.....	23
Fig. 10: Diagramas de radiación copolares ($\Phi = 0^\circ$).....	24
Tabla 4: Pruebas de compensación entre L_{feed} y W_{sup}	26
Fig. 11: Variación de la impedancia de entrada modificando L_{feed} y W_{sup}	26
Fig. 12: Diseños comparados (con y sin reflector).....	28
Fig. 13: Parámetros S_{11} y S_{22} con y sin reflector, variando la distancia.....	29
Fig. 14: Z_{11} con y sin reflector, variando la distancia.....	29
Fig. 15: Diagramas de radiación Hor. (A) y Vert. (B) con reflector variando la distancia ($\Phi = 0^\circ$).....	31
Fig. 16: Arquitectura propuesta.....	32
Fig. 17: Geometrías probadas para el modelado de las vías.....	33
Fig. 18: Geometría de la cara anterior y las vías de alimentación con pads.....	34
Fig. 19: Dimensiones definitivas de las líneas del puerto 1.....	36
Fig. 20: Dimensiones definitivas de las líneas del puerto 2.....	36
Fig. 21: Modelo tridimensional del conector SMA de borde.....	37
Fig. 22: Configuración de los puertos de guía de onda en los conectores SMA de montaje.....	38
Fig. 23: S_{11} y S_{22} con mallado adaptativo.....	39
Fig. 24: S_{12} y S_{21} con mallado adaptativo.....	40
Fig. 25: Parámetros S del modelo propuesto.....	41
Fig. 26: Impedancias de entrada del modelo propuesto.....	41
Fig. 27: Relación axial del modelo propuesto ($\Phi = 0^\circ$).....	43

Fig. 28: Relación axial del modelo propuesto cerca del máximo de radiación ($\Phi = 0^\circ$).....	43
Fig. 29: Diagramas de radiación con mallado adaptativo (cuarta pasada).....	44
Fig. 30: Rechazo a la polarización cruzada del modelo propuesto en la zona de interés.....	46
Fig. 31: Modelo del diseño propuesto.....	46
Fig. 32: CNC LPKF PhotoMat E34.....	48
Fig. 33: Cara frontal y trasera luego del fresado.....	49
Fig. 34: Cara frontal y trasera luego de los retoques.....	50
Fig. 35: Cara frontal con los conectores y vías colocados.....	50
Fig. 36: Drill utilizado para la perforación del reflector.....	51
Fig. 37: Cara trasera del prototipo construido (reflector y soportes).....	52
Fig. 38: Cara frontal del prototipo construido.....	52
Fig. 39: Setup de antenas en la cámara semi anecoica.....	53
Fig. 40: Equipos utilizados. Generador de señal (arriba) y analizador de espectro (abajo).....	54
Fig. 41: Analizador vectorial de redes utilizado para obtener los parámetros S del prototipo.....	55
Fig. 42: Magnitud de los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{21} medidos y simulados.....	56
Fig. 43: Diagramas simulados y medidos en la cámara anecoica.....	59
Tabla 6: Configuraciones de los enlaces en la cámara.....	60
Tabla 7: Potencia recibida en las tres configuraciones medidas en la cámara.....	61
Fig. 44: Ganancia realizada del prototipo para el rango de frecuencias de interés.....	64