



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Máster

Antena miniaturizada de doble frecuencia para
seguimiento de satélites LEO en bandas de
frecuencia libres.

Miniaturized dual-frequency antenna for tracking
LEO satellites in free radio frequency bands.

Autor

Miguel Ángel Calvo Chueca

Director

Daniel Segovia Vargas

Ponente

Jesús de Mingo Sanz

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

DEDICATORIAS Y AGRADECIMIENTOS

Quería agradecer en primer lugar a Daniel Segovia, la persona con la que más tiempo he pasado desarrollando el proyecto, por su dedicación, ganas de enseñarme y por facilitarme todo lo que ha estado en sus manos.

A mi tutor, Jesús de Mingo, por su total implicación e interés, y por haberme ayudado en este largo camino.

A mis amigos de siempre y a las personas que he conocido y me han acompañado durante mi etapa universitaria.

A mis padres, por confiar siempre en mí y apoyarme en todas las decisiones que he tomado.

Agradecer en especial a mi hermana Cristina, la persona que más me ha sufrido y aguantado estos años.

RESUMEN

En la actualidad, resulta innegable que vivimos en un mundo cada vez más conectado, gracias a los avances globales en el ámbito de las comunicaciones. Algunas de estas importantes contribuciones fueron impulsadas por los radioaficionados: apasionados por experimentar, comunicar e inventar sin depender de las infraestructuras de comunicaciones comerciales. Por tanto, no solo conforman una comunidad global en la que charlan con personas al otro lado del mundo, sino que, a menudo, proponen soluciones a problemas en situaciones críticas o que no han sido explotadas de forma comercial.

Por otra parte, la evolución de los sistemas de comunicación global sería impensable sin el desarrollo de las comunicaciones satelitales. Los satélites se encargan de llevar a cabo importantes funciones como proporcionar sistemas de navegación o realizar observaciones de la Tierra. Sin embargo, el uso de los satélites para transmisión de voz, datos y vídeos se está incrementado de forma exponencial, consolidándolos como pilares fundamentales de la conectividad actual.

Sabiendo esto, ¿Sería posible que estas dos corrientes se unieran para enfrentar problemas actuales? Este proyecto nace bajo la premisa de dotar de conectividad a zonas remotas del planeta empleando satélites como puente de comunicación, logrando así que estas áreas remotas se sumen a la vasta red heterogénea actual. En concreto, en este documento se aborda el diseño, simulación y fabricación de la antena correspondiente al extremo de usuario dentro de la arquitectura definida previamente. Para satisfacer este objetivo, se llevarán a cabo estudios teóricos, se aplicarán técnicas de miniaturización de antena y se optimizarán las simulaciones de la misma.

Finalmente, tras la fabricación del prototipo, se compararán los resultados obtenidos en las simulaciones y los datos experimentales, buscando extraer conclusiones valiosas sobre el desempeño de este tipo de configuraciones y su potencial para aplicaciones futuras.

ABSTRACT

Nowadays, it is indisputable that we live in an increasingly connected world, thanks to global advances in the field of communications. Some of these important contributions were driven by radio amateurs: passionate about experimenting, communicating and inventing without relying on commercial communications infrastructures. Thus, not only do they form a global community in which they chat with people on the other side of the world, but they often propose solutions to problems in critical or commercially unexploited situations.

Additionally, the evolution of global communication systems would be inconceivable without the development of satellite communications. Satellites are responsible for carrying out important functions such as providing navigation systems or making observations of the Earth. However, the use of satellites for voice, data and video transmission is increasing exponentially, consolidating them as fundamental pillars of today's connectivity.

Knowing about this, would it be possible for these two movements to join forces to face current problems? This project is born under the premise of providing connectivity to remote areas of the planet using satellites as a communication gateway, thus achieving that these remote areas are added to the current wide heterogeneous network. Specifically, this document addresses the design, simulation and fabrication of the antenna corresponding to the user edge within the previously defined architecture. To meet this objective, theoretical studies will be carried out, antenna miniaturization techniques will be applied and antenna simulations will be optimized.

Finally, after the fabrication of a prototype, the results obtained in the simulations and the experimental data will be compared, seeking to draw valuable conclusions about the performance of this type of configurations and their potential for future applications.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Escenario dónde un satélite LEO funciona como nodo de conexión entre áreas urbanas y localizaciones remotas. [6].....	13
Figura 2. Diagrama de Gantt. Cronología seguida en el trabajo.	15
Figura 3. Sistema actual para recibir señales desde satélite (downlink) a una frecuencia aproximada de 145 MHz.	18
Figura 4. Antena tipo QFH bibanda para satélites [9].	19
Figura 5. Miniaturización: ejemplo de diseño utilizando geometrías fractales [12].	20
Figura 6. Miniaturización: ejemplo de diseño utilizando microstrip con ranuras [13]. .	21
Figura 7. Miniaturización: ejemplo de diseño utilizando un parche cortocircuitado [14].	21
Figura 8. Esquema general de un balance de enlace [18].	23
Figura 9. Paso de un satélite sobre Madrid e información de cuándo comenzará y terminará dicho paso.	24
Figura 10. Grabación de la baliza morse emitida por el satélite JY1-SAT (JO-97).	24
Figura 11. Estructura parche en anillo cortocircuitado [14].	27
Figura 12. Diagrama de radiación del modo TM11 en un parche simple.	28
Figura 13. Líneas de corriente para el modo TM11 de un parche en anillo cortocircuitado [14].	29
Figura 14. Diagrama de radiación del modo TM01 en un parche en anillo cortocircuitado	29
Figura 15. Líneas de corriente para el modo TM01 de un parche en anillo cortocircuitado [14].	30
Figura 16. Corte de un parche circular simple.	32
Figura 17. Gráfica de los parámetros S de un parche circular simple resonando a 435 MHz.	34
Figura 18. Diseño de un parche en anillo cortocircuitado resonando a 145 MHz y 435 MHz.	35
Figura 19. Barrido del radio del parche, radio del cortocircuito y posición de la alimentación buscando el valor más óptimo.	36
Figura 20: Gráfica de los parámetros S de un parche en anillo cortocircuitado resonando aproximadamente a 145 MHz y 435 MHz.	37
Figura 21. Carta de Smith mostrando la adaptación para intervalos de frecuencia próximos a las frecuencias de interés. En ambas representaciones se resalta la circunferencia con valor ROE = 2. (a) Frecuencias próximas a 145 MHz. (b) Frecuencias próximas a 435 MHz.	38
Figura 22: Gráficas de directividad 2D y 3D para un parche en anillo cortocircuitado correspondiente al modo TM11 resonando a 435 MHz.	39
Figura 23. Gráficas de directividad 2D y 3D para un parche en anillo cortocircuitado correspondiente al modo TM01 resonando a 145 MHz.	39
Figura 24. Diseño simplificado plano de masa inclinado 10 grados.	42
Figura 25. Diseño con patrón de plano de masa “tejado invertido” abierto.	42
Figura 26. Diseño con patrón de plano de masa “tejado invertido” abierto y reducido.	43
Figura 27. Diseño con patrón de plano de masa “tejado invertido” cerrado.	44
Figura 28. Diseño con patrón de plano de masa “tejado invertido” cerrado y reducido.	44

Figura 29. Diseño con patrón de plano de masa “pirámide con base cuadrada”.....	46
Figura 30. Gráficas de directividad 2D y 3D para modo TM01 con el plano de masa inclinado “pirámide cuadrangular”.....	47
Figura 31. Diseño con patrón de plano de masa “pirámide con base cuadrada” reducido.	47
Figura 32. Gráficas de directividad 2D y 3D para modo TM01 con el plano de masa inclinado “pirámide cuadrangular” reducida.	48
Figura 33. Predicción analítica de la función de densidad de probabilidad de los ángulos de elevación de los sistemas de satélites LEO. [25]	49
Figura 34. Estructura de parches apilados.	51
Figura 35. Diseño de parche inferior en anillo cortocircuitado, con modo TM01 resonando a 145 MHz.....	51
Figura 36. Gráfica de los parámetros S de un parche en anillo cortocircuitado resonando a 145 MHz.	52
Figura 37. Diseño parche inferior cortocircuitado para el modo TM01 a 145 MHz y parche superior para el modo TM11 a 435 MHz apilados.	52
Figura 38. Gráfica de los parámetros S de parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados.....	53
Figura 39. Carta de Smith mostrando la adaptación para intervalos de frecuencia próximos a las frecuencias de interés. En ambas representaciones se resalta la circunferencia con valor ROE = 2. (a) Frecuencias próximas a 145 MHz. (b) Frecuencias próximas a 435 MHz.	53
Figura 40. Gráficas de directividad 2D y 3D para el modo TM11 a 435 MHz para parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados.	54
Figura 41. Gráficas de directividad 2D y 3D para el modo TM01 a 145 MHz para parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados.	55
Figura 42. Diseño parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados optimizado.	56
Figura 43. Barrido de la posición de alimentación del parche inferior en el diseño de parches apilados.....	57
Figura 44. Gráfica de los parámetros S de parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados optimizados.	57
Figura 45. Carta de Smith mostrando la adaptación para intervalos de frecuencia próximos a las frecuencias de interés. En ambas representaciones se resalta la circunferencia con valor ROE = 2. (a) Frecuencias próximas a 145 MHz. (b) Frecuencias próximas a 435 MHz.	58
Figura 46. Gráficas de directividad 2D y 3D modo TM11 a 435 MHz para parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados; Diseño optimizado.	59
Figura 47. Gráficas de directividad 2D y 3D modo TM01 a 145 MHz para parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados; Diseño optimizado.	59
Figura 48. Diseño final parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados mostrando las dimensiones reales. Simulación.	60
Figura 49. Diseño final parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados mostrando las dimensiones reales. Fabricación.....	63
Figura 50. Plano en 2D de una de las capas del diseño final, añadidos los agujeros de los tornillos de sujeción. El archivo es tipo .stp.	64
Figura 51. Antena parches apilados fabricada físicamente.	65

Figura 52. Diseño final parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados mostrando las dimensiones reales. Antena escalda, fabricación.	66
Figura 53. Modelo de simulación de la antena escalada. Utilizando software HFSS.	67
Figura 54. Antena escalada y fabricada tipo parches apilados con cortocircuito. a) Cara superior. b) Cara inferior, donde se puede observar el cortocircuito y los dos conectores soldados.	68
Figura 55. Montaje realizado para caracterizar el parámetro S11 de la antena original utilizando el dispositivo FieldFox	69
Figura 56. Medida del parámetro S11 de la antena original. Se utiliza dispositivo FieldFox.....	70
Figura 57. Comparación parámetro S11 entre la antena simulada, y la antena fabricada: simulada y medida físicamente.....	70
Figura 58. Parámetro S11: Zoom en las frecuencias de interés para extraer el ancho de banda disponible. a) 145 MHz. b) 435 MHz.	71
Figura 59. Eficiencia y ancho de banda en función del grosor del sustrato a frecuencia de resonancia constante para un parche microstrip. [4]	72
Figura 60. Montaje realizado para caracterizar el parámetro S11 de la antena escalada utilizando el dispositivo FieldFox.	73
Figura 61. Comparación parámetro S11 entre la antena escalada simulada, y la antena escalada medida físicamente.	74
Figura 62. Diagrama de radiación modo TM01. Antena escalada. Simulación. (Rojo: diagrama copolar con $\phi = 0$ grados. Verde: diagrama copolar con $\phi = 90$ grados.).	75
Figura 63. Diagrama de radiación modo TM11. Banda L2. Antena escalada. Simulación. (Rojo: diagrama copolar con $\phi = 0$ grados. Verde: diagrama copolar con $\phi = 90$ grados.).....	76
Figura 64. Diagrama de radiación modo TM11. Banda L2. Antena escalada. Cámara anecoica.	76
Figura 65. Diagrama de radiación modo TM11. Banda L1. Antena escalada. Simulación. (Rojo: diagrama copolar con $\phi = 0$ grados. Verde: diagrama copolar con $\phi = 90$ grados.).....	77
Figura 66. Diagrama de radiación modo TM11. Banda L1. Antena escalada. Cámara anecoica.	77

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Desglose detallado del balance de enlace del sistema: uplink y downlink.	25
Tabla 2. Parámetros de diseño de un parche circular simple resonando a 435 MHz.	34
Tabla 3. Parámetros de diseño de un parche en anillo cortocircuitado resonando a 145 MHz y 435 MHz.....	36
Tabla 4. Parámetros de antena para un parche en anillo cortocircuitado resonando a 145 MHz y 435 MHz.....	40
Tabla 5. Parámetros de antena para parches apilados resonando a 145 MHz y 435 MHz	55
Tabla 6. Parámetros de antena para parches apilados resonando a 145 MHz y 435 MHz; Diseño optimizado.....	60
Tabla 7. Diseño final de fabricación; Material, permitividad y grosor de cada una de las capas.	63
Tabla 8. Diseño final de la antena escalada; Material, permitividad y grosor de cada una de las capas.	67

ACRÓNIMOS

GEO	Geostationary Orbit
GPS	Global Positioning System
HFSS	High-Frequency Structure Simulator (Ansys)
IoT	Internet of Things
ITU	International Telecommunication Union
LEO	Low Earth Orbit
MoS	Margin of Safety
PC	Personal Computer
PVC	Policloruro de Vinilo
QFH	Quadrifilar Helix
ROE	Relación de Onda Estacionaria
SDR	Software Defined Radio
SMA	SubMiniature version A
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

1. INTRODUCCIÓN

El avance de las comunicaciones en la actualidad, y más concretamente la interconexión global, no tendrían cabida sin el desarrollo de las comunicaciones vía satélite, las cuales permiten la transmisión de datos a largas distancias mediante el uso de satélites orbitando la Tierra, siendo posible conectar incluso los lugares más remotos del planeta.

Las comunicaciones vía satélite son necesarias en diferentes ámbitos del día a día, como pueden ser:

- **Telecomunicaciones:** La mayor parte de satélites son utilizados para la transmisión de voz, datos y vídeo, haciendo posible una comunicación estable entre diferentes partes del mundo.
- **Navegación y GPS:** Los sistemas de navegación global por satélite, tal como el GPS o Galileo, son fundamentales para la navegación aérea, terrestre y marítima. Estos sistemas proporcionan una localización precisa y un seguimiento a tiempo real.
- **Observación de la Tierra:** Proporcionan información importante para la monitorización del clima, de la agricultura o de la gestión del medio ambiente.
- **Defensa y seguridad:** Los satélites también ofrecen una comunicación segura extremo a extremo esencial para el desarrollo de operaciones militares. Además, no depender de la infraestructura de comunicación terrestre, y poder transmitir y recibir información en tiempo real es crucial para la toma de decisiones estratégicas en los ámbitos militar y de defensa.

Además, estas comunicaciones destacan por su capacidad para proporcionar cobertura global, asegurando que regiones rurales aisladas dispongan de acceso a servicios de comunicación y transmisión de datos, fomentando el desarrollo social y económico.

1.1. ESTADO DEL ARTE

A principios del siglo XX, y gracias a los avances científicos y tecnológicos enfocados en la transmisión y recepción de señales radio, surgió una corriente de aficionados que comenzaron a desarrollar sus propios equipos de radio para experimentar y comunicarse entre ellos al margen de las infraestructuras comerciales. De esta manera, los primeros radioaficionados eran autodidactas y compartían sus conocimientos entre ellos, surgiendo comunidades de radioaficionados. El crecimiento de estas comunidades derivó en que las autoridades reguladoras, como la *International Telecommunication Union* (ITU), tuvieran que determinar bandas específicas del espectro para un uso no comercial [1].

A día de hoy, los radioaficionados se dedican a gran variedad de actividades, teniendo algunas un impacto notable en la comunidad científica y apoyando su desarrollo. Por ejemplo, tienen capacidad para proporcionar comunicaciones en situaciones de emergencia o desastres naturales, ya que, al operar de manera autónoma y no depender de infraestructuras comerciales, pueden establecer redes de comunicaciones que permiten coordinar los esfuerzos de rescate y ayuda humanitaria. Los radioaficionados también

contribuyen a la investigación, tanto diseñando antenas y formas de modulación innovadoras, como extrayendo resultados aplicando las nuevas técnicas desarrolladas. Así, muchas técnicas de modulación y demodulación utilizadas hoy en día fueron primero experimentadas y refinadas por radioaficionados. Por último, las comunidades de radioaficionados, creadas por usuarios interconectados a lo largo del mundo, favorecen las relaciones entre personas de diferentes culturas, logrando unos avances tecnológicos de interés global [2], [3].

Con respecto a los dispositivos utilizados en los montajes de los radioaficionados, existe una gran variedad de alternativas. Las antenas utilizadas dependen principalmente del propósito de la comunicación y de la frecuencia de operación de la aplicación concreta, aunque también son importantes las condiciones del entorno, y el espacio físico disponible para ubicar el montaje del sistema. Las antenas más simples y comunes son los dipolos, ya que son fáciles de construir, eficientes, y pueden ser instalados en espacios pequeños [4].

Conforme los radioaficionados obtienen conocimientos avanzados y experiencia, se abre ante ellos una gran variedad de antenas, con diferentes propiedades, que pueden ser utilizadas para el diseño de antenas requeridas por aplicaciones específicas. Por ejemplo, las antenas parabólicas son esenciales para comunicaciones satélite, ya que ofrecen una alta ganancia y directividad. Las antenas *Yagi-Uda*, son también muy directivas, pero tienen un valor menor de ganancia con respecto a las parabólicas. Este tipo de antenas, no se utiliza para comunicaciones satélite, pero sí son visibles en la mayoría de tejados de los edificios, ya que su buena capacidad de recepción hace que sean las antenas más utilizadas para recepción de señales de TV [5].

Actualmente, la integración de servicios de radioaficionados junto al *Internet of Things* (IoT) representa una interesante convergencia de tecnologías tradicionales con innovaciones modernas. La infraestructura existente y distribuida geográficamente por parte de los radioaficionados, junto con su conocimiento y experiencia en comunicaciones inalámbricas, son el principal motor de estas colaboraciones, capaces de acelerar y optimizar el desarrollo de soluciones IoT. Ejemplos de estas aplicaciones son sensores IoT desplegados en áreas rurales o utilizados en agricultura de precisión, o la posibilidad de conectar dispositivos IoT en zonas extremadamente remotas haciendo uso de las comunicaciones satelitales.

1.2. MOTIVACIÓN

La antena que se va a diseñar y desarrollar en el presente documento forma parte de un ambicioso proyecto con el que se pretende extender el uso de IoT a entornos o zonas remotos a través de sistemas basados en satélites. El objetivo es incluir a las áreas remotas en la red de comunicaciones heterogénea existente actualmente, utilizando como puente para ello las comunicaciones satelitales.

Históricamente, la conectividad en áreas remotas se ha basado en satélites geoestacionarios (GEO), como los ofrecidos por operadores como HISPASAT, los cuáles se encuentran a una altitud fija de 36000 kilómetros que les permite cubrir de una manera

constante grandes regiones del planeta. Entre sus ventajas destaca su alta capacidad de transmisión, pudiendo albergar anchos de banda de decenas de megahercios, proporcionando una gran capacidad de comunicación a un coste bajo. Sin embargo, el problema que este proyecto pretende solucionar aparece debido a la complejidad de las estaciones terrestres que interactúan con satélites GEO, las cuales deben estar equipadas con grandes antenas parabólicas que, además, demandan una orientación precisa hacia el satélite. El gran gasto energético necesario para que la transmisión alcance la órbita geoestacionaria es también una de las limitaciones presentes. A todo esto, es necesario añadir las inversiones millonarias requeridas para colocar un satélite en dicha órbita. Por ello, el uso de satélites geoestacionarios no es viable para aplicaciones como la densificación de dispositivos IoT en áreas remotas, siendo necesario encontrar una solución más económica y escalable.

Frente a las limitaciones de los sistemas GEO para aplicaciones como la expansión del IoT en áreas remotas, surgieron alternativas basadas en pequeños satélites, conocidos como “CubeSats” y nanosatélites, los cuales se ubican en órbita baja (LEO), entre 200 y 2000 kilómetros de altitud sobre la superficie. El coste de lanzamiento de estos pequeños satélites a órbita baja, es mucho más bajo que el coste de lanzamiento de satélites geoestacionarios. La miniaturización de satélites ha permitido el lanzamiento de varios satélites en un solo cohete, reduciendo en gran parte el coste, y aumentando la eficiencia de cada lanzamiento. Además, la baja altitud de las órbitas en las que se disponen estos satélites mejora las condiciones de propagación y ofrece un retraso mínimo en las comunicaciones, mejorando la calidad de servicio y permitiendo interacciones en tiempo real entre los usuarios finales. Sin embargo, los satélites en órbita baja presentan una importante desventaja debido a su bajo periodo orbital, es decir, que la estación terrestre no dispone de enlace directo con el satélite durante la mayor parte del tiempo. Para solucionar esto, estos satélites forman constelaciones, minimizando el tiempo en el que la estación terrestre no tiene enlace directo con algún satélite de la misma.

En definitiva, los satélites en órbita baja ofrecen una solución más accesible y viable para la expansión de IoT y su uso en áreas remotas. En la Figura 1 se muestra cómo se pretende integrar estos enlaces basados en sistemas de satélites LEO en una red heterogénea como la que disponemos hoy en día en cualquier núcleo urbano.

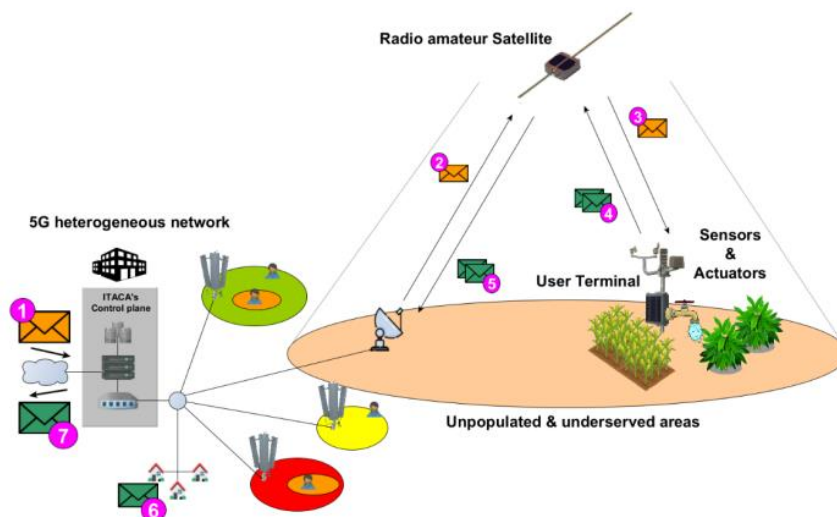


Figura 1. Escenario dónde un satélite LEO funciona como nodo de conexión entre áreas urbanas y localizaciones remotas. [6]

La antena que se diseña en este documento se corresponde con la antena del segmento usuario, dónde características como la fácil integración con el entorno, la reducción de masa o la miniaturización de la misma adquieren un papel importante.

La tecnología desarrollada en este proyecto, a parte de un impacto técnico/científico significativo, también pretende dotar a nuestra sociedad de importantes beneficios económicos y sociales, como proporcionar conectividad en áreas o entornos remotos o monitorear y preservar los recursos naturales de una manera más eficiente.

1.3. OBJETIVOS

El objetivo principal de este proyecto es reducir las dimensiones de la antena localizada en la estación de usuario para un sistema de comunicación con áreas remotas basado en satélites LEO. Para ello, partiendo de los requerimientos preestablecidos, se van a estudiar las diferentes premisas teóricas que pueden ser de utilidad. Una vez valoradas estas técnicas, se van a aplicar al diseño de una nueva antena, la cual se simulará utilizando software especializado, en busca del mejor resultado posible. Finalmente, se procederá a la fabricación de un primer modelo de la antena diseñada, y se expondrán los resultados reales de este tipo de configuración (tipo de antena) frente a los de simulación.

A continuación, se muestran más detalladamente estos objetivos:

- **Diseño y simulación de una antena plana**, una antena de perfil bajo que facilite la integración en estructuras aerodinámicas o superficies planas sin alterar el diseño exterior, y que mantenga las propiedades de radiación requeridas, una antena tipo parche.
- **Diseño de una antena miniaturizada**, reduciendo el tamaño físico de la antena mediante el uso de diferentes técnicas, sin comprometer ni el rendimiento ni la eficiencia de la antena.
- **Diseño de una antena de doble frecuencia (dual-frequency)**, capaz de operar en dos bandas de frecuencia diferentes simultáneamente. De esta manera, se

permitirá la transmisión de datos a través del enlace ascendente (*uplink*) mientras, de manera simultánea, se recibe información por el enlace descendente (*downlink*), disponiendo el sistema de una comunicación bidireccional eficiente.

- **Fabricación física de la antena y análisis de los resultados.** En los resultados empíricos se pretende valorar esta configuración de antena. Se van a realizar mediciones y a analizar también un modelo escalado de la misma.

1.4. METODOLOGÍA

Los pasos seguidos para realizar el proyecto se muestran cronológicamente a continuación:

- **Identificación de requisitos y estudio teórico de diferentes soluciones.** Descripción general de las necesidades del proyecto, y análisis teórico de distintas alternativas que pueden ajustarse correctamente con los requerimientos del mismo.
- **Especificaciones de diseño.** Establecimiento de las especificaciones técnicas de la antena, incluyendo frecuencias de operación, ganancia, eficiencia y relación de miniaturización.
- **Familiarización con el entorno a utilizar.** Comprensión del funcionamiento del *software* de simulación de antenas *Ansys HFSS*, cómo generar un proyecto y cómo plantear un escenario de simulación adecuado.
- **Realización de simulaciones simples.** El principal objetivo es verificar el uso correcto del entorno de simulación. Para ello, se llevarán a cabo simulaciones de parches simples y bien conocidos, asegurando que los resultados obtenidos sean coherentes con las expectativas establecidas antes de la simulación.
- **Diseños y simulaciones principales.** Se realizarán simulaciones de varios diseños y sus respectivas variaciones, estudiadas previamente de forma teórica, con el objetivo de identificar el diseño que mejor se ajuste a los requerimientos del proyecto.
- **Optimización de las simulaciones.** Se llevará a cabo un análisis de los diseños simulados anteriormente, buscando el resultado óptimo en cada uno de ellos.
- **Fabricación de la antena.** Basándose en los resultados obtenidos en las simulaciones, se propondrá la construcción de un primer modelo de la antena, teniendo en cuenta las limitaciones que puedan surgir durante el proceso de fabricación.
- **Realización de medidas utilizando la antena física.** Se obtendrán datos relativos a diagramas de radiación, ganancia y adaptación, entre otros, a partir de la antena física fabricada y una réplica escalada con la misma configuración de parches.
- **Análisis comparativo de resultados.** Se compararán los resultados obtenidos de las mediciones con los resultados obtenidos mediante simulaciones *software*. Este análisis será valorado para determinar la coherencia y precisión de esta configuración de antena.

La Figura 2 muestra un Diagrama de Gantt que detalla la planificación temporal del trabajo llevado a cabo durante 2024. Este diagrama ofrece una visualización clara de las tareas programadas a lo largo de este periodo, destacando las fases y actividades

específicas que se llevarán a cabo en cada mes. En el análisis del Diagrama de Gantt, se refleja un cumplimiento del cronograma previsto, asegurando que cada hito se realice dentro de los plazos estimados al principio del proyecto.

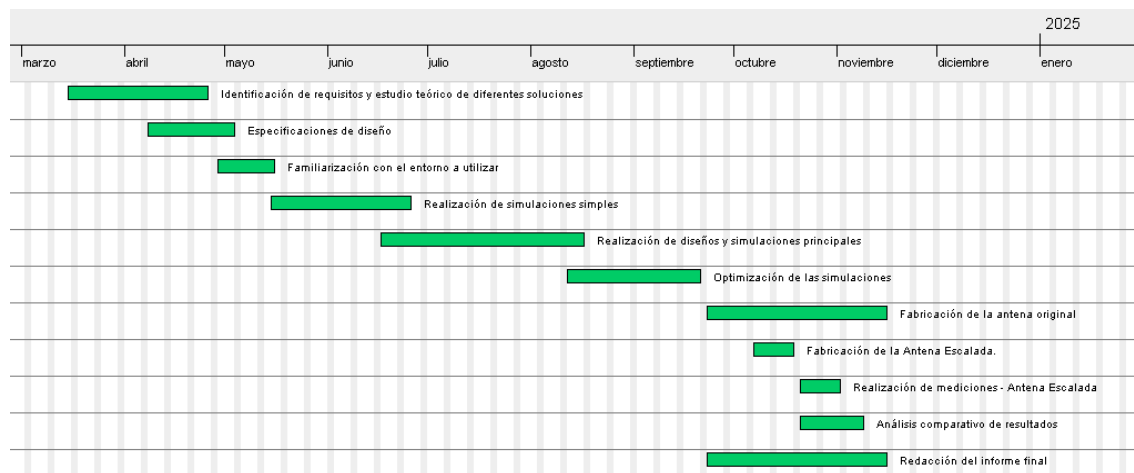


Figura 2. Diagrama de Gantt. Cronología seguida en el trabajo.

El desarrollo de este proyecto se ha llevado a cabo entre los meses de marzo y noviembre del año 2024, como Personal de Actividades Científico Técnicas en el Grupo de Radiofrecuencia, Electromagnetismo, Microondas y Antenas (GREMA) de la Universidad Carlos III de Madrid. La dedicación al proyecto ha sido de 20 horas semanales, además de entre 3 y 4 horas semanales dedicadas a documentación, exposición del proyecto y redacción del mismo.

1.5. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

- **Capítulo 1: Introducción.** En este primer capítulo, se exponen los objetivos de este proyecto y la metodología seguida durante su desarrollo, acompañada de un cronograma de los meses de trabajo.
- **Capítulo 2: Diseño del sistema.** En este capítulo se exponen los conceptos de miniaturización y balance de enlace, definiendo este último los parámetros que van a ser requeridos en el diseño de la antena. También se explican los diferentes modos de una antena tipo parche y como excitarlos.
- **Capítulo 3: Diseño, desarrollo y simulación de la antena.** En este capítulo se presenta el *software* de simulación que se va a utilizar, y se avanza por las diferentes iteraciones hasta alcanzar el diseño final. Se analizan los resultados obtenidos para cada diseño, y se exponen detalladamente algunas simulaciones realizadas.
- **Capítulo 4: Diseño de planos y fabricación de la antena.** En este capítulo se detalla cómo se han enfrentado las diferentes limitaciones de fabricación y el proceso seguido para la construcción física de la antena. También se trata el diseño, simulación y fabricación de una antena escalada con la misma configuración.

- **Capítulo 5: Análisis de resultados.** Análisis y comparación de resultados entre los diseños de simulación, los diseños limitados por fabricación, y, finalmente, las mediciones reales de la antena escalada.
- **Capítulo 6: Conclusiones y líneas futuras.** Conclusiones extraídas y posibles líneas futuras de trabajo a seguir.

2. DISEÑO DEL SISTEMA.

En el ámbito de la radioafición, como se ha mencionado previamente, las bandas de frecuencia disponibles están reguladas por organismos internacionales, y, además, varían en función de la región geográfica en la que se opere. En Europa, hay dos bandas que gozan de bastante popularidad entre las aplicaciones de radioaficionado, *Very High Frequency* (VHF) y *Ultra High Frequency* (UHF). Las frecuencias utilizadas por la aplicación descrita en este documento se encuentran dentro de estas bandas, las cuales pueden presentar ciertos desafíos en los diseños propuestos en este proyecto [7].

Para una antena, a menor frecuencia de resonancia, más alta será la longitud de onda de la misma, lo que resulta en antenas de grandes dimensiones físicas (por ejemplo, una longitud de onda a 100 MHz es aproximadamente 3 metros). Este tamaño de antena, hace que sean inviables para muchas aplicaciones, evitando que puedan utilizarse en dispositivos portátiles o compactos. Además, el simple hecho de requerir un espacio tan grande para su instalación, también provoca que no puedan ser utilizadas en la mayoría de entornos.

Para enfrentar el problema de las grandes dimensiones físicas necesarias en antenas que trabajan a estas bandas, se van a estudiar y desarrollar diferentes técnicas de miniaturización.

2.1. DISEÑO SIMPLIFICADO DE UNA ESTACIÓN DE USUARIO

Relativo al segmento de usuario, la infraestructura se conformaría por una antena, filtros, amplificadores, un *Software Defined Radio* (SDR) y, finalmente, un ordenador de bajo coste, como puede ser una *Raspberry Pi*. Además, la instalación deberá contar de una fuente de energía para alimentar al sistema, por ejemplo, una placa fotovoltaica. A este montaje faltaría añadirle, en el caso de una aplicación para agricultura inteligente, los sensores de temperatura, humedad... correspondientes. Estos obtendrán los datos del entorno, para su posterior procesamiento por el ordenador de bajo coste y envío de vuelta, a través de la comunicación con el satélite, para poder analizarlos y tomar las acciones pertinentes desde el otro extremo. Como parte negativa, las tramas que estos pequeños satélites reciben y transmiten de nuevo no pueden contener excesiva información, ya que, debido a las características de los mismos, es posible que no dispongan de suficiente energía para la transmisión completa.

Para replicar una estación de usuario, en la Universidad Carlos III de Madrid se diseñó una estación base para comunicación con satélites en las bandas de radioaficionado. Utilizando esta estación base, es posible emitir y recibir a dos frecuencias diferentes, utilizando dos antenas, una para cada una de ellas. El sistema se compone, de forma simplificada, de un PC con un *software* específico, seguido de un filtro, un amplificador, un SDR, y, por último, una antena helicoidal, como se indica en la Figura 3.

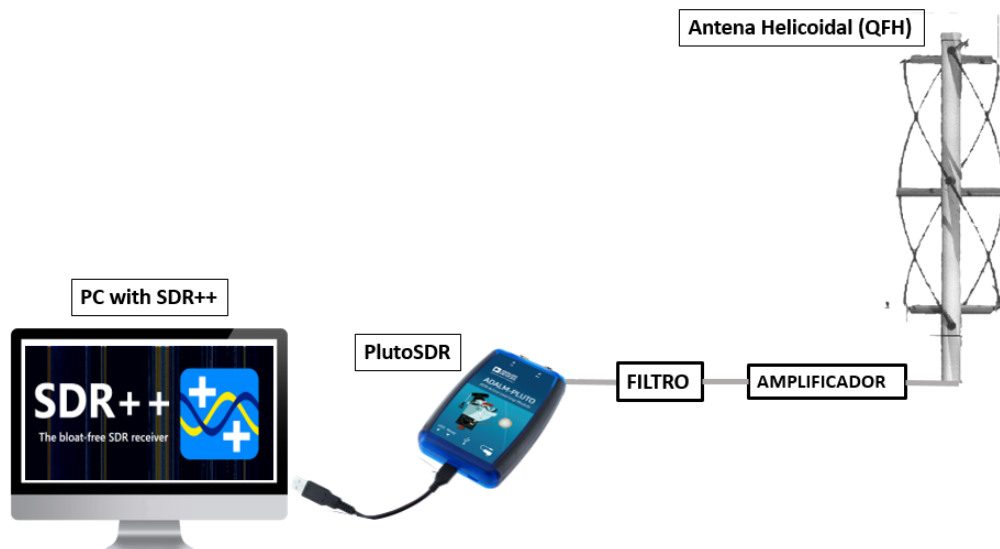


Figura 3. Sistema actual para recibir señales desde satélite (downlink) a una frecuencia aproximada de 145 MHz.

En el PC, el procesamiento de las señales recibidas se realiza utilizando el software SDR++, una herramienta de código abierto y multiplataforma que se ha vuelto popular entre los radioaficionados debido a su compatibilidad con una amplia gama de dispositivos SDR. Este *software* es modular y permite la integración de extensiones permitiendo a los usuarios agregar funcionalidades adicionales según diferentes necesidades. Para conectarlo con un dispositivo SDR, como en este caso es el PlutoSDR, simplemente es necesario instalarlo en un PC, y conectar el SDR al mismo.

Un SDR es un sistema de radio que utiliza *software* para reemplazar circuitos analógicos específicos, es decir, elementos *hardware*, que realizan muchas de las funciones dentro de la cadena de comunicación. De esta manera, no es necesario realizar modificaciones en el *hardware*, ya que es posible modificar y adaptar la funcionalidad de la radio mediante *software*. Algunos ejemplos de SDR utilizados en este tipo de aplicaciones son *GNU Radio*, *SatNOGS*... pero en este caso se está utilizando la combinación formada por un *PlutoSDR* y el intuitivo *software* SDR++.

El dispositivo PlutoSDR (ADALM-PLUTO) es un SDR de la compañía Analog Devices® muy popular entre la comunidad global de radioaficionados. Su rango de frecuencias y ancho de banda permiten que sea utilizado en diferentes aplicaciones, desde comunicaciones con satélite a investigación o experimentación con radiofrecuencia. Tanto la compatibilidad con diferentes *softwares*, como la gran relación calidad-precio que ofrece hace que pocos competidores en su rango de mercado que lo puedan igualar en cuanto a rendimiento, flexibilidad y precio.

Por último, se detalla la parte de la cadena más relevante para este proyecto, la antena que se utiliza en el montaje actual [8]. La antena utilizada en este sistema es de tipo *Quadrifilar Helix* (QFH), un tipo especial de antena helicoidal ampliamente utilizado para recepción y transmisión de señales satélite en bandas VHF y UHF. Las antenas QFH tienen un diseño con cuatro elementos ubicados de manera helicoidal, con polarización circular, tal y como se muestra en la Figura 4, permitiéndose así la recepción de señales

que lleguen en cualquier orientación y con polarización cambiante. El diagrama de radiación presenta el máximo en la dirección del eje y es de baja directividad, lo que significa que pueden recibir señales a lo largo de todas direcciones en el semiespacio superior, siendo esto especialmente útil para rastrear satélites en movimiento, ya que no requieren orientación precisa hacia el satélite por parte de la antena, la Figura 4 muestra una fotografía de la misma [9].



Figura 4. Antena tipo QFH bibanda para satélites [9].

El fabricante ofrece combinar la antena QFH con una antena tipo *Turnstile*, convirtiendo el conjunto en una antena bibanda, capaz de trabajar en bandas VHF y UHF. Una antena tipo *turnstile* consiste en dos dipolos de media onda, generalmente dipolos plegados, montados perpendicularmente entre sí, formando una cruz, como se observa en la parte superior de la antena de la figura QFH. Los dipolos se alimentan con señales que tienen una diferencia de fase de 90 grados, generando una polarización circular ideal para la recepción y transmisión de señales de satélites, señales que no tienen una orientación fija. [10].

Aun existiendo esta combinación de antenas resultante en una antena conjunta bibanda, VHF y UHF, las dimensiones de la misma afectan a su uso para aplicaciones donde el espacio disponible es limitado. Por ello, a partir de estas limitaciones, se plantea la idea de un posible diseño de antenas más compactas, con unas especificaciones similares. De hecho, se pretende ir más allá con la reducción del espacio utilizado, y se propone diseñar una única antena (en lugar de dos antenas diferentes) plana, miniaturizada, y capaz de transmitir y recibir a diferentes frecuencias.

2.2. MINIATURIZACIÓN

La miniaturización de antenas es un avance importante en el diseño de sistemas electrónicos modernos, enfocándose su desarrollo en reducir el tamaño de las antenas sin influir significativamente en su rendimiento o eficiencia. Entre las principales ventajas de esta miniaturización de antenas se encuentran la reducción de peso, esencial para aplicaciones aeroespaciales y de satélites; la compactibilidad, haciendo posible la integración de antenas en dispositivos cada vez más pequeños, como *smartphones* o *smartwatches*; la mejora estética, permitiendo el desarrollo de dispositivos más funcionales y atractivos [11].

Existen diferentes técnicas para lograr miniaturización de antenas:

- **Geometrías fractales:** Los patrones *Sierpinski* y *Koch*, por ejemplo, como la mostrada den la Figura 5, permiten crear antenas de dimensiones menores manteniendo buena eficiencia y capacidad multibanda. Este tipo de antenas, utilizan patrones similares repetidos a diferentes escalas, lo que les permite aprovechar las ventajas de múltiples resonancias [12].

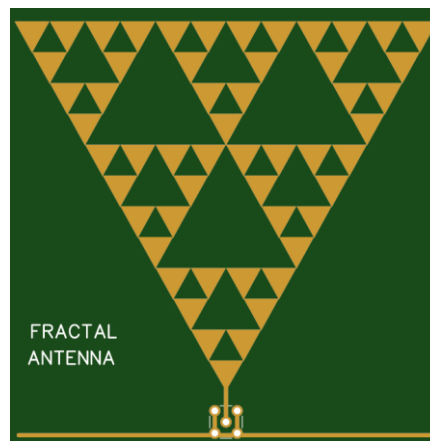


Figura 5. Miniaturización: ejemplo de diseño utilizando geometrías fractales [12].

- **Microstrip con Ranuras:** Introducir ranuras en las antenas de tipo *microstrip* ayuda a reducir el tamaño físico del parche mientras se mantiene la resonancia a frecuencias deseadas. Este diseño se aprovecha de que, al introducir ranuras en la estructura, se modifica la distribución de corriente alrededor de las ranuras aumentando la longitud eléctrica de las mismas en un espacio reducido. Ajustando la posición y las dimensiones de la ranura con precisión, se pueden lograr las características deseadas de resonancia sin necesidad de aumentar el tamaño físico de la antena [13]. Un ejemplo se muestra en la Figura 6.

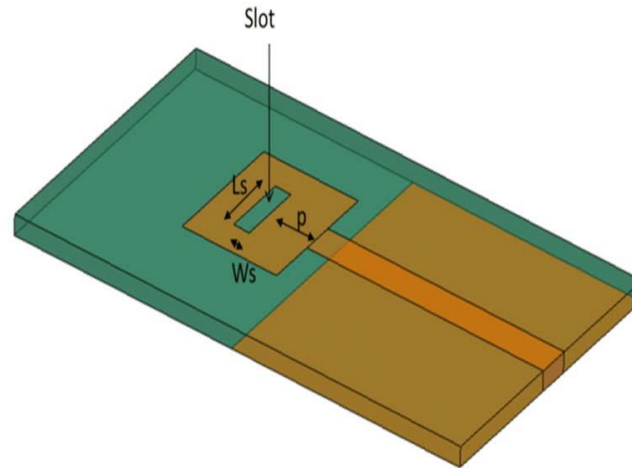


Figura 6. Miniaturización: ejemplo de diseño utilizando microstrip con ranuras [13].

- **Antenas de Parche Cortocircuitadas:** Utilizan cortocircuitos en puntos específicos del parche para reducir el tamaño efectivo de la antenna, mejorando además la impedancia y la adaptabilidad de la antenna. Añadiendo un cortocircuito a la estructura, se altera la distribución de corriente y del campo eléctrico del modo resonante en el parche. Esto produce que se creen caminos alternativos para las corrientes de superficie, modificando la distribución original de corriente y reduciendo la longitud efectiva del camino que las corrientes deben recorrer. De esta manera, se consigue que la antenna resuene a frecuencias más bajas sin necesidad de aumentar su tamaño, la Figura 7 muestra un montaje de la misma [14].

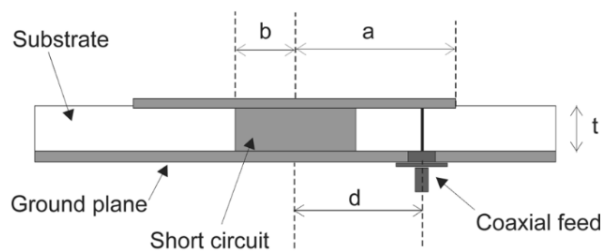


Figura 7. Miniaturización: ejemplo de diseño utilizando un parche cortocircuitado [14].

Las técnicas de miniaturización son muy importantes y su uso está sufriendo un crecimiento exponencial no solo en comunicaciones móviles o IoT, sino que también en sectores como el aeronáutico, e, incluso, en el desarrollo de dispositivos médicos implantables o ingeribles [15], [16].

2.3. BALANCE DE ENLACE

2.3.1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

El balance de enlace es un análisis esencial para asegurar que la señal transmitida tiene un nivel suficiente para ser recibida y procesada correctamente por el receptor, asegurando de este modo el enlace. Para realizar este análisis se deben tener en cuenta los factores que afectan a la señal desde que se transmite, hasta que llega a recepción [17], [18].

Los principales elementos de un balance de enlace son los siguientes:

- **Potencia de transmisión.** Se corresponde con la cantidad de potencia con la que el transmisor emite la señal, y se mide en *Watts (W)*, *Decibelios watt (dBw)* o *Decibelios miliwatt (dBm)*.
- **Ganancia de la antena de transmisión.** La capacidad de la antena transmisora para dirigir la señal en una dirección específica, y su unidad son los Decibelios (dB). En el caso de este proyecto, esta ganancia es uno de los parámetros clave a la hora de realizar el diseño de la antena.
- **Pérdidas en espacio libre.** La atenuación que sufre la señal mientras viaja desde el transmisor al receptor. En el caso de una comunicación satélite, estas pérdidas son muy elevadas, y dependen de la frecuencia de la señal. Esta dependencia viene dada por la ecuación 1.

$$L_{path}(dB) = 20 * \log(d(km)) + 20 * \log(f(MHz)) + 32.44 \quad (1)$$

A parte de la altura, en este caso de la órbita, es importante conocer la frecuencia de la señal, ya que las pérdidas en espacio libre van a ser diferentes para *uplink* y *downlink*, al trabajar en frecuencias diferentes.

- **Ganancia de la antena de recepción.** La capacidad de la antena receptora para captar la señal dirigida hacia ella, también medida en Decibelios (dB).
- **Sensibilidad del Receptor.** Potencia mínima de señal que el receptor puede detectar y procesar adecuadamente, se mide generalmente en *Decibelios miliwatt (dBm)*.

Por tanto, la fórmula general del balance de enlace combina los valores comentados previamente según la ecuación 2.

$$P_{min rx} (dBm) = P_{tx}(dBm) + G_{tx}(dB) - L_{path}(dB) + G_{rx}(dB) \quad (1)$$

Además de las pérdidas en espacio libre, existen pérdidas adicionales que también se deben tener en cuenta, como las pérdidas por cables y conectores, tanto en transmisión

como recepción, pérdidas por polarización, o pérdidas por el ruido introducido por el sistema. La Figura 8 muestra el esquema general de un balance de enlace .

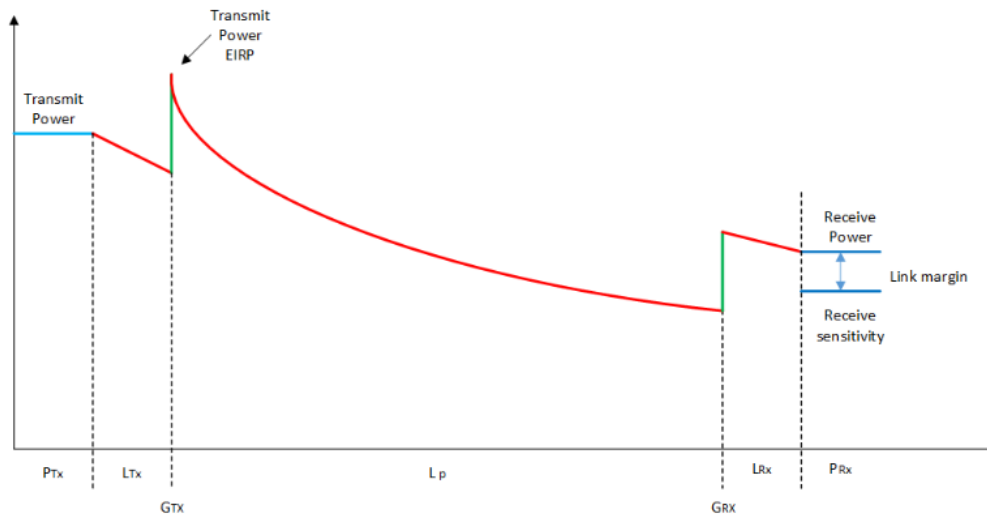


Figura 8. Esquema general de un balance de enlace [18].

Por otra parte, aunque se pretende que el balance de enlace se asemeje lo máximo posible a la realidad, siempre hay imperfecciones, y, por tanto, riesgo de que existan pérdidas adicionales difíciles de tener en cuenta. Hay que tener en cuenta que la atmósfera no es homogénea, y, aunque existan modelos bastante exactos, pueden existir zonas de la misma que degraden ciertas señales. Otro posible problema, son las interferencias que puedan aparecer debido al diseño y disposición de los elementos radiantes en las estaciones base, degradando la señal e interfiriendo las comunicaciones.

Por todo esto, en la mayoría de casos, se aplica un margen de seguridad (MoS), el cual evita que la potencia que alcanza al receptor sea estrictamente la mínima admisible, y añade un margen para solventar pequeños errores o pérdidas que no se han tenido en cuenta en el balance de enlace.

En el caso de este proyecto, al tratarse del diseño de una antena para comunicación satélite, situada en la estación base, las pérdidas en espacio libre hacen crucial el correcto estudio del balance de enlace. Además, como se ha expuesto previamente, los enlaces *uplink* y *downlink* serán diferentes debido a la frecuencia de uso en cada uno de ellos.

2.3.2. ESTUDIO DE LA COMUNICACIÓN SATÉLITE ACTUAL

Como se ha comentado en el apartado 2.1, en la Universidad Carlos III de Madrid se utiliza una estación de usuario simplificada para comunicación con satélite y testeo de la misma. Dentro de los posibles satélites con los que es posible realizar una pequeña comunicación, interesa escoger uno cuyas características sean similares a los que se utilizarán en este proyecto. En este caso, se interactuó con el satélite JY1-SAT (JO-97), que orbita en órbita baja. Este satélite se encuentra aproximadamente a 550 kilómetros de altitud, y en el pase que se detalla en la Figura 9 pasó sobre Madrid con un ángulo de elevación de 81.55 grados en el punto más alto. Además, esta web nos permite obtener

información relativa a cuando comienza el satélite a ser visible desde nuestra ubicación, y cuándo deja de serlo.

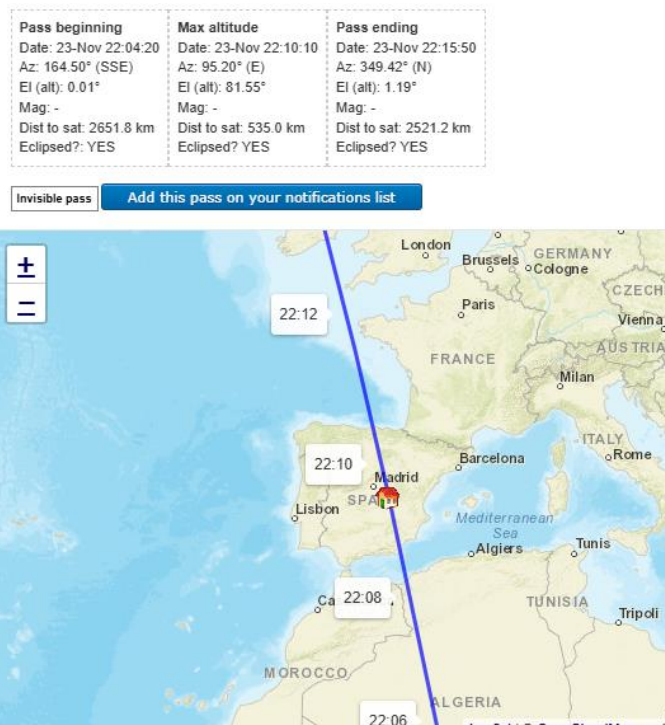


Figura 9. Paso de un satélite sobre Madrid e información de cuándo comenzará y terminará dicho paso.

Este satélite trabaja en bandas de frecuencia de radioaficionado, en concreto, a las frecuencias de 435 MHz y 145 MHz, para uplink y downlink respectivamente. En la Figura 10 se muestra una grabación de una señal *downlink*, a la frecuencia de 145.8 MHz, del satélite

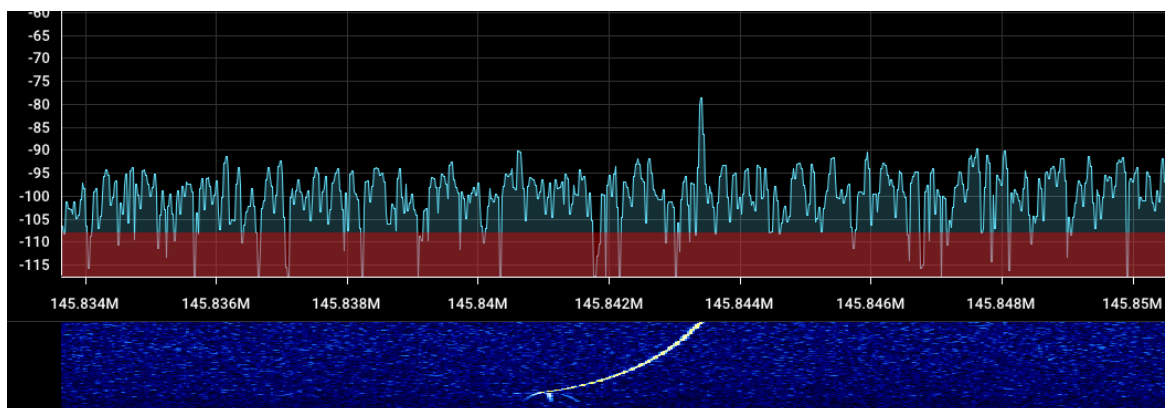


Figura 10. Grabación de la baliza morse emitida por el satélite JY1-SAT (JO-97).

Analizando la grabación, se observa un ruido constante con una potencia de -100 dBm, y un pico de señal, correspondiente con la baliza emitida por el satélite, con una potencia de -80 dBm aproximadamente.

2.3.3. BALANCE DE ENLACE

Teniendo en cuenta que este tipo de satélites tienen una potencia de transmisión aproximada de 20 dBm, y, que en el caso del satélite estudiado en este caso, la ganancia de la antena a bordo era de 3dB, la Tabla 1 muestra el cálculo del balance de enlace, teniendo en cuenta las pérdidas en espacio libre, debido a la distancia entre el satélite y la superficie, y las degradación de la señal debido a la atmósfera.

BALANCE DE ENLACE			
Altitude (km)	781		
Freq Downlink (MHz)	145,87	L_downlink (dB)	143,03
Freq Uplink (MHz)	435,18	L_uplink (dB)	133,53
L_additional (dB)	3		
MoS (Margin of Security) (dB)	6		
DOWNLINK 145.87 MHz			
P_tx (dBm)	20,00	POTENCIA QUE ENVÍA EL SATÉLITE	
G_tx (dB)	3,00		
$P_{rx_without_margins} (dBm) = P_{tx} + G_{tx} - L_{downlink}$	-120,03		
$P_{rx_with_margins} (dBm) = P_{tx} + G_{tx} - L_{downlink} - L_{add} - MoS$	-129,03		
G_rx (dB)	2,00		
$P_{rx} (dBm) = P_{rx_with_margins} + G_{rx}$	-127,03	POTENCIA QUE LLEGA A TIERRA EN DOWNLINK	
UPLINK 435.18 MHz			
P_tx (dBm)	10,00		
G_tx (dB)	6,00		
$P_{rx_without_margins} (dBm) = P_{tx} + G_{tx} - L_{uplink}$	-117,53		
$P_{rx_with_margins} (dBm) = P_{tx} + G_{tx} - L_{uplink} - L_{add} - MoS$	-126,53		
G_rx (dB)	3,00		
$P_{rx_sat} (dBm) = P_{rx_with_margins} + G_{rx}$	-123,53	POTENCIA QUE LLEGA AL SATÉLITE EN UPLINK	

Tabla 1. Desglose detallado del balance de enlace del sistema: uplink y downlink.

2.4. ANTENAS TIPO PARCHE: EXCITACIÓN DE MODOS

Las antenas tipo parche, también conocidas como antenas *microstrip*, son muy utilizadas en el ámbito de las comunicaciones debido a sus características, entre las que destacan su bajo perfil, peso ligero y facilidad de fabricación. La estructura de este tipo de antenas es bastante simple, y consiste en un parche conductor montado sobre un sustrato dieléctrico, que, a su vez, está situado sobre un plano de tierra en la parte inferior.

Este tipo de antenas pueden adoptar diferentes formas, siendo las más comunes la rectangular y la circular, presentando cada tipo características específicas. Estas características hacen que los parches rectangulares sean más adecuados para aplicaciones donde se requiere mayor directividad y ganancia, mientras que los parches circulares son más demandados en aplicaciones de satélite y comunicaciones móviles.

Para ambos tipos, se han investigado y desarrollado diversas modificaciones que alteran aspectos fundamentales del diseño con el fin de lograr resultados optimizados o adaptados para aplicaciones específicas. Estos avances han permitido no solo mejorar el rendimiento de las antenas existentes, sino también abrir la puerta a nuevas aplicaciones, las cuales, por ejemplo, requerían de una mayor eficiencia de radiación, o de la capacidad de operar en múltiples bandas de frecuencia simultáneamente. A continuación, se va a hablar de las antenas tipo parche circular [4], [19].

2.4.1. PARCHE CIRCULAR

En las antenas tipo parche circular, los diferentes patrones de campos electromagnéticos que pueden existir dentro de la estructura de la antena se identifican como modos. Estos modos determinan cómo se propagan y resuenan las ondas electromagnéticas dentro del parche circular, influyendo directamente en el comportamiento y las características de la antena.

La excitación de los diferentes modos en una antena de tipo parche depende de dónde y cómo se aplican las señales eléctricas a la antena, es decir, cómo se alimenta la antena. La más común es la alimentación por línea de transmisión, la cual consiste en conectar directamente a la antena una línea de transmisión, como un cable coaxial o una línea microstrip, siendo un tipo de alimentación fácil de ajustar e implementar. Otro tipo es la alimentación por acoplamiento, en la cual el encargado de excitar la antena es un campo electromagnético cercano a la misma, sin existir una conexión física directa.

El modo fundamental es el principal modo de funcionamiento de una antena tipo parche circular y suele resonar a la frecuencia más baja. Además, este modo suele ser el más utilizado en aplicaciones prácticas debido a su facilidad de implementación. Existe una nomenclatura de modos de antenas tipo parche: TM_{xx} , dónde el primer índice se corresponde con la variación en dirección azimutal del campo electromagnético, mientras que el segundo índice se corresponde con la variación del campo en la dirección radial, desde el centro hacia el borde de la antena. En el caso del parche circular simple, el modo fundamental también es conocido como TM_{11} , y, en él, las ondas electromagnéticas circulan alrededor del parche en un único sentido de corriente, creando así un patrón de corriente uniforme, como se observa en la Figura 13. El campo eléctrico en este modo es perpendicular a la superficie del parche, por condiciones de contorno en la superficie del conductor, mientras que el campo magnético es paralelo a ella.

Por otra parte, los modos de orden superior implican distribuciones de campo electromagnético más complejas, dónde las corrientes pueden presentar diferentes direcciones y sentidos alrededor de la superficie del parche. Además, las frecuencias de resonancia de estos modos superiores son más altas que la frecuencia de resonancia del modo fundamental [4], [20].

Manipulando y analizando los diferentes modos de un parche utilizando simulación y técnicas experimentales, es posible obtener patrones de radiación, adaptación de impedancias e incluso características específicas de ancho de banda requeridas para aplicaciones concretas. Por ello, el estudio y la comprensión detallada de los modos de un parche circular son esenciales para el diseño de antenas con características específicas que puedan satisfacer nuevas aplicaciones.

2.4.2. PARCHE EN ANILLO CORTOCIRCUITADO

El parche circular puede ser modificado para adoptar forma de anillo, es decir, forma anular, obteniéndose un diseño con propiedades interesantes. En la estructura de un parche en anillo, las dimensiones del parche se ven reducidas con respecto al parche circular correspondiente. Sin embargo, la estructura de este diseño presenta una condición de circuito abierto tanto para el radio exterior como para el radio interior, condición que se traduce en complicaciones a la hora de alimentar correctamente el parche.

Para resolver los problemas relativos a la alimentación de un parche en anillo, existe otra modificación de la estructura que permite una alimentación sencilla del parche, denominada parche en anillo cortocircuitado. Un parche cortocircuitado en anillo consiste, como se muestra en la Figura 11, en tomar el parche circular simple, y colocar un cortocircuito en el centro del parche, conectando directamente el parche circular y el plano de masa, atravesando el sustrato ubicado entre ambos [14]. En este caso, en el radio interior aparece una condición de cortocircuito, mientras que, para el radio exterior, la condición sigue siendo de circuito abierto. Contrariamente al parche en anillo, el parche anular cortocircuitado presenta dimensiones mayores que su correspondiente parche circular simple para la misma frecuencia. Este aumento en las dimensiones puede considerarse beneficioso si se tiene en cuenta la ganancia de la antena, para la cual se obtendrán valores más elevados.

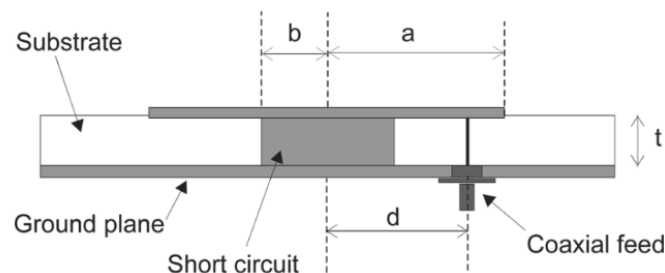


Figura 11. Estructura parche en anillo cortocircuitado [14].

Una característica esencial de un parche en anillo cortocircuitado, y la base del diseño propuesto en este documento, es la aparición del modo TM_{01} a una frecuencia de resonancia inferior al modo TM_{11} , convirtiéndose, por tanto, en el modo fundamental de la antena. En el caso de las antenas tipo parche circular, el modo TM_{01} aparece como un modo de orden superior, mientras que en un parche en anillo cortocircuitado se corresponde con el modo dominante, el modo de menor frecuencia.

Por tanto, colocar un cortocircuito en el centro del parche resuelve los problemas de alimentación mencionados en los párrafos anteriores, y también permite que el modo TM_{01} resuene a una frecuencia menor. La resonancia asociada al modo TM_{01} permite operar a una frecuencia más baja que en un parche circular simple, sin la necesidad de aumentar las dimensiones de la antena. Esto es especialmente importante en aplicaciones móviles y de satélite donde el espacio es limitado y es necesaria una miniaturización de la antena [14], [21].

Tomando como base un diseño de parche en anillo cortocircuitado, los principales modos que se van a estudiar y manipular van a ser el modo TM₁₁ y el modo TM₀₁.

2.4.2.1. MODO TM₁₁

El modo TM₁₁ es el modo fundamental del parche circular simple, caracterizado por una radiación principal perpendicular a la superficie del parche. Este patrón es similar al modo TM₁₀ en geometrías rectangulares. El modo TM₁₁ presenta una variación del campo electromagnético en la dirección azimutal, con el campo eléctrico perpendicular a la superficie del parche y el campo magnético paralela a la misma. En esta configuración de campos electromagnéticos, la energía irradiada se concentra en la dirección del eje normal al parche, resultando en una alta directividad hacia una dirección específica, como indica la Figura 12. La distribución de las líneas de corriente para el modo TM₁₁ se muestra en la Figura 13.

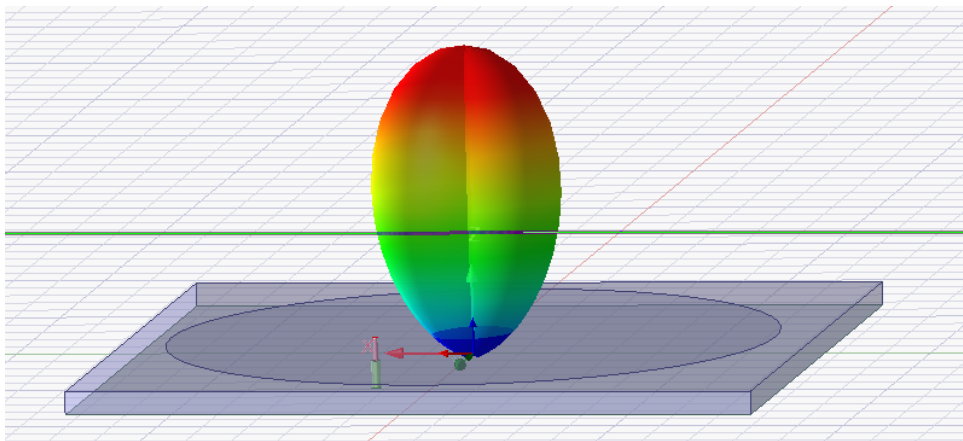


Figura 12. Diagrama de radiación del modo TM₁₁ en un parche simple.

Este tipo de radiación es útil en aplicaciones donde se requiere una alta concentración de señal en una dirección particular, como en antenas de comunicación por satélite, ya que la señal transmitida o recibida debe estar enfocada directamente hacia el satélite. También, los sistemas RADAR se benefician de esta propiedad, ya que la capacidad de enfocar la energía irradiada en una dirección específica (alta directividad) mejora la resolución y la exactitud del sistema, facilitando la detección y el seguimiento de objetos [14], [20], [22].

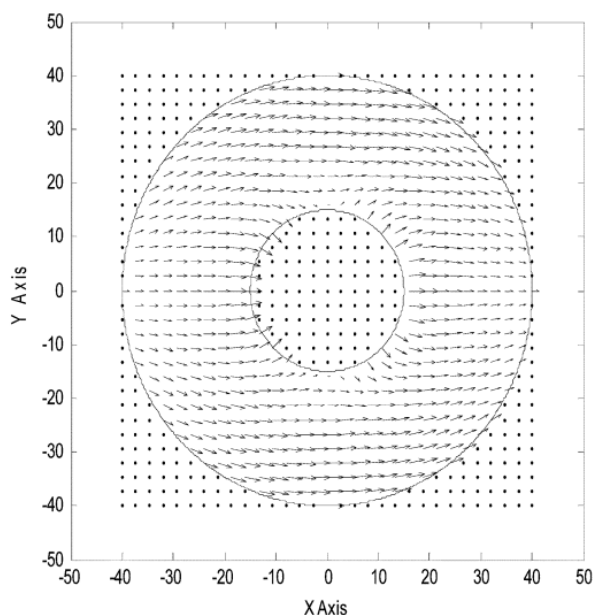


Figura 13. Líneas de corriente para el modo TM_{11} de un parche en anillo cortocircuitado [14].

2.4.2.2. MODO TM_{01}

Por otro lado, el modo TM_{01} proporciona un patrón de radiación monopolar. En este modo, la radiación es omnidireccional en el plano azimutal, similar a una antena monopolar clásica, y aparece un nulo en la dirección cenital, como se observa en la Figura 14. Esto significa que la energía irradiada se distribuye uniformemente en todas las direcciones alrededor del parche, lo que es ideal para aplicaciones donde se necesita una cobertura uniforme en todas las direcciones con un cierto ángulo de elevación respecto al horizonte, como es nuestro caso en enlaces con satélites de órbita baja. La distribución de las líneas de corriente para el modo TM_{01} se muestra en la Figura 15.

Diagrama de radiación - Modo TM_{01}

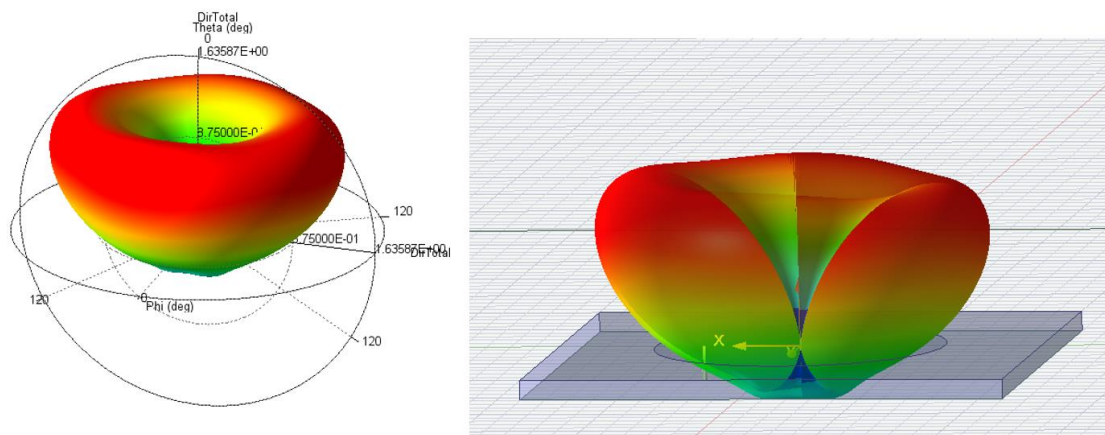


Figura 14. Diagrama de radiación del modo TM_{01} en un parche en anillo cortocircuitado

Una aplicación importante son los sistemas de comunicación móvil, ya que el modo TM₀₁ asegura que los dispositivos móviles se conecten a la antena sin importar su orientación o posición relativa a esta, gracias a su capacidad de proporcionar cobertura uniforme y omnidireccional. Los sistemas de *GPS* también requieren antenas que puedan recibir señales provenientes de los satélites desde cualquier dirección en el plano horizontal, por lo que el patrón de radiación del modo TM₀₁ también es muy interesante para este tipo de aplicaciones, ya que permite que la antena capte señales de varios satélites al mismo tiempo.

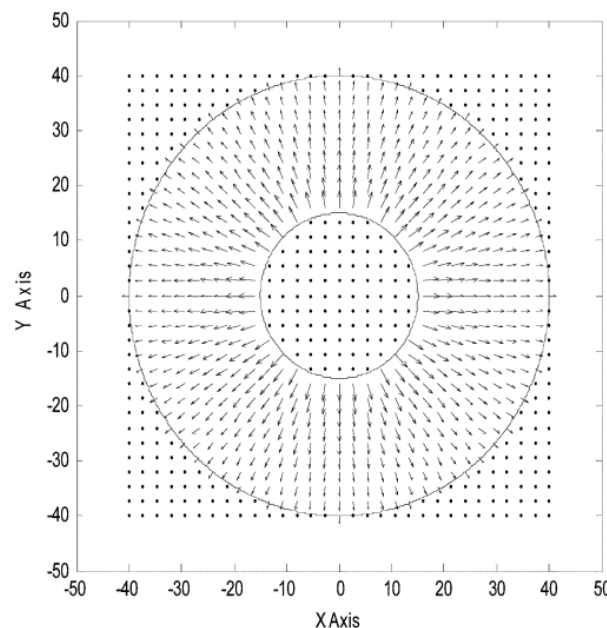


Figura 15. Líneas de corriente para el modo TM₀₁ de un parche en anillo cortocircuitado [14].

En conclusión, la capacidad de operar en ambos modos (TM₀₁ y TM₁₁) permite que la antena de parche circular con cortocircuito pueda ser utilizada como una antena de doble frecuencia (*dual-frequency*) y doble modo. Esto es especialmente útil en aplicaciones duales como antenas GSM-GPS, donde se requiere operar en diferentes bandas de frecuencia y modos de radiación.

Por ejemplo, en una configuración dual, la antena puede operar en una banda inferior con un patrón de radiación monopolar, modo TM₀₁, y en una banda superior con un patrón de radiación frontal, modo TM₁₁. Combinando estos dos patrones de radiación, se optimizan la eficiencia y cobertura del sistema, y permite una mejor gestión de las interferencias y una mejor adaptación de impedancias. Además, este tipo de antena es compacta y plana, permite reducir el espacio y el coste de fabricación, convirtiéndose así en una opción fácil de integrar e incorporar a dispositivos móviles, sistemas de navegación u otros equipos electrónicos [14], [20], [22].

2.5. SOLUCIÓN PROPUESTA

Conocido el sistema de antena que se utiliza actualmente, descrito en el apartado 2.1, y la problemática que este ofrece, se realiza un análisis de la literatura existente con el objetivo de desarrollar una solución optimizada.

En cuanto al tipo de antena, atendiendo a los requisitos de compactación y funcionamiento a diferentes frecuencias, se escoge una antena tipo parche, que es una antena plana. En concreto, va a ser un parche circular. Un parche circular puede resonar a diferentes modos, por lo que idealmente, se podría ajustar para resonar a las frecuencias de interés. Sin embargo, este ajuste no se reduce tan solo a modificar las dimensiones, y, va a ser necesario recurrir a diferentes modificaciones en la geometría del parche.

Aunque un parche circular sea una antena plana, hacerlo resonar a una frecuencia baja, como es el caso de 145 MHz, implica que las dimensiones físicas del mismo van a ser considerables. Por ello, y como se ha mencionado teóricamente en las secciones anteriores, va a ser necesario aplicar miniaturización de antena, en concreto, de las diferentes técnicas existentes, se va a aplicar la técnica de parche cortocircuitado. Colocando el cortocircuito en el centro del parche, se logra excitar un nuevo modo, a una frecuencia inferior a la del parche simple de mismas dimensiones.

Partiendo de esta premisa, todavía teórica, se comienza el desarrollo y simulación de una antena tipo parche, detallado y documentado en las siguientes secciones.

3. DISEÑO, DESARROLLO Y SIMULACIÓN DE LA ANTENA

3.1. ENTORNO DE SIMULACIÓN (ANSYS HFSS)

Ansys High-Frequency Structure Simulator (HFSS) es un *software* de simulación electromagnética 3D de uso general para simular y optimizar productos electrónicos de alta frecuencia como antenas y *arrays* de antenas, entre otros.

HFSS utiliza el método de elementos finitos adaptativos para resolver problemas electromagnéticos en dominios de alta frecuencia, y permite simular fenómenos como la propagación de ondas electromagnéticas, la dispersión, la reflexión y la radiación. La interfaz gráfica de usuario es intuitiva y permite a los ingenieros crear geometrías, definir materiales, establecer condiciones de contorno, configurar análisis y visualizar resultados de una manera sencilla.

Este software destaca por su precisión, versatilidad en diferentes frecuencias e integración con otros productos de ANSYS, por lo que es la opción preferida para ingenieros que buscan resultados precisos y confiables en el diseño y análisis de sistemas electromagnéticos [23], [24].

3.2. SIMULACIÓN DE DISEÑOS PROPUESTOS

Una vez establecidos los fundamentos y objetivos del diseño de la antena, comienza la fase de simulación utilizando el *software* Ansys HFSS.

3.2.1. PARCHE CIRCULAR SIMPLE

Como toma de contacto con las antenas tipo parche y con el entorno de simulación, se llevó a cabo un primer diseño simple, que consistió en un parche circular resonante a una única frecuencia, y alimentado por un cable coaxial, como muestra el esquema de la Figura 16.

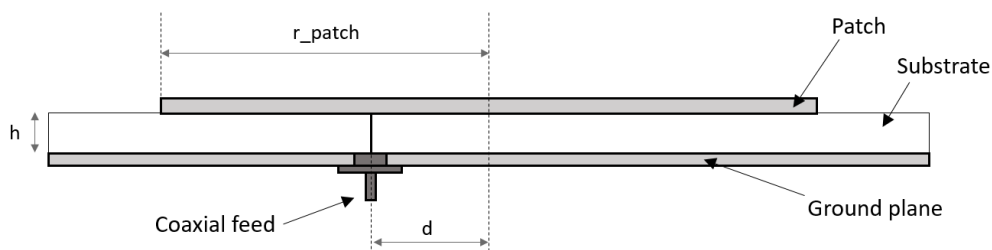


Figura 16. Corte de un parche circular simple.

Este diseño de un parche circular simple tiene como objetivo excitar el modo TM₁₁ a una frecuencia de 435 MHz. Para hacer resonar un parche circular simple a la frecuencia deseada, se debe tener únicamente en cuenta el valor del radio del mismo, no

como en un parche rectangular, en el cual sería necesario calcular ancho y largo del parche.

Para el cálculo del radio del parche circular resonante a la frecuencia de interés, se debe tener en cuenta los efectos de borde o *fringing*, que hacen que el campo electromagnético se extienda más allá de los límites físicos del parche produciendo un efecto de alargamiento de la longitud eléctrica en la dirección radial. Esto provoca que el parche actúe como si fuera más grande de lo que es físicamente, afectando a la resonancia de la antena, y haciendo necesaria una diferenciación y posterior corrección entre los valores de radio físico (a) y radio efectivo (a_e). El radio físico (a) es el radio geométrico real del parche circular y para su cálculo no se tiene en cuenta los efectos de *fringing*. El radio efectivo (a_e) es el radio corregido incluyendo los efectos de borde, y que permite obtener una estimación más precisa de la frecuencia resonante del parche. El radio efectivo se calcula ajustando el radio físico para tener en cuenta la extensión adicional del campo debido a los efectos de *fringing*, utilizándose para ellos las ecuaciones (3)-(5) [4].

El valor de F de la ecuación (5) es una longitud característica inicial utilizada para calcular el radio efectivo de un parche circular antes de considerar los efectos de borde, es decir, es una aproximación inicial del radio. Este valor se corrige posteriormente para obtener el radio físico real del parche circular (a).

$$a_e = a * \left\{ 1 + \frac{2 * h}{\pi * a * \epsilon_r} * \left[\ln \left(\frac{\pi * a}{2 * h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2 * h}{\pi * \epsilon_r * F} * \left[\ln \left(\frac{\pi * F}{2 * h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (4)$$

$$F = \frac{8.791 * 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

Donde:

F = Representa el tamaño (radio) del parche sin tener en cuenta el *fringing* (m)

f_r = Frecuencia de resonancia del parche circular (Hz)

ϵ_r = Permitividad eléctrica del sustrato

h = Grosor del sustrato (m)

a = Radio físico del parche circular (m)

a_e = Radio efectivo del parche circular (m)

A partir de los parámetros de diseño iniciales, y las ecuaciones (3)-(5), se calcula el valor del radio del parche circular simple que se muestra en la Tabla 2.

Frecuencia (f_r)	435 MHz
Permitividad eléctrica (ϵ_r)	2.2
Grosor del sustrato (h)	3 mm
Radio del parche circular (a)	133.7 mm

Tabla 2. Parámetros de diseño de un parche circular simple resonando a 435 MHz.

La distancia del centro del parche a la que se coloca la alimentación coaxial en el diseño es un parámetro importante (d en la Figura 16), ya que una posición incorrecta puede afectar negativamente a las prestaciones de la antena. Concretamente, el parámetro que se ve más afectado es la impedancia de entrada, y, en consecuencia, la adaptación de la misma. En los diseños y simulaciones presentados en este documento, se ha considerado cuidadosamente esta posición, y se han realizado barridos para conocer cuál era el punto de alimentación óptimo.

En la primera simulación realizada, se busca la resonancia de un parche circular simple a 435 MHz. La Figura 17 indica que la adaptación es aceptable para este primer diseño, mostrando un valor aproximado de -13 dB en una gráfica del parámetro S_{11} de la antena. En el ámbito de la ingeniería de antenas, el valor $\Gamma=1/3$ se ha convertido en un estándar ya que asegura un nivel adecuado de transferencia de potencia, $(1-|\Gamma|^2) * 100 = 88.9\%$. A partir de la relación entre potencia reflejada y pérdidas de retorno, se calcula que $10\log_{10}(1-|\Gamma|^2) = -9.54$ dB, lo que se aproxima a los -10 dB que se usan como criterio estándar [4].

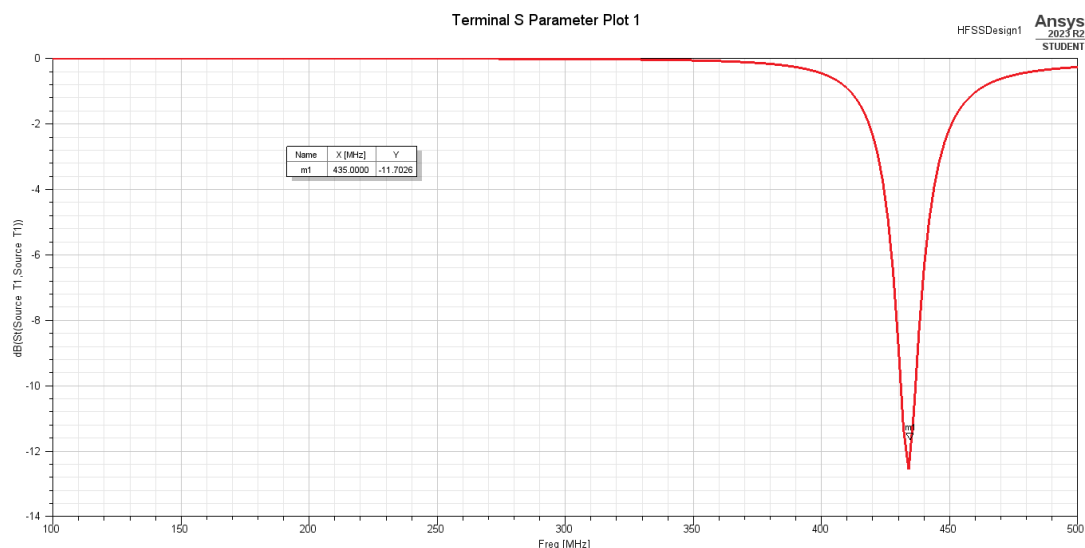


Figura 17. Gráfica de los parámetros S de un parche circular simple resonando a 435 MHz.

Se realizó una segunda simulación de un parche circular simple aumentando el grosor del sustrato, el cual resultó en una mejora de las pérdidas de retorno a la frecuencia de interés y, también en un aumento del ancho de banda. Adicionalmente, las dimensiones del parche se pueden reducir ligeramente para mantener la misma frecuencia de resonancia. Estas variaciones del diseño que han resultado en una mejora del mismo, se van a tener en cuenta para los próximos diseños, permitiendo así mejorar el rendimiento de las diferentes propuestas y poder optimizarlas.

3.2.2. PARCHE EN ANILLO CORTOCIRCUITADO

Tras completar la simulación y el análisis del diseño de un parche circular simple, se intentará excitar una frecuencia distinta, manteniendo la excitación lograda en el diseño anterior. Es decir, se pretende excitar una segunda frecuencia de resonancia a la vez que se mantiene la resonancia a 435 MHz. Ahora, la nueva frecuencia que se quiere excitar es más baja, y, por tanto, esta excitación requeriría un aumento del radio del parche circular. Sin embargo, siguiendo uno de los objetivos principales del proyecto, se va a utilizar una de las técnicas de miniaturización detalladas en el apartado 2.2.

En este caso, se va a cortocircuitar el parche, conectándolo directamente al plano de masa. Esto va a resultar en la excitación de una frecuencia menor, por lo que el modo TM₁₁, resonando a 435 MHz, dejará de ser el modo fundamental. El cortocircuito introduce un nuevo modo excitado, el modo TM₀₁, tal como se ha comentado en el apartado anterior, que se convierte en el modo fundamental de la antenna. Este modo, debe ajustarse para que resuene a la segunda frecuencia de interés para este diseño, a 145 MHz [14].

Como se aprecia en la Figura 18, el cortocircuito está colocado en el centro del parche.

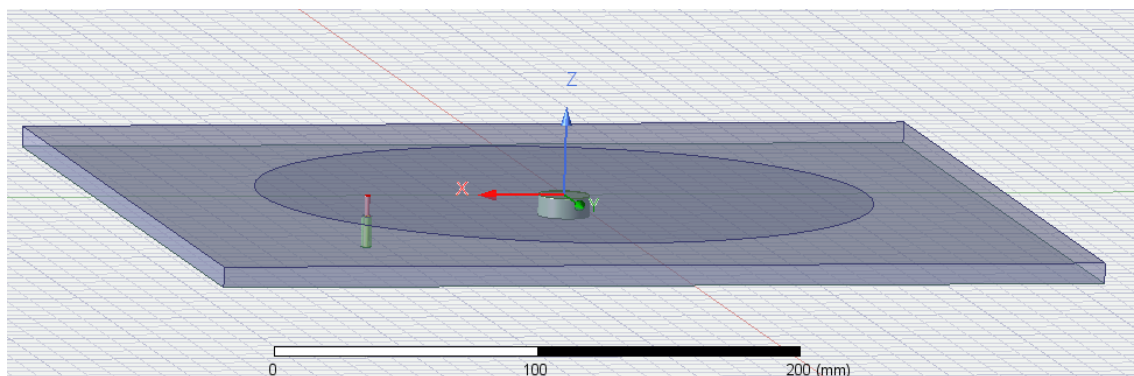


Figura 18. Diseño de un parche en anillo cortocircuitado resonando a 145 MHz y 435 MHz.

Una vez la estructura está lista para simular, se realiza un barrido con diferentes valores del radio del parche, radio del cortocircuito, y la posición de la alimentación, con el objetivo de obtener la combinación que optimiza los resultados, en este caso, la correcta excitación de las dos frecuencias de interés.

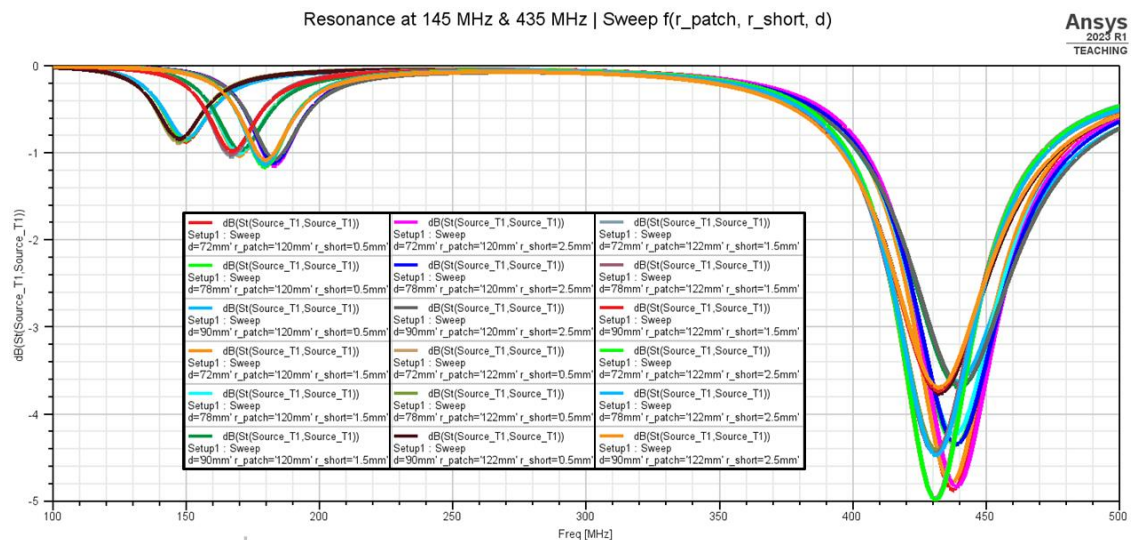


Figura 19. Barrido del radio del parche, radio del cortocircuito y posición de la alimentación buscando el valor más óptimo.

Tras este barrido, las pérdidas de retorno obtenidas resultan poco satisfactorias, y, aunque la adaptación es muy mala, sí se ha conseguido excitar la antena a valores de frecuencias aproximados a los de interés. Para esta primera iteración del diseño con anillo cortocircuitado, el análisis más específico se va a realizar a partir de los valores iniciales mostrados en la Tabla 3.

Radio del parche (a)	120 mm
Radio del cortocircuito	0.5 mm
Posición de la alimentación (d)	78 mm

Tabla 3. Parámetros de diseño de un parche en anillo cortocircuitado resonando a 145 MHz y 435 MHz.

Al realizar simulaciones más detalladas y extraer gráficas relacionadas con la directividad, la adaptación y la eficiencia de radiación, se obtienen los resultados que se presentan a continuación.

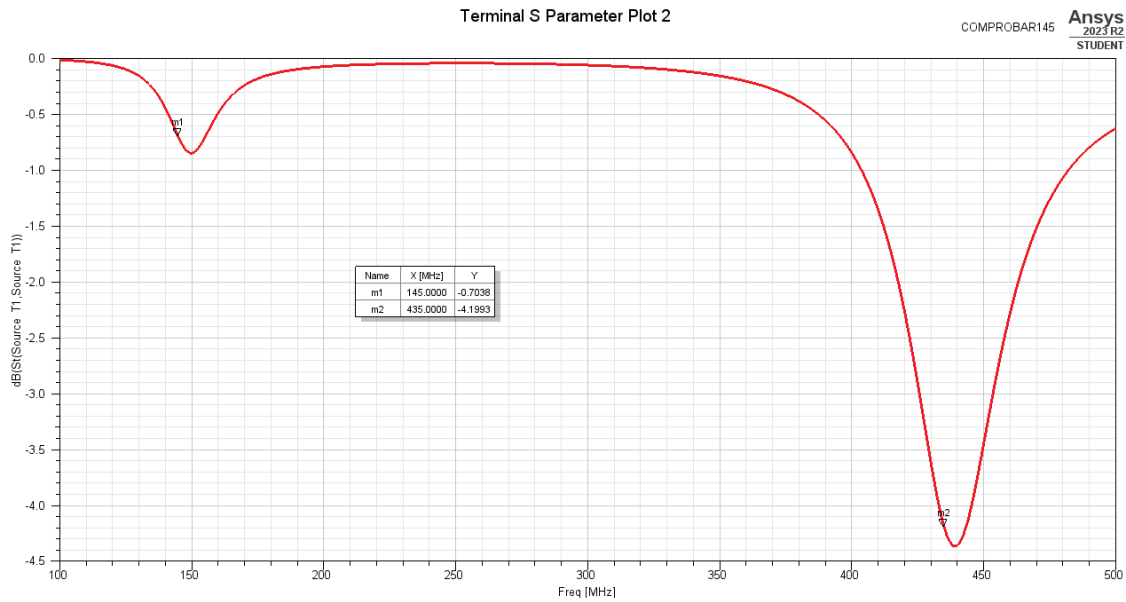


Figura 20: Gráfica de los parámetros S de un parche en anillo cortocircuitado resonando aproximadamente a 145 MHz y 435 MHz.

El aspecto positivo que se puede obtener de esta primera simulación es la adaptación simultánea de ambas frecuencias de interés, aunque de una manera muy pobre.

Otra forma de visualizar este resultado es utilizando la Carta de Smith. La Carta de Smith es una herramienta gráfica de gran importancia en el campo de la radiofrecuencia, cuyo uso permite la resolución de problemas complejos relacionados con impedancias y adaptación de líneas de transmisión. Esta representación ofrece un formato accesible y una visualización de manera clara y precisa del comportamiento de la impedancia a lo largo de una línea de transmisión en función de diferentes variables. El diagrama de Smith es fundamental para maximizar la transferencia de potencia desde la fuente hasta la carga (antena), y para minimizar las reflexiones indeseadas de la señal en el sistema de comunicaciones. En concreto, para obtener información de la adaptación a determinada frecuencia se analizará en valor del *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), o Relación de Onda Estacionaria (ROE) en español.

El ROE es una medida del grado de desajuste entre la impedancia de una línea de transmisión y la impedancia de la carga conectada al final de dicha línea, en este caso, una antena. Es decir, si el valor de ROE es 1, toda la potencia es transferida a la carga sin reflexiones, un ajuste perfecto. Sin embargo, valores mayores de 1 indican la presencia de ondas estacionarias debidas a reflexiones, apareciendo este desajuste en el sistema. También es posible hablar de pérdidas de retorno, cuyo valor es una medida de cuánta potencia se refleja de vuelta hacia la fuente debido a este desajuste. En este caso, es la expresión en decibelios (dB) del coeficiente de reflexión, y un valor pequeño de pérdidas de retorno indica un buen acoplamiento, con poca potencia reflejada. En la Carta de Smith, la adaptación a diferentes frecuencias se puede visualizar a partir del valor del ROE, el cual aparece en dicho Diagrama como círculos concéntricos del mismo valor. Un buen ajuste aparecerá cerca del centro de la Carta (valor de ROE cercano a 1), mientras que un mal ajuste se verá desplazado hacia los bordes de la misma.

En estos sistemas, una adaptación se considera aceptable a partir de un valor de pérdidas de retorno (R_L) menor o igual a -10 dB. Conocida la ecuación [6], es posible obtener el valor de VSWR o ROE requerido para lograr unas pérdidas de retorno suficientes (mayores o iguales a 10 dB). En este caso, el valor del ROE necesario presenta un límite superior igual a 2, aproximadamente.

$$R_L = -20 * \log_{10} \left(\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right) \quad (6)$$

Conociendo el círculo concéntrico que va a indicar si el valor de adaptación es aceptado o no (valor de ROE menor o igual a 2), se extrae una representación de la Carta de Smith para dos intervalos de frecuencia cercanos a las frecuencias de interés, tal y como se muestran en la Figura 21.

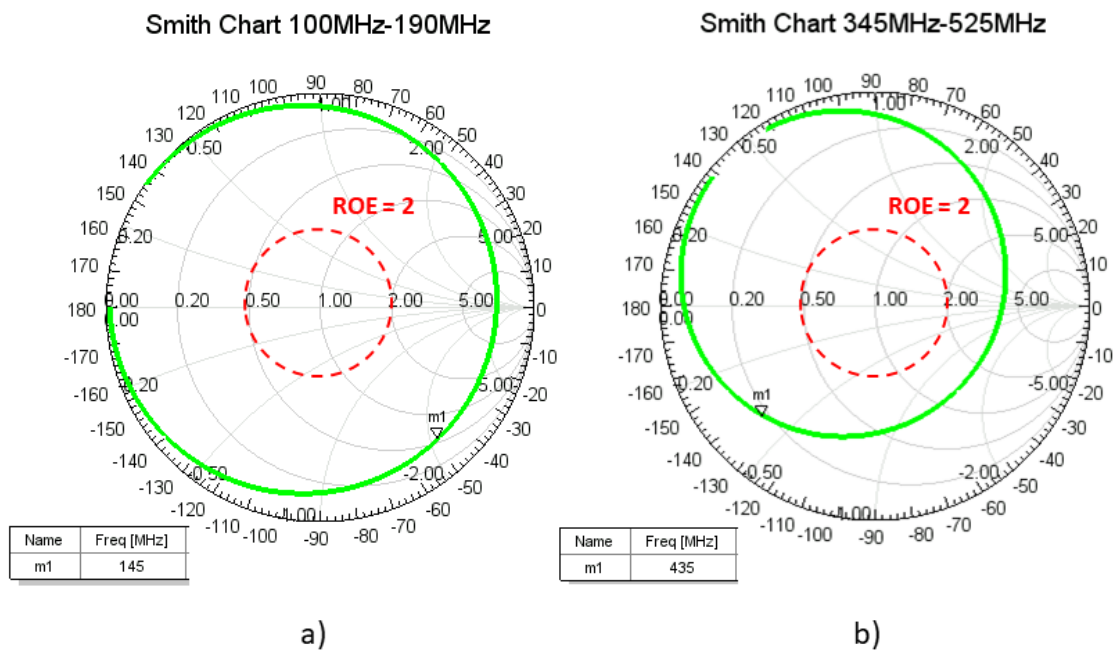


Figura 21. Carta de Smith mostrando la adaptación para intervalos de frecuencia próximos a las frecuencias de interés. En ambas representaciones se resalta la circunferencia con valor ROE = 2. (a) Frecuencias próximas a 145 MHz. (b) Frecuencias próximas a 435 MHz.

Tras analizar la Figura 21, se extrae la misma conclusión que en los apartados previos, la adaptación es insuficiente. En ambas representaciones, los valores mostrados quedan alejados de la circunferencia con valor ROE = 2. Además, y de forma comparativa entre los diferentes análisis realizados, la Figura 20 mostraba una mejor adaptación para la frecuencia de 435 MHz, tal como reafirma la Carta de Smith para esta frecuencia, ya que los valores ofrecidos se encuentran más cerca de la circunferencia objetivo. La Figura 22 y la Figura 23 se corresponden con un análisis de los diferentes diagramas de radiación y parámetros de antena.

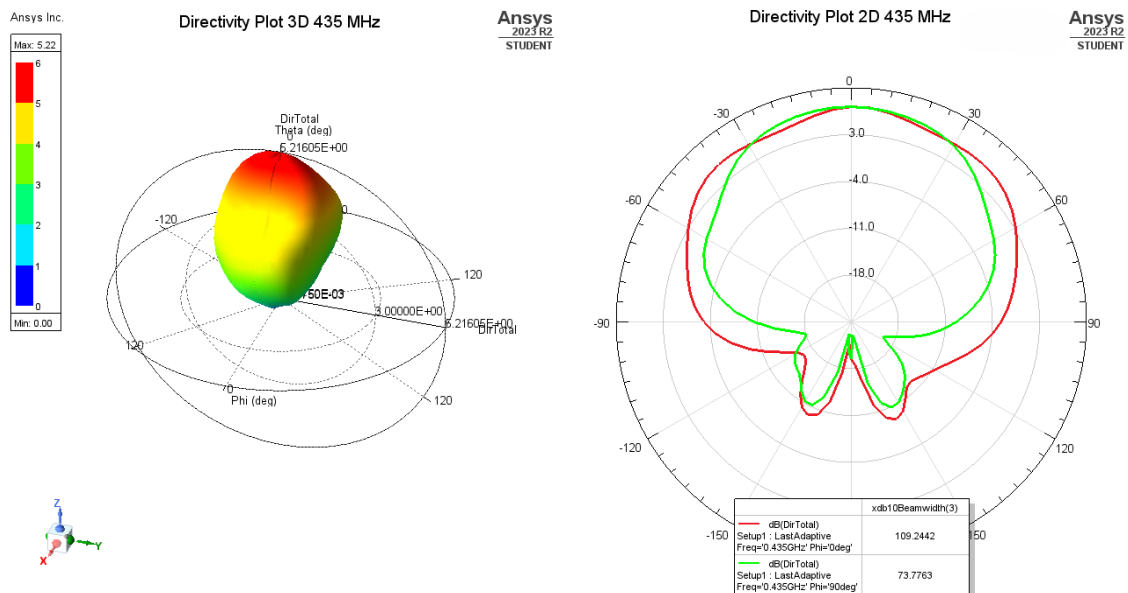


Figura 22: Gráficas de directividad 2D y 3D para un parche en anillo cortocircuitado correspondiente al modo TM_{11} resonando a 435 MHz.

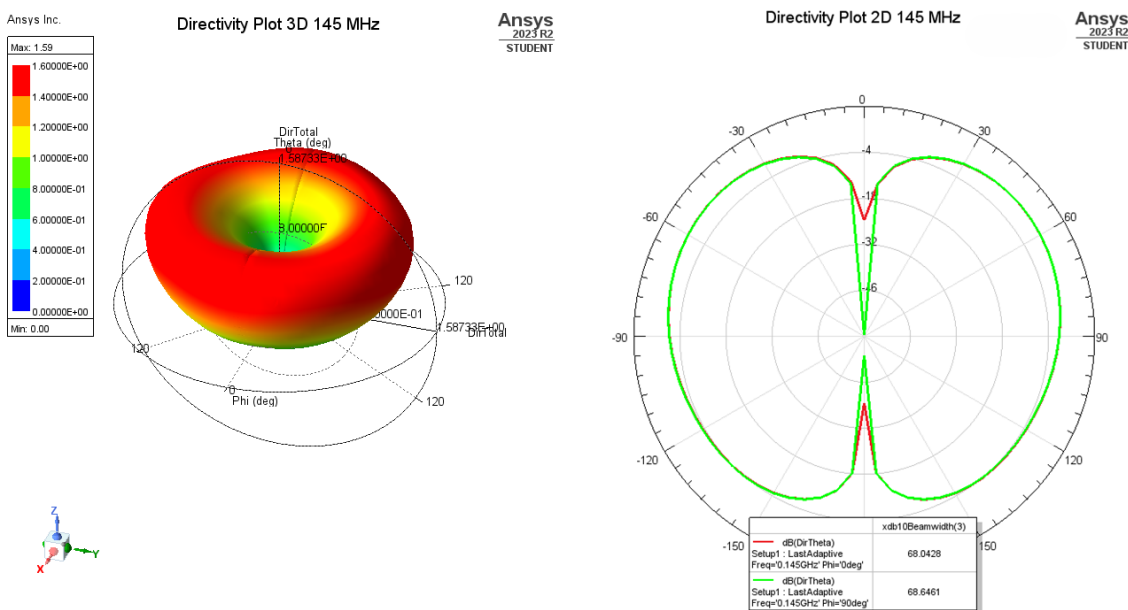


Figura 23. Gráficas de directividad 2D y 3D para un parche en anillo cortocircuitado correspondiente al modo TM_{01} resonando a 145 MHz.

Quantity	Freq	Value	Freq	Value
Max U	0.145GHz	12.783 $\mu\text{W}/\text{sr}$	0.435GHz	2.1656 mW/sr
Peak Directivity		1.6027		5.216
Peak Gain		0.1043		4.0594
Peak Realized Gain		0.013302		2.2537
Peak System Gain		0.013302		2.2537
Radiated Power		100.23 μW		5.2175 mW
Accepted Power		1.5401 mW		6.7042 mW
Incident Power		12.076 mW		12.076 mW
System Power		12.076 mW		12.076 mW
Radiation Efficiency		0.065079		0.77824
Total Efficiency		0.0082999		0.43206
System Efficiency		0.0082999		0.43206
Front to Back Ratio		3.5699		454.63
Decay Factor		0		0

Tabla 4. Parámetros de antena para un parche en anillo cortocircuitado resonando a 145 MHz y 435 MHz.

Además, observando la Figura 22 y la Figura 23, se confirma lo detallado de manera teórica en el apartado 2.4.2. de este documento. El modo TM11, a una frecuencia de 435 MHz, presenta un patrón de radiación *broadside*, es decir, la radiación es máxima en la dirección perpendicular al parche, como se detalla en la Figura 22. Por tanto, el lóbulo principal de radiación se encuentra en la dirección cenital. Sin embargo, el modo TM01 muestra un patrón de radiación monopolar, lo que significa que la radiación es omnidireccional en el plano azimutal (horizontal) y presenta un nulo en la dirección cenital (*broadside*), tal y como se observa en la Figura 23. Además, la eficiencia de radiación para el modo TM01 en este diseño es aproximadamente un 6%, como indica la Tabla 4, un valor extremadamente bajo.

El aspecto negativo más remarcable viene de la necesidad de reducir el valor del radio del cortocircuito para aumentar la separación frecuencial entre las resonancias del modo TM11 y del modo TM01. En el caso de la aplicación requerida, para obtener una relación frecuencial 3:1 (435 MHz : 145 MHz), el valor necesario del radio del cortocircuito es de 0.5 milímetros. Este valor del radio del cortocircuito es extremadamente bajo, y presentaría serios problemas a la hora de implementarlo físicamente. Además, no solo el nivel de excitación del modo fundamental TM01 es muy bajo (como era de esperar), sino que también se ha degradado la excitación del modo TM11, cuyo pico de resonancia tiene ahora un valor varios dB por debajo respecto a la simulación del parche circular simple.

Otro resultado a destacar, aunque más sutil pero importante para el buen comportamiento de la antena, es que, debido al diagrama monopolar del modo TM01, la radiación de este modo en dirección perpendicular al parche (dirección cenital) muestra valores muy bajos, Figura 23.

Los resultados expuestos en los párrafos previos indican que, aunque se ha logrado excitar las frecuencias de interés, tanto las pérdidas de retorno como la adaptación de este diseño están muy degradadas, por lo que es imposible una implementación física del mismo más allá de la simulación. Por ello, manteniendo este diseño como base y premisa inicial se realizarán un conjunto de modificaciones, de cara a afrontar los siguientes diseños.

3.2.3. PRINCIPALES PROBLEMAS A RESOLVER

A partir de estas dos primeras simulaciones, se ha conseguido que un parche con unas dimensiones para resonar aproximadamente a 435 MHz, lo haga simultáneamente a una frecuencia más baja, a 145 MHz, sin tener que aumentar el tamaño del parche, y, logrando así una importante miniaturización de la antena. De esta manera, se consiguen los dos requisitos de diseño más importantes de este proyecto: la dualidad frecuencial y la miniaturización de la antena.

Sin embargo, como se ha ido comentando a lo largo de los resultados expuestos en los apartados previos, este diseño está aún lejos de ser óptimo y de poder ofrecer un buen resultado en un entorno real. La problemática observada hasta ahora, se puede focalizar en dos puntos importantes, los cuales deben ser enfrentados de cara a encontrar la mejor solución posible del diseño final.

Estos dos problemas principales son:

- **Nulo de radiación** causado por el diagrama monopolar para la frecuencia inferior, utilizada en el enlace de *downlink*.

La solución propuesta consiste en inclinar el plano de masa, con diferentes patrones, y estudiar los diferentes resultados obtenidos.

- **Separación de frecuencias** demasiado exigente. El requisito de separación frecuencial necesario impone condiciones de diseño muy estrictas. Una relación de aspecto 3:1 no solo resulta en una excitación muy pobre de los modos necesarios, sino que también fuerza un valor del radio de cortocircuito inviable.

Para abordar esta problemática, se propone modificar el diseño mediante el apilamiento de varios parches, con el objetivo de mantener la resonancia en las frecuencias de interés y mejorar significativamente su rendimiento.

3.2.3.1. NULO DE RADIACIÓN

Para intentar reducir el problema del nulo de radiación causado por el diagrama monopolar que presenta el modo TM₀₁, se va a aplicar una técnica consistente en inclinar el plano de masa utilizando diferentes configuraciones. Por tanto, el plano de masa va a dejar de ser plano y paralelo al sustrato, y va a adoptar diferentes patrones de inclinación. La inclinación del plano debe ser leve, ya que un diseño con un plano de masa excesivamente inclinado comprometería la característica plana de la antena.

3.2.3.1.1. TEJADO INVERTIDO ABIERTO

El primer patrón que se va a estudiar consiste en una inclinación de 10 grados del plano de masa, dándole una forma de “V” o “tejado invertido”. Para ello, con trigonometría simple, se calculó cual debería ser la distancia entre el sustrato y el punto inferior del plano de masa, como se muestra simplificado en la Figura 24.

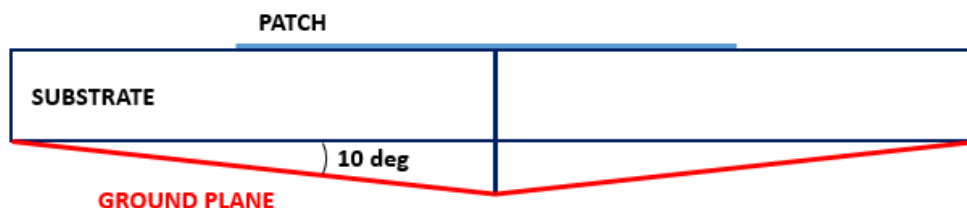


Figura 24. Diseño simplificado plano de masa inclinado 10 grados.

A partir de este diseño simple, tras calcular las dimensiones del parche, y atendiendo cuidadosamente al diseño del plano de masa en este caso, la implementación en el software de simulación resulta como se observa en la Figura 25.

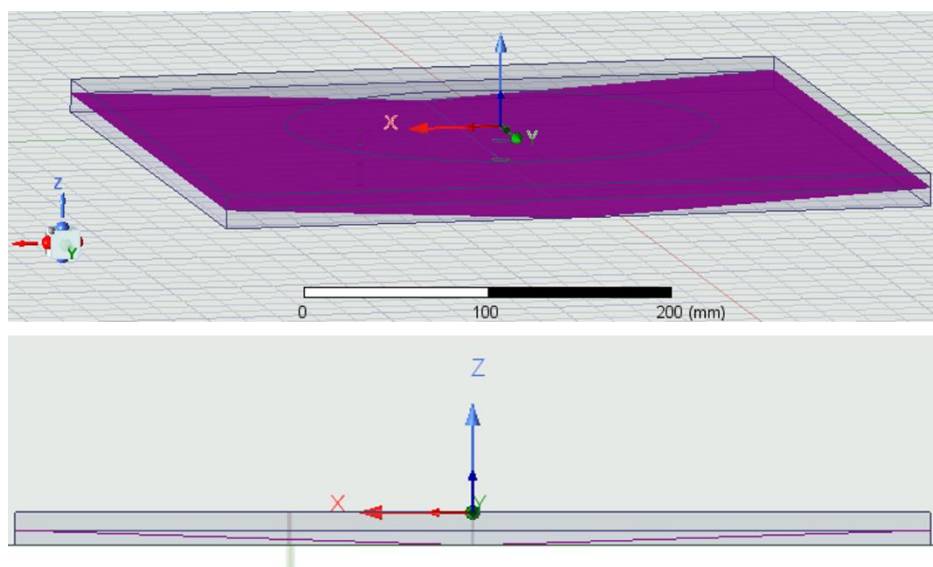


Figura 25. Diseño con patrón de plano de masa "tejado invertido" abierto.

Sin embargo, los resultados no fueron los esperados. Aunque la excitación de los modos era suficiente, las frecuencias de resonancia eran ahora considerablemente más altas que las frecuencias de interés. El hecho de que las frecuencias excitadas sean notablemente más altas que las frecuencias de interés, significa que, para ajustar la resonancia a las frecuencias requeridas, las dimensiones de la antena aumentarán notablemente, no cumpliéndose uno de los requisitos principales del proyecto. A esto hay que añadirle que la relación de aspecto entre las frecuencias resonantes era aproximadamente 2:1, frente a la requerida, que es 3:1.

Aunque sí que aparece cierta mejoría en el diagrama de radiación del modo TM01, siendo el nulo más estrecho, esta mejoría va acompañada de importantes asimetrías en el patrón de radiación de este modo. Por tanto, a pesar de parecer que aparecen algunos aspectos positivos, este diseño presentó nuevas limitaciones, siendo necesario explorar otras modificaciones de diseño. En el ANEXO 1 se pueden observar los resultados de esta simulación.

3.2.3.1.2. TEJADO INVERTIDO ABIERTO Y REDUCIDO

Partiendo del mismo diseño, en esta segunda simulación se intenta confinar el campo eléctrico en un volumen más pequeño, reduciendo la superficie inclinada del plano de masa, como se muestra en la Figura 26.

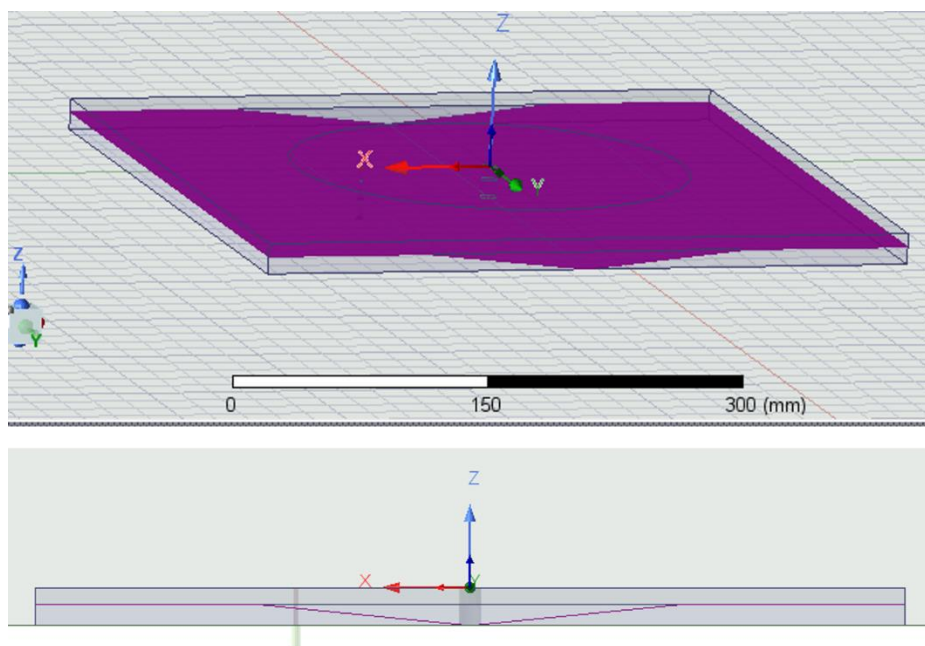


Figura 26. Diseño con patrón de plano de masa “tejado invertido” abierto y reducido.

Se reduce ligeramente el problema de la asimetría en el diagrama de radiación del modo TM₀₁, pero sigue siendo significativa. En cuanto a los modos excitados en este diseño, tanto el valor de las frecuencias como la separación frecuencial de las mismas son similares al caso previo. Por tanto, este diseño queda también descartado. En el ANEXO 1 se pueden observar los resultados de esta simulación.

3.2.3.1.3. TEJADO INVERTIDO CERRADO

En este caso, se optó por cerrar las paredes laterales de este “tejado invertido” utilizado como plano inclinado de masa. En la Figura 27 se muestra este diseño de simulación.

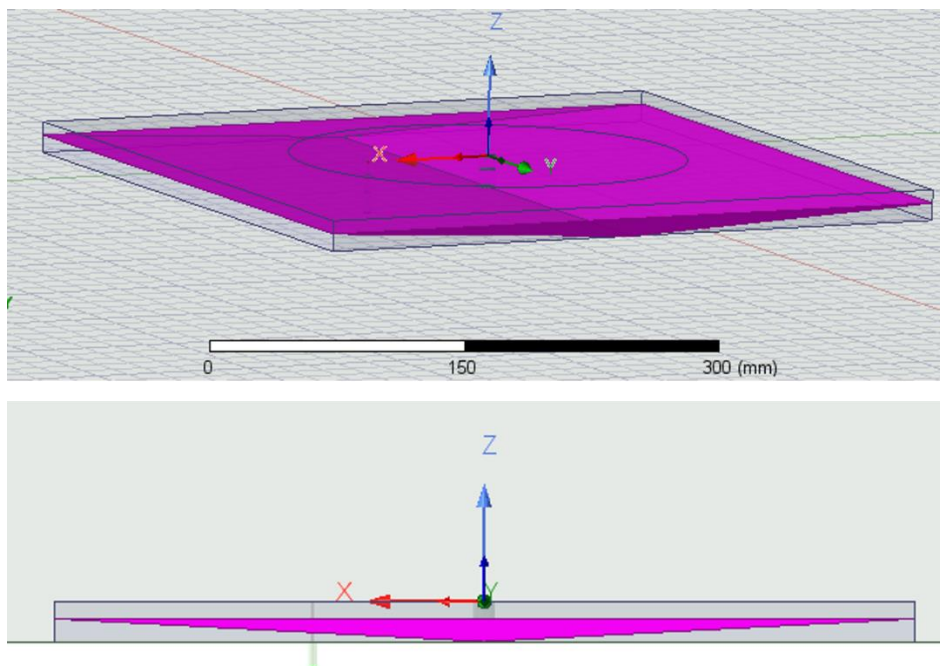


Figura 27. Diseño con patrón de plano de masa “tejado invertido” cerrado.

Aunque la asimetría se reduce ligeramente, los valores de las frecuencias obtenidas siguen siendo significativamente superiores a los requeridos para nuestra aplicación. Por lo tanto, este diseño queda descartado por las mismas razones que los dos diseños anteriores. En el ANEXO 1 se pueden observar los resultados de esta simulación.

3.2.3.1.4. TEJADO INVERTIDO CERRADO Y REDUCIDO

El último intento con el patrón “tejado invertido” consistió en combinar las modificaciones anteriores en el mismo diseño: cerrar las paredes laterales a la vez que se confinaba el campo eléctrico en un volumen más pequeño, como se muestra en la Figura 28.

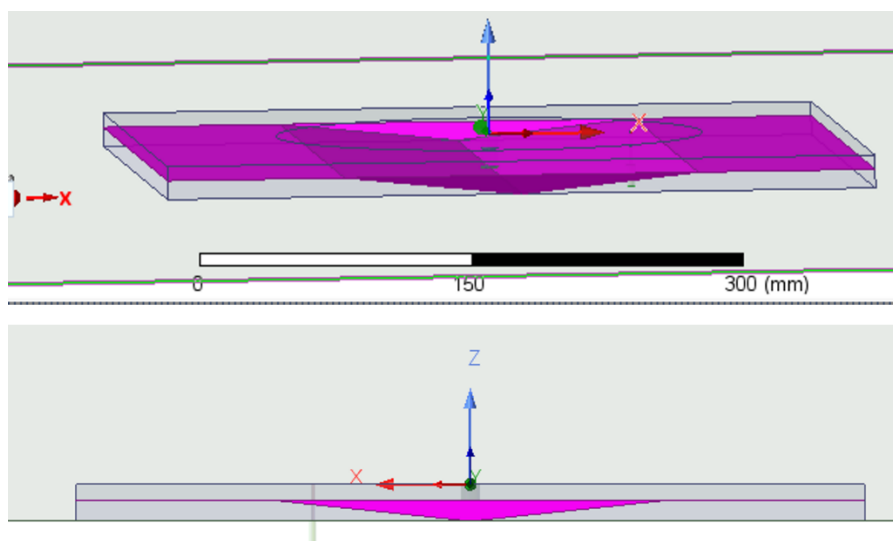


Figura 28. Diseño con patrón de plano de masa “tejado invertido” cerrado y reducido.

No se aprecian mejoras significativas, y la problemática que han mostrado los tres diseños anteriores sigue presente en este último, por lo que se descarta la opción de utilizar un plano inclinado en forma de “tejado invertido”.

A partir de los diseños y simulaciones en las que el plano inclinado tiene forma de tejado invertido, se puede concluir que no es posible cumplir los requisitos de la aplicación deseada utilizando una antena tipo parche circular en la que el plano de masa esté inclinado con una forma de “tejado invertido”. El principal inconveniente es que, para las dimensiones de la antena utilizadas en los apartados anteriores, las frecuencias excitadas utilizando este tipo de plano de masa inclinado son mucho mayores. Esto implica que, para alcanzar las frecuencias de interés, las dimensiones del parche tendrían que ser significativamente mayores, incumpliendo así uno de los principales objetivos del proyecto: la miniaturización de la antena.

Además, la relación de aspecto en este caso es aproximadamente 2:1, frente a la relación 3:1 requerida por la aplicación. Aunque un aspecto positivo es la ligera reducción del nulo causado por el diagrama monopolar, este beneficio queda eclipsado por la asimetría que esta estructura inclinada genera en la simulación del diseño.

Por lo tanto, se descarta la opción de utilizar un plano inclinado en forma de “V” o “tejado invertido” para este diseño.

3.2.3.1.5. PIRÁMIDE CON BASE CUADRADA

Con la certeza de que una inclinación del plano de masa en forma de “tejado invertido” no ofrecía resultados coherentes con los objetivos del diseño, se pensó en otra alternativa para la inclinación del plano de masa. En concreto, esta nueva idea consistió en darle forma de pirámide al plano de masa, de manera que no quedaran paredes abiertas.

Además, se pensó que con esta estructura se evitarían las asimetrías obtenidas en los intentos de inclinación anteriores, ya que ahora se va modificaría el plano de masa de igual manera en ambos ejes X e Y, y no solo en uno de ellos. Este diseño se muestra en la Figura 29, en el cual las cuatro caras laterales de la pirámide forman el plano de masa inclinado.

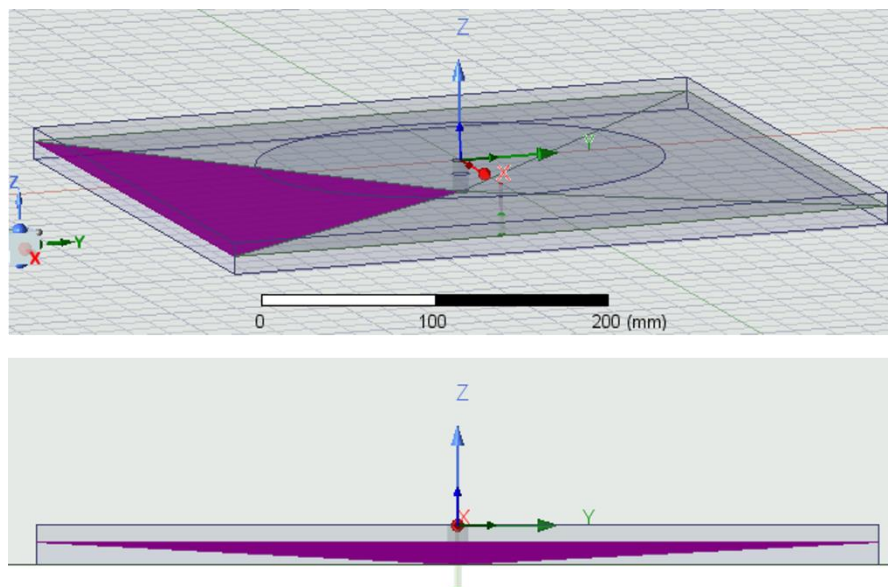


Figura 29. Diseño con patrón de plano de masa “pirámide con base cuadrada”.

En la simulación de este diseño, las frecuencias excitadas se encuentran en el mismo rango frecuencial que las frecuencias de interés, por lo que no existe la problemática que aparecía en el diseño con el plano de masa como un tejado invertido, en el cual era necesario aumentar las dimensiones del parche. Para el modo TM₁₁, la frecuencia de resonancia es de 435 MHz. Sin embargo, para el modo TM₀₁, el modo fundamental, la frecuencia de resonancia es aproximadamente 300 MHz, frente a los 145 MHz requeridos. Esto quiere decir que, la relación de aspecto es 1.5:1 aproximadamente, frente a la requerida de 3:1.

Por otra parte, se preveía que las asimetrías desaparecieran, frente al caso anterior, y en la Figura 30 se confirma. Respecto al nulo del diagrama monopolar, problemática que se está tratando de solventar con la inclinación del plano de masa de la antena, no se aprecian mejoras relevantes. En la Figura 30 se observa que, solo la radiación a menos de 18 grados de la dirección cenital tendrá un nivel 10 dB por debajo del máximo de radiación.

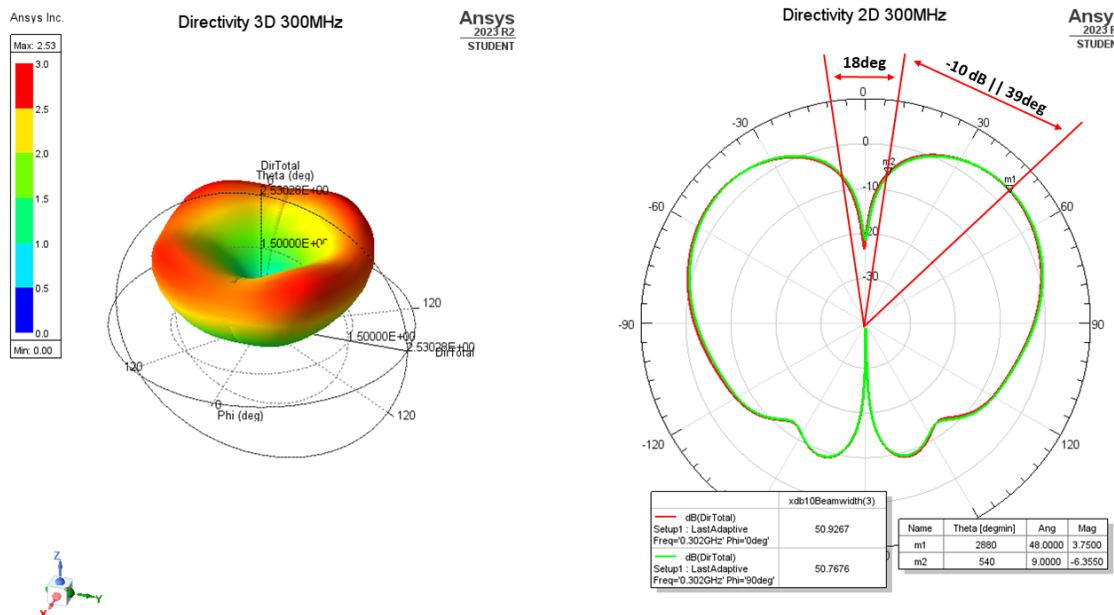


Figura 30. Gráficas de directividad 2D y 3D para modo TM01 con el plano de masa inclinado “pirámide cuadrangular”.

3.2.3.1.6. PIRÁMIDE CON BASE CUADRADA REDUCIDA

De la misma manera que se realizó en el apartado del “tejado invertido”, también se simuló un diseño en el cual se intentó confinar el campo eléctrico en un volumen más pequeño, reduciendo la base de la “pirámide”, como se muestra en la Figura 31

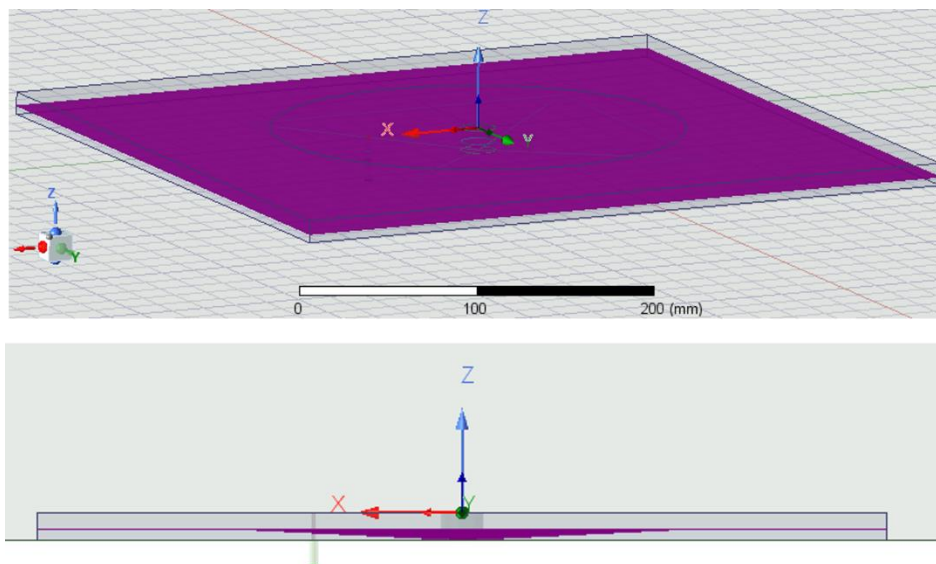


Figura 31. Diseño con patrón de plano de masa “pirámide con base cuadrada” reducido.

En este caso, la frecuencia del modo TM11 es aproximadamente 360 MHz, inferior a 435 MHz. En el caso del modo TM01, el valor de la frecuencia excitada es de 210 MHz aproximadamente, frente a los 145 MHz requeridos por el diseño. Por tanto, la relación de aspecto es 1.7:1, lo que representa una mejora respecto al caso anterior, pero todavía insuficiente para ser válida.

El diagrama de radiación es totalmente simétrico en este caso. Respecto a la reducción del nulo en dirección cenital, se observa en la Figura 32 que justo en la dirección perpendicular al parche el nulo es más pronunciado que en el caso anterior. Sin embargo, solo hay que desplazarse 7 grados de esta dirección para que la diferencia con el máximo sea menor a 10 dB. Por tanto, aunque la condición sea más desfavorable justo en la dirección cenital, la zona del diagrama de radiación que quedaría “inutilizada”, es menor, es decir, en este caso existe una ligera mejoría referida al ancho del nulo de radiación.

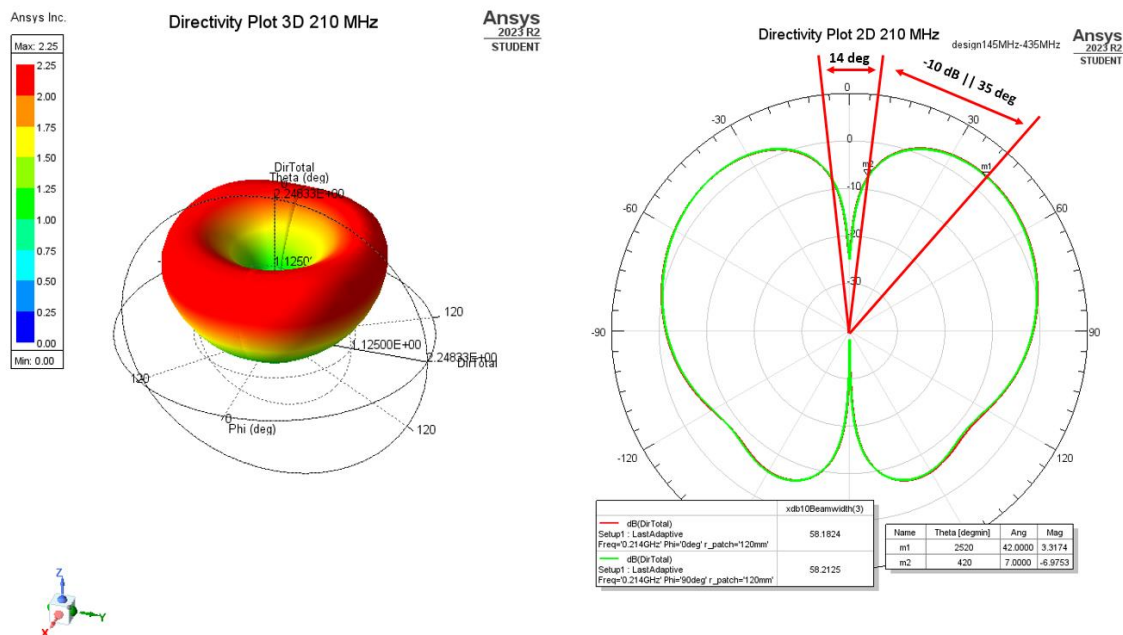


Figura 32. Gráficas de directividad 2D y 3D para modo TM01 con el plano de masa inclinado “pirámide cuadrangular” reducida.

A partir de los diseños y simulaciones en las que el plano inclinado tiene forma de pirámide con base cuadrada, se concluye que las frecuencias excitadas se encuentran en rangos cercanos a los de interés por lo que no existiría el problema de tener que aumentar las dimensiones de la antena, y, por tanto, se mantendrían las ventajas de la miniaturización de la antena. A diferencia del caso del “tejado invertido”, al inclinar el plano de masa de forma “piramidal de base cuadrada”, no aparecen los problemas de asimetría frente a la dirección *broadside* que sí lo hacían en el supuesto anterior.

Respecto al nulo del diagrama monopolar del modo TM01:

- La inclinación del plano de masa ha favorecido la reducción del nulo.
- Reducir el tamaño de la base de la pirámide del plano de masa para confinar el campo eléctrico, permite que la zona cercana a la dirección cenital, donde el nulo impide la radiación, esté limitada a un ancho de pocos grados. Exceptuando esta zona, que se ha conseguido reducir, el resto del patrón de radiación está disponible para su utilización.

3.2.3.1.7. CONCLUSIONES PLANO INCLINADO

Pese a las diferentes modificaciones de la inclinación del plano, un aspecto crítico que ha obligado a descartar este modelo es que no se cumple el requisito fundamental de la relación de aspecto 3:1, necesario para que las frecuencias excitadas sean las de interés para la aplicación. En ninguno de los casos se alcanza esta relación.

Por tanto, el estudio realizado sobre la inclinación del plano de masa, que pretendía solventar el problema del nulo en dirección cenital, no es válido para un diseño final a pesar de haber reducido ligeramente el nulo de radiación, que era su principal función. La imposibilidad de cumplir la separación frecuencial requerida, hace que este diseño sea inviable para esta aplicación. En los ANEXOS 1 y 2 se puede encontrar el estudio más detallado de todas estas modificaciones consistentes en la inclinación del plano de masa.

No obstante, a continuación, se va a valorar la criticidad que supone este nulo de radiación en dirección cenital. Existe un modelo analítico que predice la función densidad de probabilidad de los ángulos de elevación para sistemas basados en satélites LEO, cuya conclusión se plasma en la Figura 33. Un nulo en dirección cenital de 16 grados, implica que la zona crítica va a estar comprendida entre 82 y 98 grados (82 y 90 grados teniendo en cuenta la simetría). La Figura 33 indica que la densidad de probabilidad para un ángulo de elevación mayor de 70 grados es muy baja, pero, para un ángulo de elevación de 80 grados es mínima.

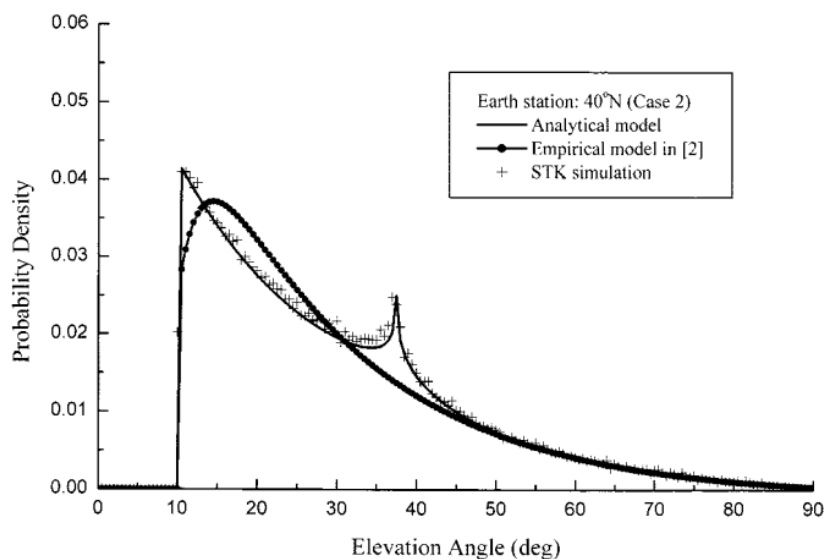


Figura 33. Predicción analítica de la función de densidad de probabilidad de los ángulos de elevación de los sistemas de satélites LEO. [25]

Además, para conocer un análisis completo, se procede a estudiar el caso inusual de que el ángulo de elevación sea mayor de 82 grados. Se analiza la trayectoria que siguen los satélites LEO (aproximadamente 500 kilómetros de altura sobre la superficie), y aplicando un pequeño estudio de trigonometría resulta que, en el caso de que el satélite pase exactamente por la dirección cenital (peor caso, 90 grados), se perdería

comunicación una distancia aproximada de 150 kilómetros, frente a los aproximadamente 5000 kilómetros que es la distancia total de un pase para un satélite a esta altura.

Es decir, la pérdida de comunicación en el peor caso y menos probable sería menor de un 5% del pase total. Con esta justificación, se asume que esta posibilidad existe y la solución se centra en solucionar el otro problema, el cual presenta una criticidad significativamente más elevada.

3.2.3.2. SEPARACIÓN FRECUENCIAL EXIGENTE

Este diseño se centra principalmente en el cumplimiento del requisito fundamental: las frecuencias excitadas deben ser 435 MHz y 145 MHz, con una relación de aspecto de 3:1. Por ello, se propone otra solución de diseño algo más elaborada, pero también factible.

Esta nueva solución consiste en utilizar dos parches circulares apilados, siguiendo el esquema de la Figura 34:

- El parche inferior, se implementará de igual manera que en los diseños anteriores, con un cortocircuito en el centro del mismo, y excitando los modos TM₁₁ y TM₀₁, siendo este último el fundamental. Sin embargo, en este diseño no se considerará la frecuencia de resonancia del modo TM₁₁, dando prioridad a la correcta excitación del modo fundamental, TM₀₁. De esta manera, no será necesario forzar una relación de aspecto tan estricta, sino que una relación de aspecto entre 1.5:1 y 2:1, será suficiente.
Con ello, tendremos una frecuencia excitada entre 200 MHz y 300 MHz, la cual no se utilizará en la aplicación final (modo TM₁₁), y el modo TM₀₁ excitado a 145 MHz, con unas prestaciones aceptables, ya que no se han visto penalizadas al no forzarse una relación de aspecto tan exigente como en los casos anteriores.
- El parche superior, consiste en un parche circular simple, sin cortocircuitar, con un modo TM₁₁ resonando a 435 MHz, colocado inmediatamente encima del parche inferior. Dado que esta frecuencia es superior a la del parche inferior, las dimensiones del parche son más pequeñas, de tal manera que el parche inferior actuará de plano de masa del parche superior.

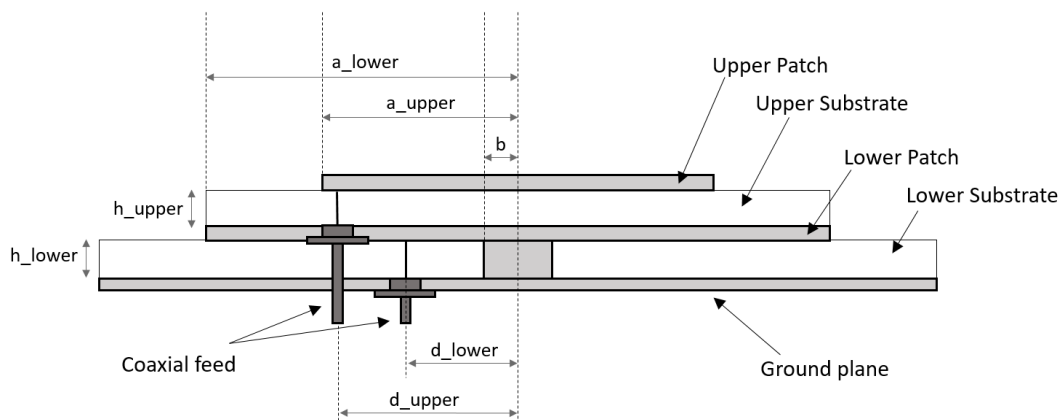


Figura 34. Estructura de parches apilados.

Además, al no forzar la relación de aspecto 3:1 en el parche inferior, se va a solventar el problema relacionado con el bajo valor del radio del cortocircuito, ya que era el principal parámetro que determinaba la separación frecuencial entre los modos TM01 y TM11.

A la hora de diseñar esta antena de parches apilados, el primer paso es conseguir que el modo TM01 resuene a 145 MHz, cortocircuitando un parche circular simple, como se muestra en la Figura 35. Como se ha comentado en la explicación previa, el modo TM11 del parche inferior, no se va a tener en cuenta en la solución final, por lo que ahora podemos definir una separación frecuencial más cómoda para facilitar la resonancia a 145 MHz, tal y como se observa en la Figura 36.

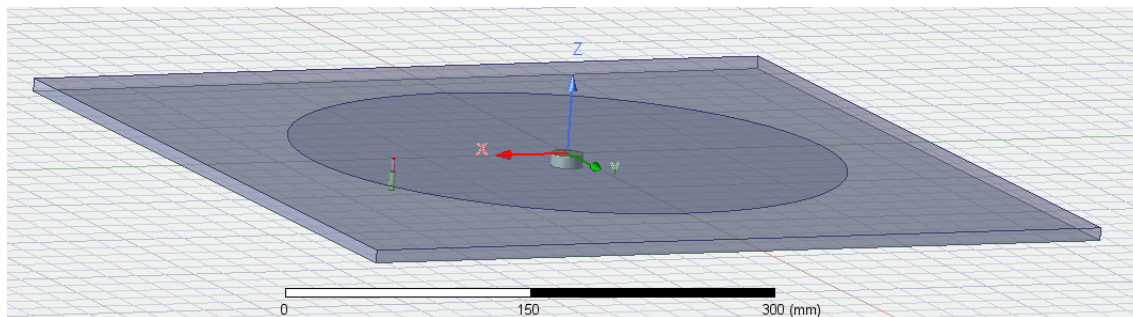


Figura 35. Diseño de parche inferior en anillo cortocircuitado, con modo TM01 resonando a 145 MHz.

Como era de esperar, que el modo TM11 no resuene a 435 MHz, y lo haga a una frecuencia más baja, resulta en un aumento ligero de las dimensiones del parche. En este caso, el parche sigue siendo considerablemente menor que un parche simple resonando a 145 MHz, por lo que existe miniaturización, y se considera válida según los requisitos de la aplicación. La adaptación sigue siendo muy pobre a 145 MHz, como se muestra en la Figura 36, en los siguientes apartados se aplican modificaciones para que la adaptación mejore.

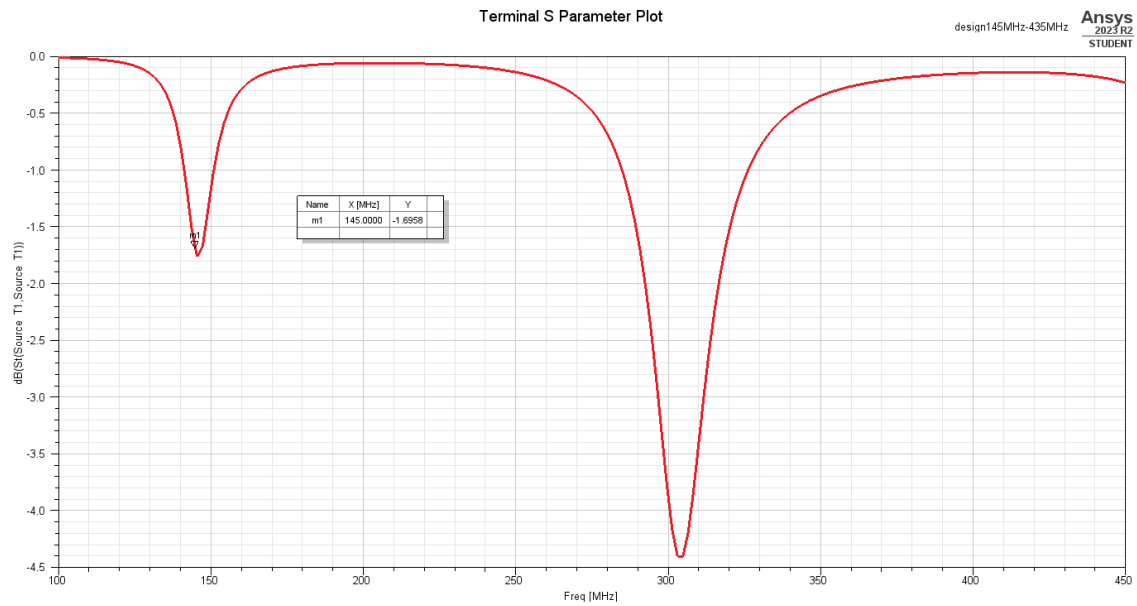


Figura 36. Gráfica de los parámetros S de un parche en anillo cortocircuitado resonando a 145 MHz.

En este punto, queda definida la estructura del parche inferior. El siguiente paso es colocar el parche superior, que es un parche simple, sobre el parche inferior, de manera que este último actúe como plano de masa para la estructura superior, como se muestra en la Figura 37.

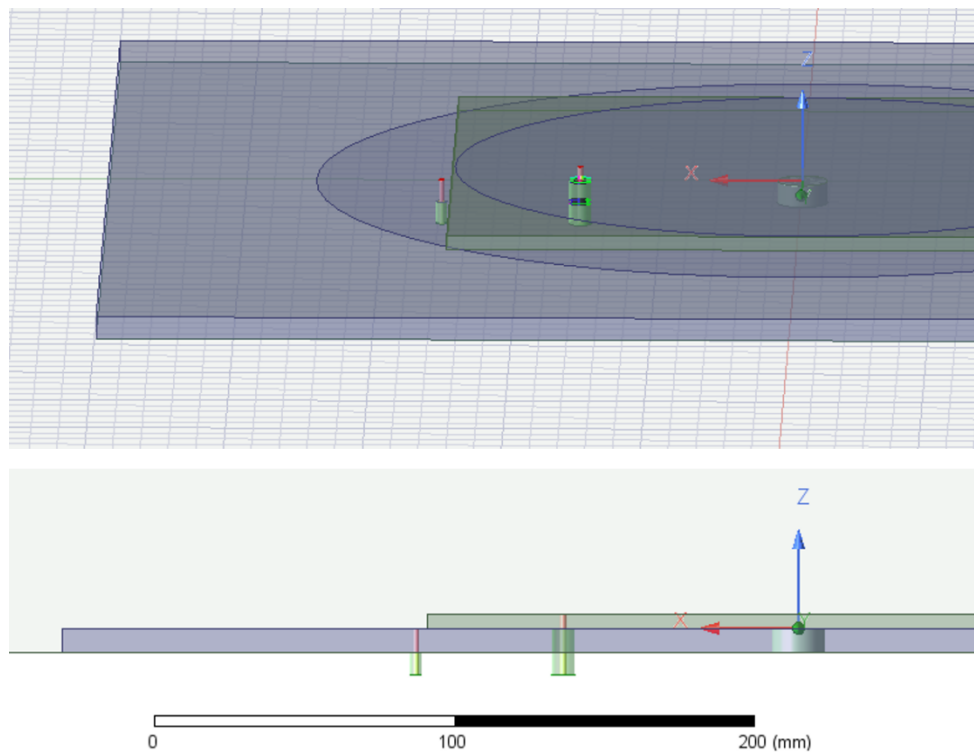


Figura 37. Diseño parche inferior cortocircuitado para el modo TM₀₁ a 145 MHz y parche superior para el modo TM₁₁ a 435 MHz apilados.

Un factor de diseño muy importante es evitar que el cable coaxial que alimenta al parche superior produzca un cortocircuito, tanto con el parche inferior como con el plano de masa. Para ello se debe simular cuidadosamente y prestando atención los puntos críticos en los que podría darse este cortocircuito.

Teniendo en cuenta estas consideraciones de diseño críticas, se realiza la simulación de los parches apilados, cuyos resultados se muestran en la Figura 38 y la Figura 39.

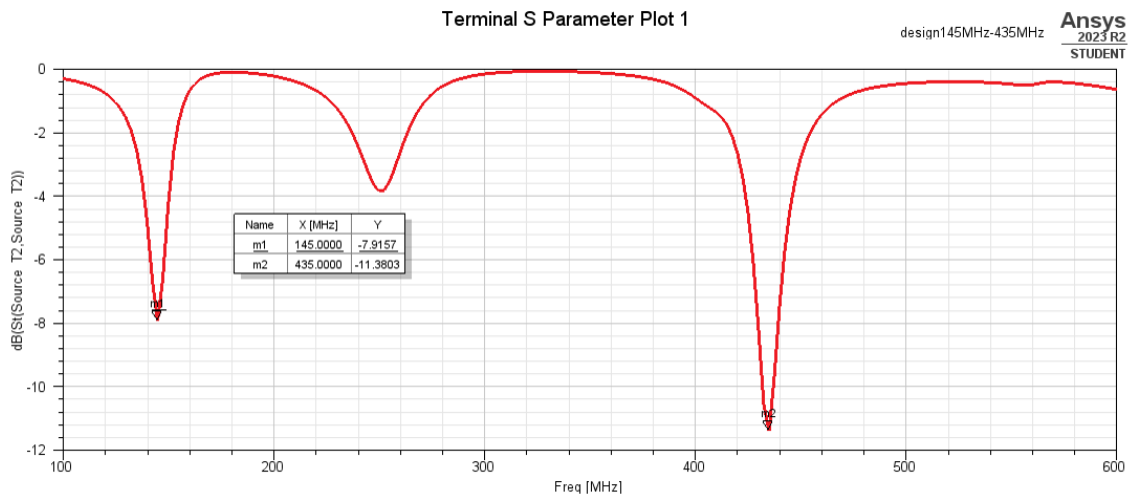


Figura 38. Gráfica de los parámetros S de parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados.

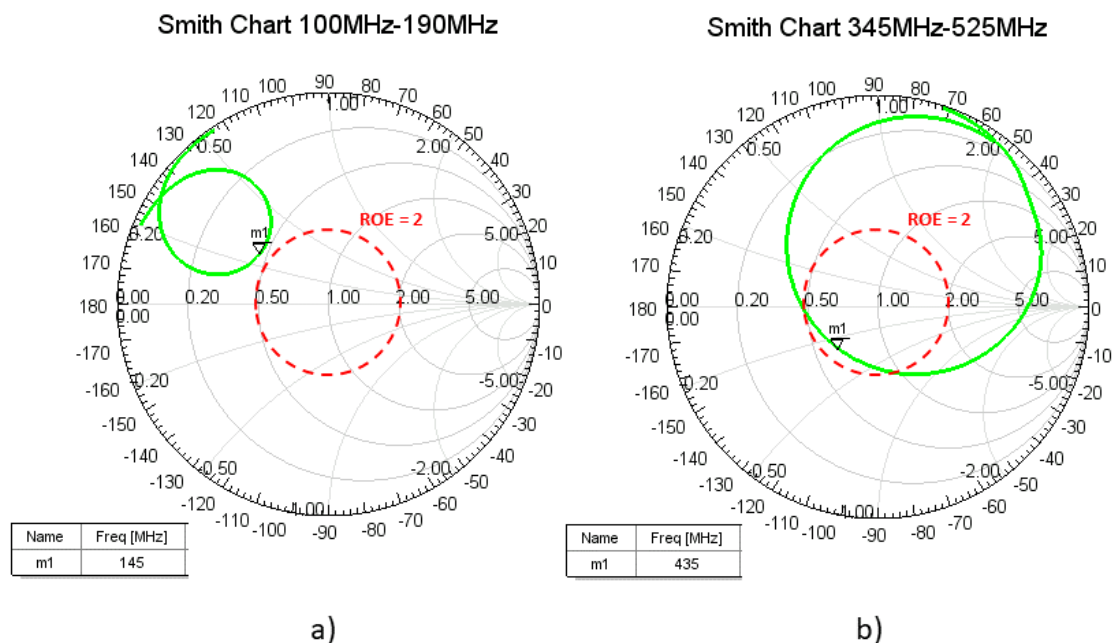


Figura 39. Carta de Smith mostrando la adaptación para intervalos de frecuencia próximos a las frecuencias de interés. En ambas representaciones se resalta la circunferencia con valor $ROE = 2$. (a) Frecuencias próximas a 145 MHz. (b) Frecuencias próximas a 435 MHz.

La Figura 38 permite observar que el diseño se ha comportado como se esperaba teóricamente, haciendo resonar el parche superior a la frecuencia de 435 MHz, sin afectar al resultado que ofrecía el parche inferior de forma aislada. Además, al utilizar parches apilados alimentados individualmente, existe alimentación por acoplamiento entre ambos parches. En este tipo de alimentación, la antena se excita debido a un campo electromagnético cercano, sin existir una conexión física directa, y el resultado se aprecia comparando la adaptación del modo TM01 (145 MHz) en la Figura 36 y la Figura 38.

En este caso, los valores de adaptación representados gráficamente sobre el Diagrama de Smith en la Figura 39 son más cercanos a la circunferencia ROE = 2. Para el intervalo de frecuencias cercanas a 145 MHz, el valor de adaptación considerado aceptable está cerca, pero aún no se consigue. Sin embargo, para el intervalo de frecuencias cercanas a 435 MHz, este diagrama muestra una adaptación suficiente al encontrarse los valores centrales de este intervalo en el interior de la circunferencia objetivo.

Respecto a los diagramas de radiación, se presentan en la Figura 40 y la Figura 41, los resultados coinciden con lo esperado y el nulo debido al diagrama monopolar para la frecuencia de 145 MHz, queda fijado a un haz de 16 grados.

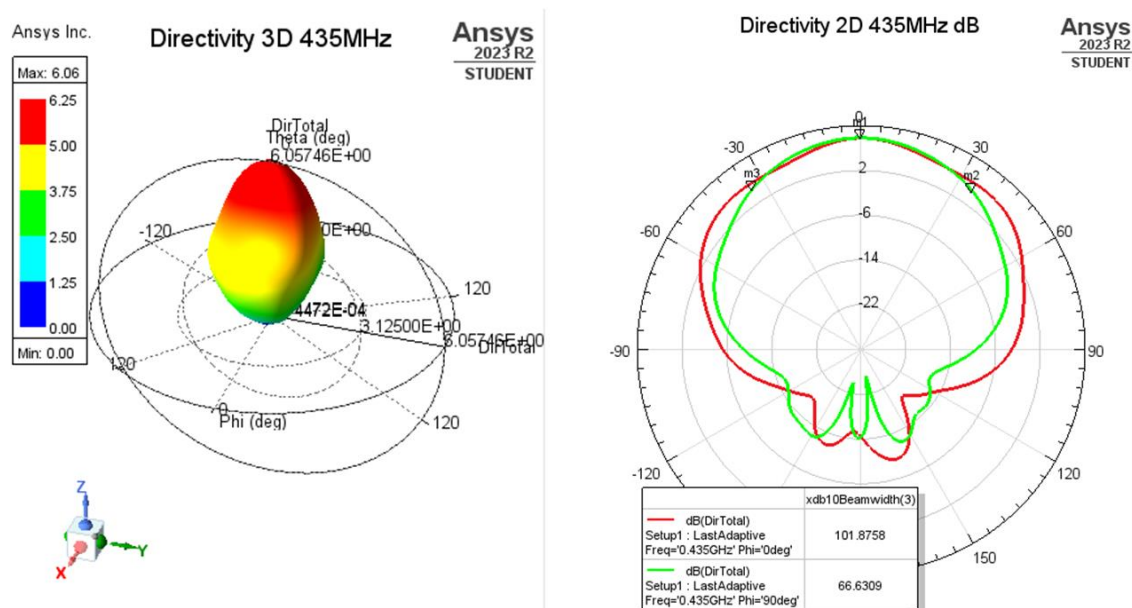


Figura 40. Gráficas de directividad 2D y 3D para el modo TM11 a 435 MHz para parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados.

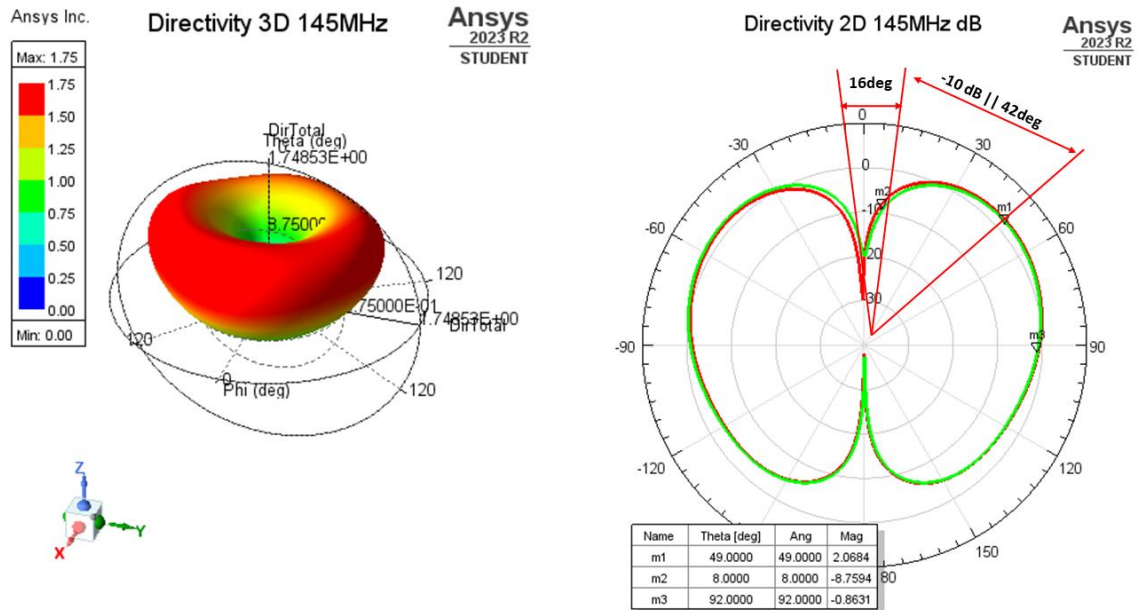


Figura 41. Gráficas de directividad 2D y 3D para el modo TM01 a 145 MHz para parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados.

Este nuevo diseño presenta mejoras significativas en comparación con el diseño de un único parche, especialmente en la eficiencia de radiación. Frente a una eficiencia de radiación del 6% obtenida para el modo TM01 en el diseño previo, el diseño de parches apilados ofrece un valor del 44% (Tabla 5). Teniendo en cuenta que la miniaturización de una antena afecta directamente y de forma considerable en la eficiencia que ofrece la antena, este resultado se considera válido y aceptable.

Quantity	Freq	Value	Freq	Value
Max U	0.145GHz	8.366 $\mu\text{W}/\text{sr}$	0.435GHz	1.266 mW/sr
Peak Directivity		2.0141		5.752
Peak Gain		0.89428		4.5511
Peak Realized Gain		0.017417		2.6355
Peak System Gain		0.017417		2.6355
Radiated Power		52.198 μW		2.7658 mW
Accepted Power		117.56 μW		3.4956 mW
Incident Power		6.0362 mW		6.0362 mW
System Power		6.0362 mW		6.0362 mW
Radiation Efficiency		0.44401		0.79123
Total Efficiency		0.0086474		0.4582
System Efficiency		0.0086474		0.4582
Front to Back Ratio		4.5796		1239.8
Decay Factor		0		0

Tabla 5. Parámetros de antena para parches apilados resonando a 145 MHz y 435 MHz.

Analizando los resultados obtenidos, este diseño de parches apilados ofrece una solución que satisface los requisitos de la aplicación. Se consigue una buena adaptación

y resonancia para las frecuencias de interés, y los resultados de ganancia y directividad son compatibles con el balance de enlace calculado.

Como aspecto negativo, se deben incrementar las dimensiones del parche para conseguir la separación frecuencial de una manera cómoda, pero sigue existiendo un factor importante de miniaturización. La masa de la antena también se ve incrementada, debido a la existencia de dos parches en vez de uno, y el grosor de la antena es mayor, aunque la antena sigue siendo plana. Si bien este diseño es válido y satisface los requisitos de la aplicación, se realiza una última batería de modificaciones con el objetivo de obtener una solución final optimizada.

3.2.3.3. OPTIMIZACIÓN PARCHES APILADOS

A partir de esta optimización se va a tratar de reducir la masa total de la antena, modificando el material del sustrato. En los casos anteriores, las simulaciones se han realizado con un valor de permitividad eléctrica de 2.7 (PVC) para ambos sustratos. Por ello, se van a tener en cuenta diferentes combinaciones relativas al grosor y material de los sustratos inferior y exterior.

El mejor resultado se obtiene manteniendo el grosor de 16 milímetros del sustrato inferior utilizando PVC, y modificando el sustrato superior para que en este caso tenga un grosor de 8 milímetros, y el material del mismo sea aire. La permitividad eléctrica del aire es 1.0006, menor que la del PVC y muy similar a la del vacío. Este cambio en la permitividad eléctrica resulta en un aumento de las dimensiones del parche superior. Sin embargo, este sigue siendo menor que el parche inferior, y al utilizar aire, la masa que añade el parche superior al conjunto de la antena es muy baja. En la Figura 42 se muestra la antena en el entorno de simulación.

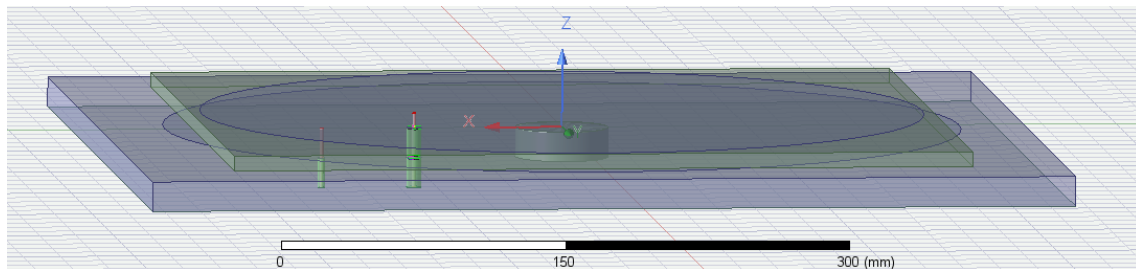


Figura 42. Diseño parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados optimizado.

A parte de modificar grosor y material, para cada combinación ha sido necesario realizar un estudio paramétrico de la posición de la alimentación del parche inferior, para conocer la localización que ofrece una mayor adaptación para el modo TM₀₁. Un ejemplo de estos barridos se muestra en la Figura 43, a partir del cual se puede escoger el valor que optimiza el diseño.

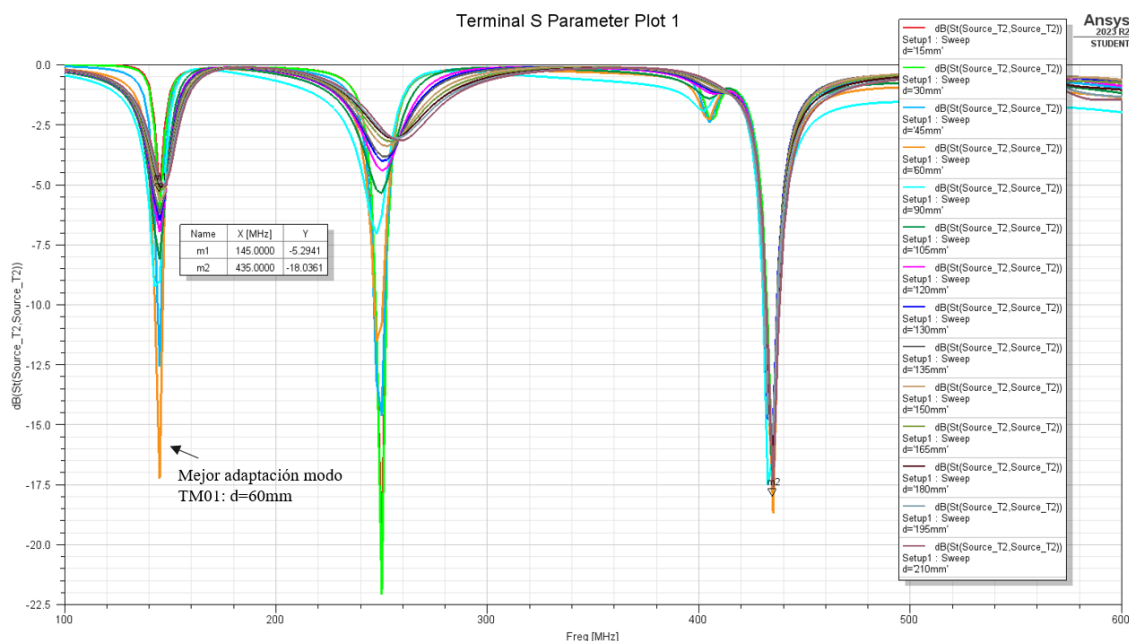


Figura 43. Barrido de la posición de alimentación del parche inferior en el diseño de parches apilados.

A partir de este barrido, y escogiendo como posición óptima de alimentación del parche inferior de $d_{lower} = 60$ mm, se lleva a cabo un análisis más detallado para estas condiciones de diseño.

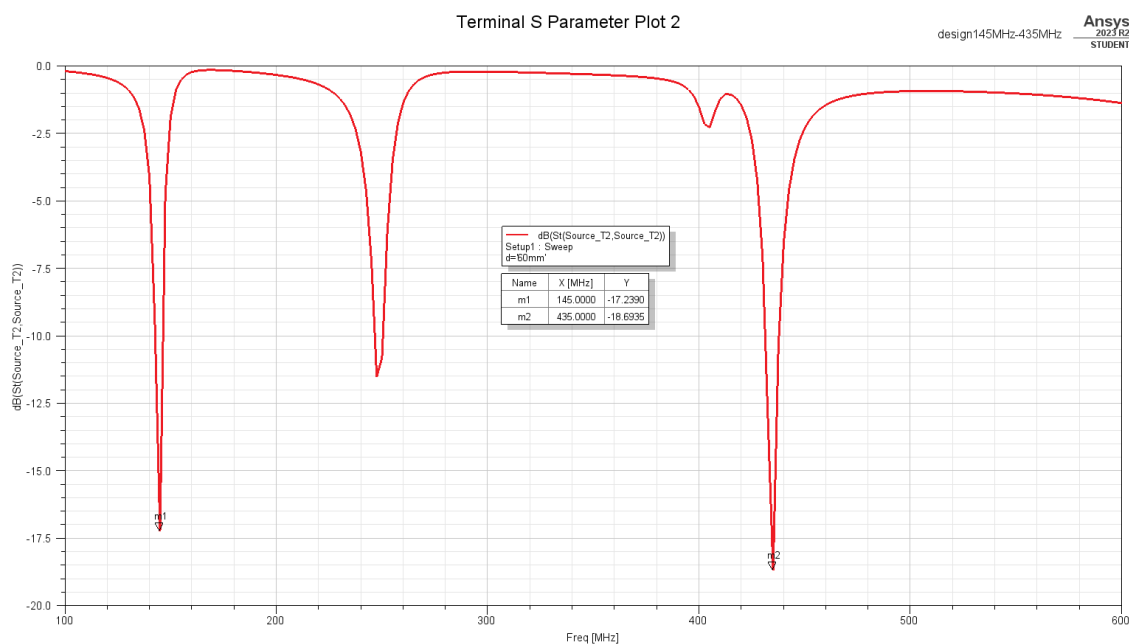


Figura 44. Gráfica de los parámetros S de parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados optimizados.

En este caso, la Figura 44 muestra que las dos frecuencias de interés están adaptadas con unas pérdidas de retorno inferiores a -10 dB en todo el margen de frecuencias requerido para la aplicación. Además, aunque esta aplicación no lo requiera, aparece otra frecuencia excitada en torno a 250 MHz, asociada al modo TM11 del parche

inferior, que ha tenido que ser forzada para el correcto desarrollo del diseño, tal y como se explica en los primeros párrafos del apartado 3.2.3.2. La aplicación de comunicación por satélite requerida en este documento no va a utilizar esa frecuencia, pero tampoco va a ver degradadas sus prestaciones por el hecho de que esté excitada. Sin embargo, si en el futuro aparece una nueva aplicación, que utilice esta frecuencia de 250 MHz, o una combinación de esta frecuencia con una de las otras dos, este diseño de antena será totalmente válido.

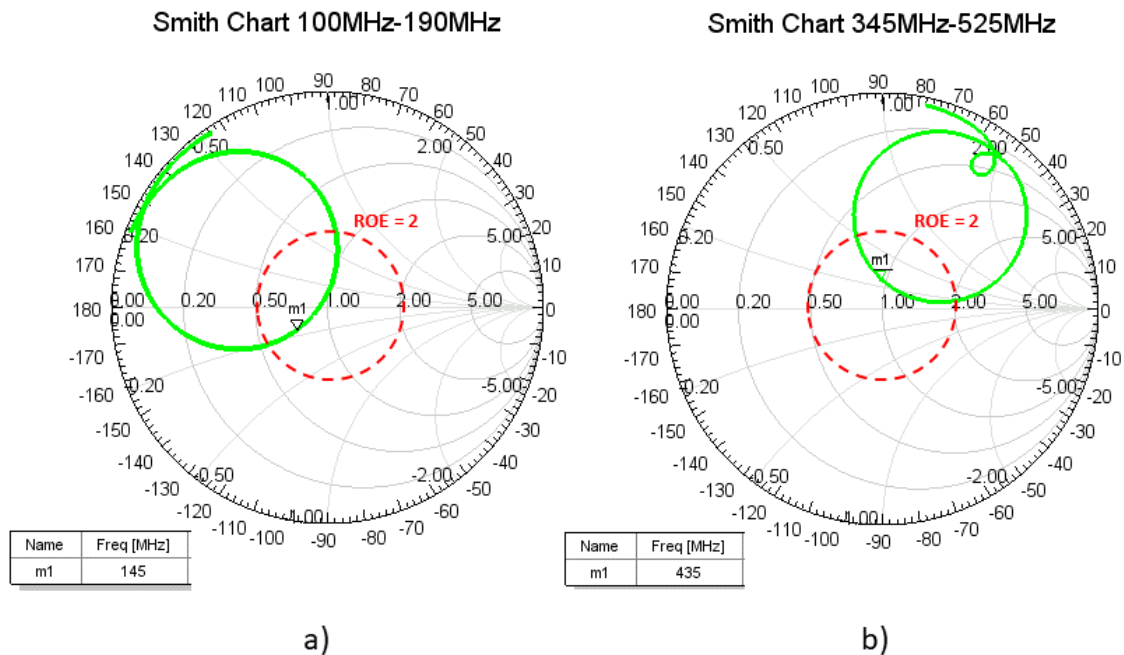


Figura 45. Carta de Smith mostrando la adaptación para intervalos de frecuencia próximos a las frecuencias de interés. En ambas representaciones se resalta la circunferencia con valor $ROE = 2$. (a) Frecuencias próximas a 145 MHz. (b) Frecuencias próximas a 435 MHz.

En este caso optimizado, la Carta de Smith, presentada en la Figura 45, muestra como los valores de adaptación para ambos intervalos cercanos a las frecuencias de interés se encuentran dentro de la circunferencia $ROE = 2$, es decir, tienen unas pérdidas de retorno de inferiores a -10 dB. Además, para el caso de las frecuencias de interés (valor central de los intervalos analizados), el valor de adaptación está muy cerca del centro del Diagrama, el cual se corresponde con una adaptación perfecta.

Para el modo TM₁₁, la Figura 46 indica un diagrama de radiación *broadside* (propio del modo TM₁₁), como se anticipó mediante el resto de diseños, y una directividad por encima de los 10 dB. Por otro lado, el patrón de radiación monopolar del modo TM₀₁ queda reflejado en la Figura 47, y presenta un valor de directividad cercano a 3 dB, coherente con el análisis realizado en el balance de enlace de la Tabla 1. Este diagrama de radiación muestra un haz de 16 grados en torno a la dirección cenital, en el que la señal quedará 10 dB por debajo del máximo de la misma, pudiendo interrumpirse la comunicación en este caso.

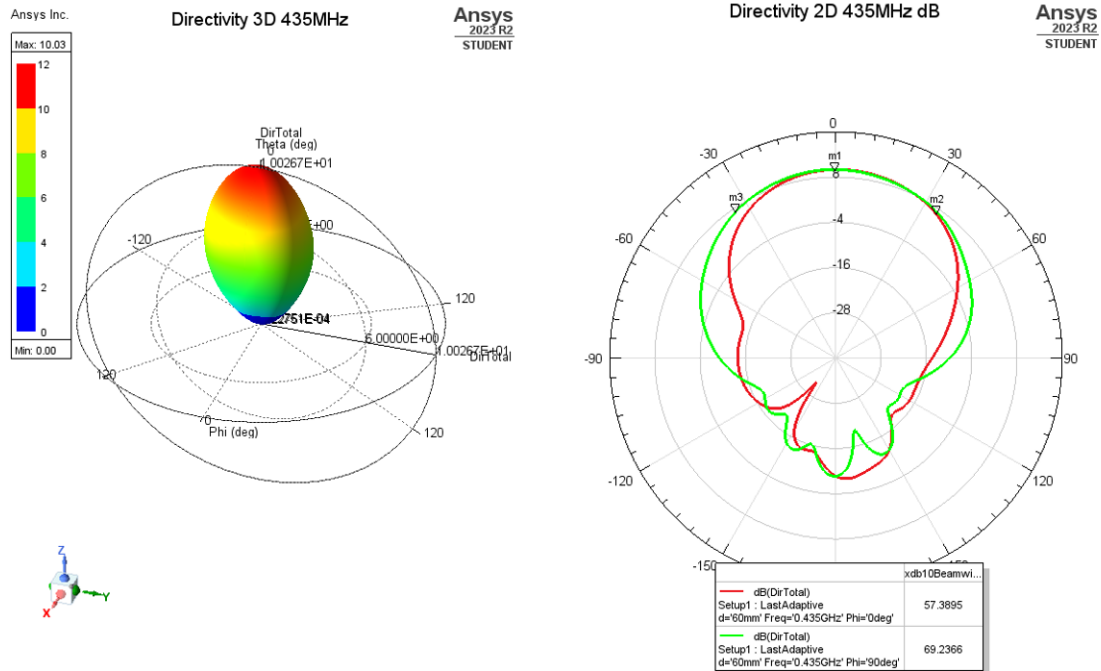


Figura 46. Gráficas de directividad 2D y 3D modo TM₁₁ a 435 MHz para parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados; Diseño optimizado.

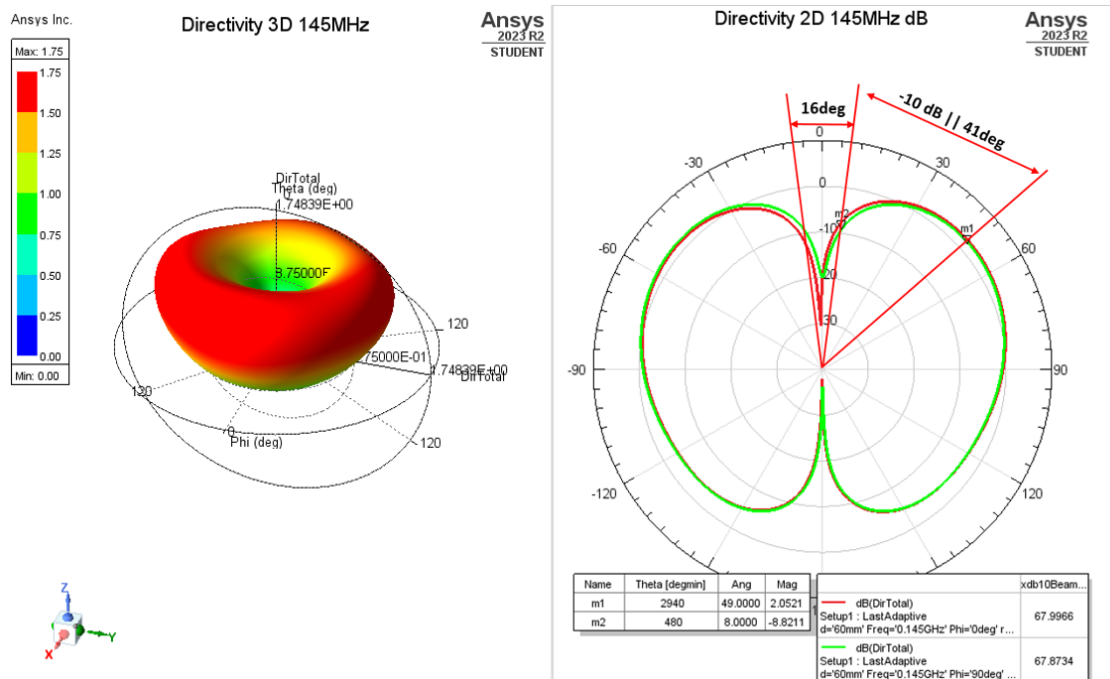


Figura 47. Gráficas de directividad 2D y 3D modo TM₀₁ a 145 MHz para parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados; Diseño optimizado.

Por último, el valor de la eficiencia de radiación es muy alto para el modo TM₁₁, mientras que mantiene un valor aceptable para el modo TM₀₁, como muestra la Tabla 6. El valor de la directividad para el modo TM₀₁ es el que peor comportamiento presenta,

pero, como se ha mencionado antes, una miniaturización de antena de este calibre resulta también en una degradación de prestaciones, como ocurre en este caso con la directividad.

Quantity	Freq	Value	Freq	Value
Max U	0.145GHz	71.891 $\mu\text{W}/\text{sr}$	0.435GHz	4.4703 mW/sr
Peak Directivity		1.7484		10.027
Peak Gain		0.64319		9.726
Peak Realized Gain		0.14959		9.302
Peak System Gain		0.14959		9.302
Radiated Power		516.72 μW		5.6028 mW
Accepted Power		1.4046 mW		5.2376 mW
Incident Power		6.0392 mW		6.0392 mW
System Power		6.0392 mW		6.0392 mW
Radiation Efficiency		0.36787		0.97364
Total Efficiency		0.085561		0.92773
System Efficiency		0.085561		0.92773
Front to Back Ratio		4.2713		83.615
Decay Factor		0		0

Tabla 6. Parámetros de antena para parches apilados resonando a 145 MHz y 435 MHz; Diseño optimizado.

3.2.4. DISEÑO FINAL: SIMULACIÓN

El diseño final se corresponde con la última simulación del diseño de parches apilados aplicando cierta optimización. Los principales objetivos del proyecto quedan satisfechos y, la solución final es una antena tipo parche, plana, funcionando a doble frecuencia y miniaturizada.

En la Figura 48 se muestra un esquema del corte de la antena a fabricar, con las dimensiones de la misma indicadas.

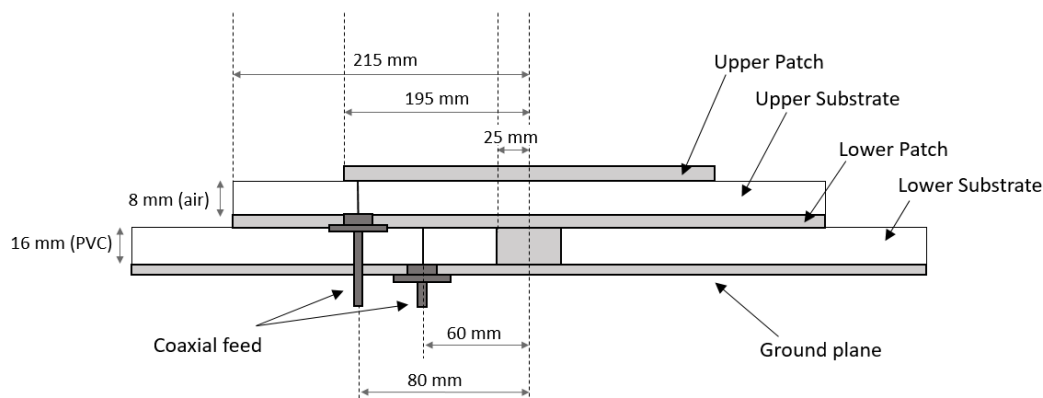


Figura 48. Diseño final parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados mostrando las dimensiones reales. Simulación.

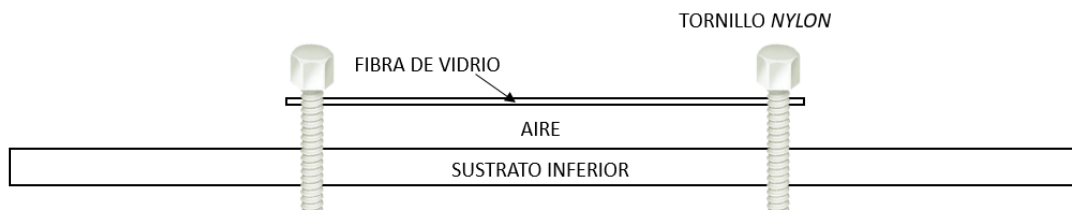
Este diseño se corresponde con un diseño simulado optimizado, el cual se verá sometido a modificaciones relativas a las limitaciones de fabricación del mismo.

4. DISEÑO DE PLANOS / FABRICACIÓN DE LA ANTENA

4.1. LIMITACIONES DE FABRICACIÓN

En la mayoría de los casos, la fabricación de dispositivos tecnológicos, como puede ser una antena, presenta limitaciones que no siempre se contemplan en el diseño generado mediante simulación. Los factores que suelen provocar estas restricciones son principalmente las necesidades económicas del momento y la disponibilidad de los materiales. Por tanto, en algunas ocasiones, estas limitaciones obligan, tomando como base el diseño previo en entorno simulado, a realizar ajustes en ciertos parámetros y características antes de comenzar la fabricación del dispositivo. Naturalmente, estos ajustes requieren una nueva simulación del diseño con las especificaciones finales para asegurar la viabilidad del dispositivo en un entorno de fabricación real. A continuación, se van a detallar las principales limitaciones que han surgido a la hora de comenzar la fabricación:

- La limitación más importante impuesta por la fabricación de la antena consiste en la imposibilidad de tener un sustrato superior de material “aire”, es decir, una capa de aire que albergue en su parte superior un parche circular. Para solucionar esto, se ofrecen dos soluciones:
 - Añadir al diseño una fina capa cuadrada de fibra de vidrio encima de la “capa de aire”, y que se sujetaría mediante tornillos de *nylon* a la capa del sustrato inferior, dejando así un hueco entre ambas equivalente a un sustrato superior de material aire. Esta fina capa de fibra de vidrio sería la encargada de soportar el parche superior sobre ella.



- En vez de aire, utilizar aire seco o *foam* (espuma) como material para el sustrato superior, que tiene características eléctricas similares al aire. Sin embargo, algunos parámetros como la permitividad eléctrica aumentarían su valor de 1.0006 (aire) a 1.1 (*foam*), diferencia que habría que tener en cuenta a la hora de la re-simulación de la antena.

Debido a la complejidad de fabricación, y a la fragilidad de la antena por el hecho de no ser una estructura sólida, y presentar un hueco en una de sus capas, la primera opción se descarta, y se decide utilizar *foam* como sustrato de la capa superior.

- Tomada la decisión de utilizar *foam* para el sustrato superior, el siguiente contratiempo está relacionado con el grosor del mismo. En el diseño de

simulación, este grosor era de 8 milímetros, pero, debido a que las características eléctricas del aire y *foam* son diferentes, este grosor iba a ser modificado. Se disponen de planchas de dos grosores: 2 y 10 milímetros. En este punto, es posible apilar planchas de 2 milímetros hasta conseguir el grosor deseado, y modificar ligeramente el tamaño debido al nuevo material. Sin embargo, la solución que se escoge es tomar una plancha de grosor 10 milímetros y modificar el tamaño de la misma para alcanzar el resultado requerido. De esta manera, se evita añadir las pérdidas e imperfecciones innecesarias que traería consigo el apilamiento de planchas de *foam*.

- Tras exponerse las soluciones de diseño previas a la fabricación, una nueva característica de la antena adquiere peso y su optimización ha de ser valorada. Esta característica es la masa de la antena, ya que, hasta ahora, no se había tenido en cuenta que el sustrato inferior de PVC, podía hacer que la antena fuera muy pesada. Como ya se había tratado en los apartados anteriores, se procede a valorar el aumento del tamaño de la antena si se sustituye el PVC por *foam*, ya que esta última tiene una permitividad eléctrica menor que la del PVC. Los resultados son que la masa de la antena se reduce considerablemente de 3295 gramos a 1743 gramos, a costa de un aumento en la base de la antena, cuadrada, la cual pasa de medir 50 centímetros por lado a 62 centímetros por lado. Valorando ambas opciones, se escoge el diseño menos pesado, ya que se considera un factor más determinante que el aumento de las dimensiones de la antena. La tabla comparativa de la masa de la antena en función del material utilizado se encuentra en el ANEXO 3.
- Por último, a la hora de escoger los conectores, surgió una limitación debida al grosor total de la antena, ya que el contacto central de los conectores *SubMiniature version A* (SMA) estándar no es suficiente teniendo en cuenta el grosor de la antena. Es decir, no se encontró un conector cuyo pin central tuviera una longitud aproximada a 32 milímetros (grosor de la antena). En este punto, la solución que se planteó fue utilizar unos conectores SMA cuyo pin central era más largo pero flexible, y, de esta manera, se podía moldear para que el conector tuviera la longitud requerida por el diseño.

Siendo conscientes de las limitaciones de fabricación, y aplicando las soluciones pertinentes en cada caso, el diseño final que va a ser construido físicamente se muestra detalladamente en el apartado siguiente.

4.2. DISEÑO FINAL: FABRICACIÓN

Tras sufrir las modificaciones correspondientes a los requerimientos de fabricación, el diseño final físico de la antena es el que se muestra en la Figura 49, en el cual se observan diferencias significativas en cuanto a las dimensiones de los sustratos y parches respecto a la Figura 48, correspondiente con el diseño simulado.

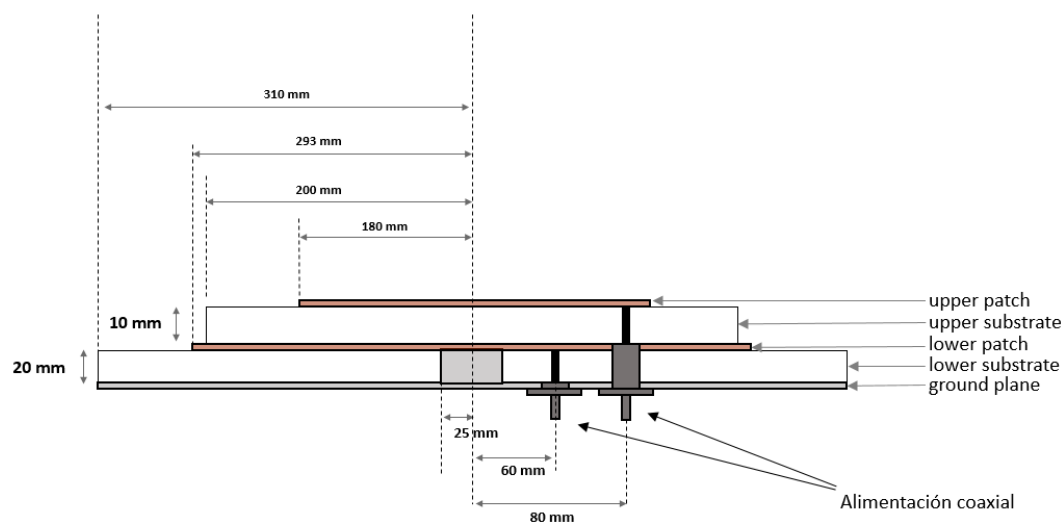


Figura 49. Diseño final parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados mostrando las dimensiones reales. Fabricación.

Este diseño consiste en dos parches apilados, y cuenta con un total de cinco capas, las cuales se detallan a continuación (de abajo a arriba) y en la Tabla 7.

- Capa 1: Cuadrangular. Es el plano de masa y presenta dos agujeros para colocar las alimentaciones (cable coaxial).
- Capa 2: Cuadrangular. Sustrato inferior, presenta dos agujeros para las alimentaciones. Además, en el centro de la misma se colocará un tubo de material conductor que va a conectar directamente las capas 1 y 3, siendo este tubo el encargado de cortocircuitar el parche inferior.
- Capa 3: Circular. Parche inferior, solo presenta un agujero correspondiente al cable de alimentación del parche superior.
- Capa 4: Cuadrangular. Sustrato superior, solo presenta un agujero correspondiente al cable de alimentación del parche superior.
- Capa 5: Circular. Parche superior, sin agujeros.

Capa	Material	Permitividad	Grosor
1	Aluminio	~1	1.5 mm
2	Foam	1.1	20 mm
3	Lámina cobre adhesiva	~1	35 μ m
4	Foam	1.1	10 mm
5	Lámina cobre adhesiva	~1	35 μ m

Tabla 7. Diseño final de fabricación; Material, permitividad y grosor de cada una de las capas.

4.3. FABRICACIÓN

Tras analizar las limitaciones de fabricación, seleccionar las soluciones más adecuadas y validar los resultados mediante nuevas simulaciones, se procede a materializar el diseño y fabricar físicamente la antena. Para cada una de las capas, se extrae un plano en dos dimensiones, realizando sobre la misma un corte horizontal. Como se observa en la Figura 50, se han incorporado al diseño los agujeros necesarios para los tornillos de fijación de las capas, utilizando tornillos de nylon que tienen un impacto mínimo en el rendimiento de la antena. Los archivos se han generado en formato .stp, y en el ANEXO 4 se encuentran los planos de cada una de las capas junto a un ensamblaje completo de dichas capas.

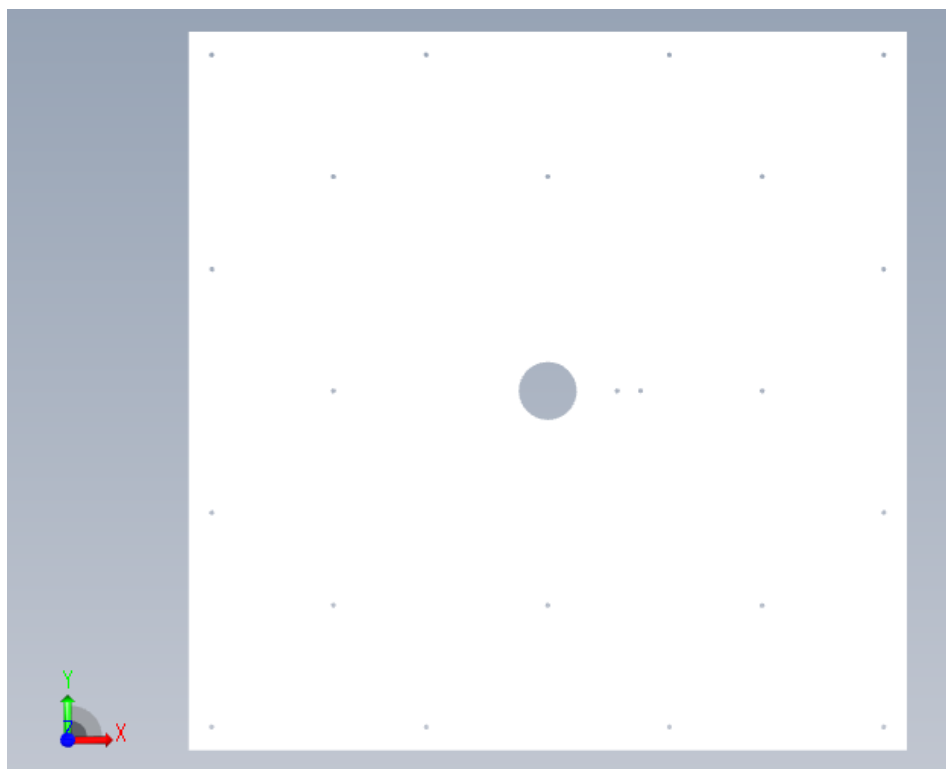


Figura 50. Plano en 2D de una de las capas del diseño final, añadidos los agujeros de los tornillos de sujeción. El archivo es tipo .stp.

Una vez diseñados y revisados los planos de cada una de las capas, se inició la búsqueda de proveedores para los diferentes materiales. En este caso, la mayoría de capas se encargaron ya mecanizadas, es decir, con los agujeros correspondientes a tornillos y conectores ya realizados. El proceso de montaje de las distintas capas, junto con las complicaciones encontradas durante su desarrollo, se detalla en el ANEXO 6. La Figura 54 muestra el aspecto final de la antena fabricada.

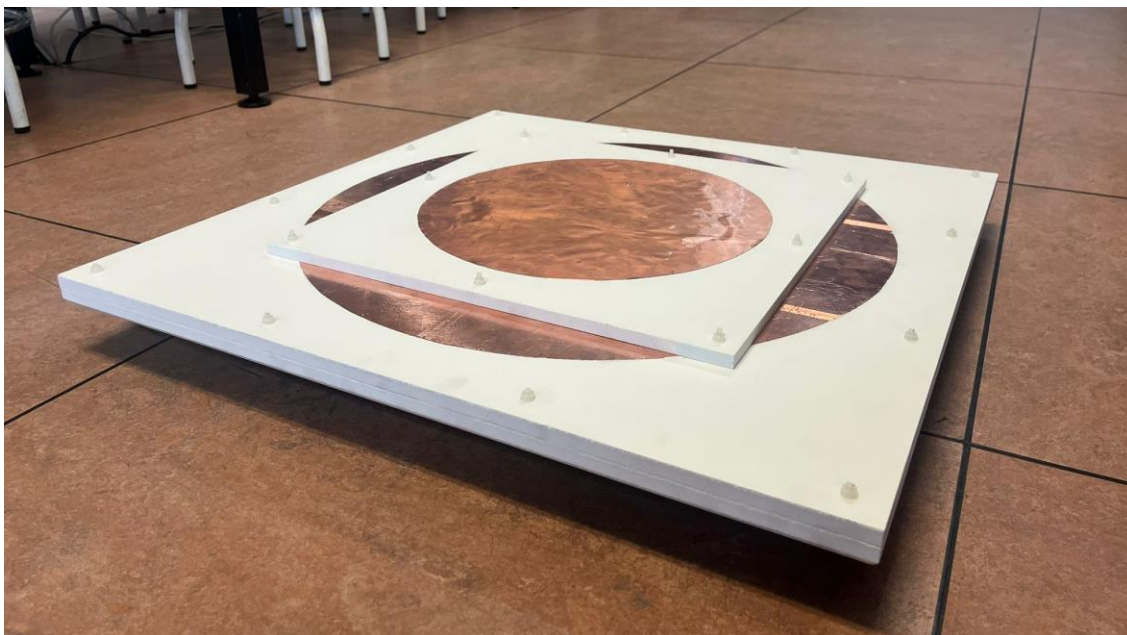


Figura 51. Antena parches apilados fabricada físicamente.

4.4. DISEÑO, SIMULACIÓN Y FABRICACIÓN DE UNA ANTENA ESCALADA

La viabilidad de la fabricación de la antena original estaba en duda debido a ciertas limitaciones a la hora de adquirir los materiales necesarios, ya que las dimensiones son considerables. Para abordar este desafío y obtener resultados empíricos sobre una antena compuesta por dos parches apilados, donde el parche inferior está cortocircuitado a masa, se propone diseñar, simular y fabricar una versión escalada de la antena original. Es decir, este nuevo diseño mantiene los principios de la antena original presentada en este documento, pero con unas dimensiones menores, y, por tanto, resonando a frecuencias mayores.

La relación entre la antena original y su versión escalada se justifica de la siguiente manera:

- **Servicios satelitales:** Ambas antenas están diseñadas para aplicaciones relacionadas con satélites. Las frecuencias de resonancia seleccionadas para la antena escalada corresponden a bandas utilizadas por el sistema GPS y bandas de comunicaciones satelitales auxiliares, manteniendo así la coherencia con los objetivos del diseño original.
- **Características estructurales y funcionales:** Ambas antenas cuentan con dos parches apilados, operan a doble frecuencia y utilizan el modo TM₀₁, implementado mediante un cortocircuito. Estas similitudes aseguran que la antena escalada conserve los principios fundamentales de funcionamiento del diseño original.
- **Miniaturización:** La antena escalada presenta también un cierto grado de miniaturización, en línea con una de las premisas clave del diseño de la antena original. Aunque en el caso de la antena escalada, debido a las dimensiones de la

misma, el grado de miniaturización no es un factor tan importante, se alinea con los principios de diseño establecidos.

El diseño final de la antena escalada se muestra en la Figura 52, diseño similar a los mostrados previamente en la Figura 48 y la Figura 49.

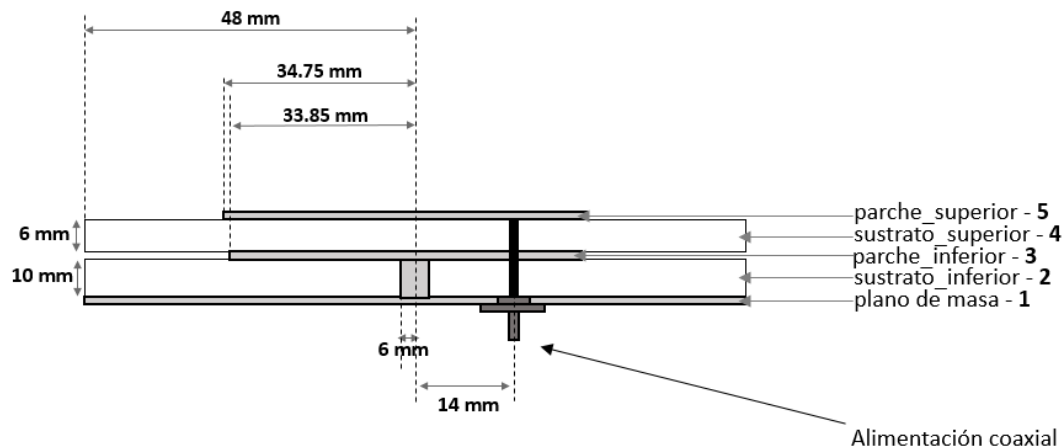


Figura 52. Diseño final parche inferior cortocircuitado y parche superior apilados mostrando las dimensiones reales. Antena escalada, fabricación.

La distribución de las capas sigue el mismo esquema detallado en el apartado 4.2, y, los materiales utilizados en el proceso de fabricación se especifican en la Tabla 8. La selección de estos materiales está condicionada a la disponibilidad de los mismos en el laboratorio, garantizando así que se puedan realizar las mediciones con este prototipo de antena escalada sin depender de factores externos retrasos asociados a la obtención de componentes adicionales. Sin embargo, en este caso, se han añadido al diseño dos diferencias de diseño significativas.

En primer lugar, se ha encerrado la antena en una cavidad de material conductor, con el objetivo de obtener un valor mayor de ganancia. En la antena original se realizaron simulaciones similares, pero en ese caso, encerrar la antena no presentaba mejoras significativas. Esto se debe a que las dimensiones del parche y la cavidad eran muy similares, por lo que no se iba a apreciar una mejoría notable sin aumentar el tamaño de la antena, y, con ello, la cavidad en la que quedaba encerrada. A parte de no presentar mejoría, este diseño incrementaba la masa de la antena, en lugar de minimizarla.

Por otro lado, se ha añadido otra alimentación, a 90 grados de la alimentación coaxial original. Esto se debe a que, en este caso, la antena está funcionando con una polarización circular, concepto importante en las comunicaciones espaciales ya que de esta manera se dispone de tolerancia a la orientación relativa entre estaciones terrestres y satélites. Además, utilizando polarización circular, la antena no se ve afectada por la rotación de Faraday en la atmósfera ionizada, y se reducen las pérdidas por desalineación de la polarización. En el prototipo de la antena original, no se tuvo en cuenta que la polarización de la antena fuera circular, pero, lograrla sería un procedimiento inmediato

consistente en añadir otra alimentación de manera similar a este diseño de la antena escalada.

Capa	Material	Permitividad	Grosor
1	Aluminio	~ 1	1.5 mm
2	PVC	3	10 mm
3	Lámina cobre adhesiva	~ 1	35 μm
4	PVC	2	6 mm
5	Lámina cobre adhesiva	~ 1	35 μm

Tabla 8. Diseño final de la antena escalada; Material, permitividad y grosor de cada una de las capas.

Considerando los materiales y las dimensiones seleccionados, la Figura 53 muestra el modelo de la antena escalada simulada utilizando HFSS. A partir de este diseño de simulación, se procedió a la fabricación física de la antena, cuyo resultado final se presenta en la Figura 54.

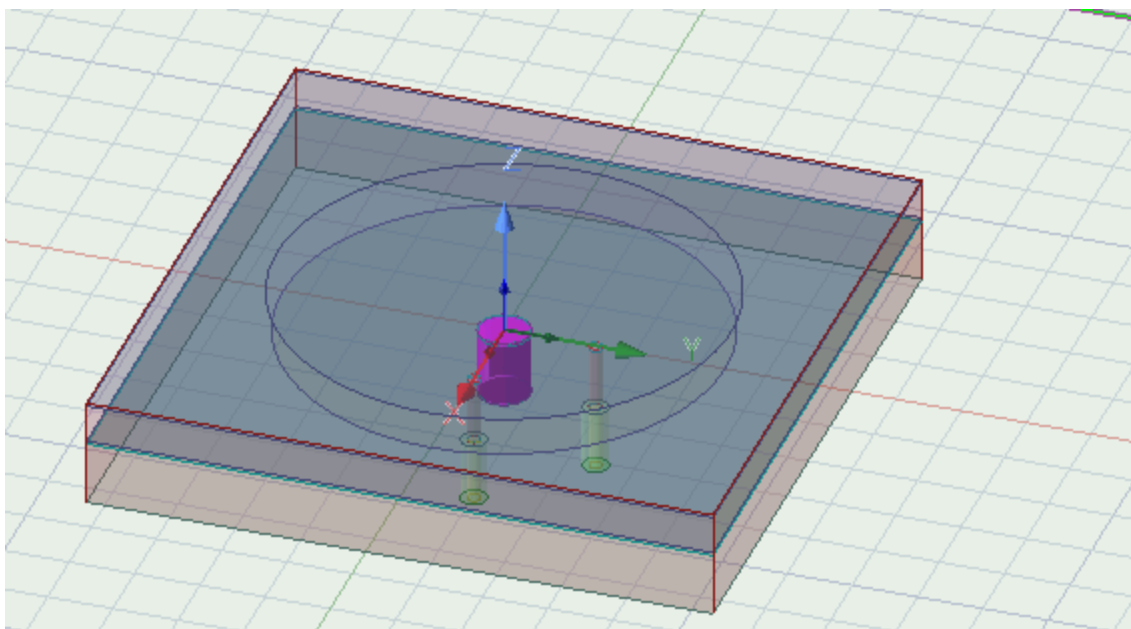


Figura 53. Modelo de simulación de la antena escalada. Utilizando software HFSS.



a)



b)

Figura 54. Antena escalada y fabricada tipo parches apilados con cortocircuito. a) Cara superior. b) Cara inferior, donde se puede observar el cortocircuito y los dos conectores soldados.

5. RESULTADOS

5.1. ANTENA ORIGINAL

Aunque en los apartados previos se ha comentado que las limitaciones de material ponían en riesgo las mediciones físicas de la antena original, finalmente se ha logrado la fabricación de la misma, pudiéndose realizar las medidas correspondientes. La primera medición se realizó utilizando el dispositivo FieldFox de Keysight, un analizador portátil diseñado específicamente para tareas avanzadas de análisis en el ámbito de radiofrecuencia y microondas. El FieldFox permite realizar mediciones precisas de parámetros de dispersión, como el S_{11} , y en la Figura 55 se muestra el montaje utilizado para caracterizar la antena bajo análisis. La Figura 56 muestra este parámetro directamente extraído del FieldFox.

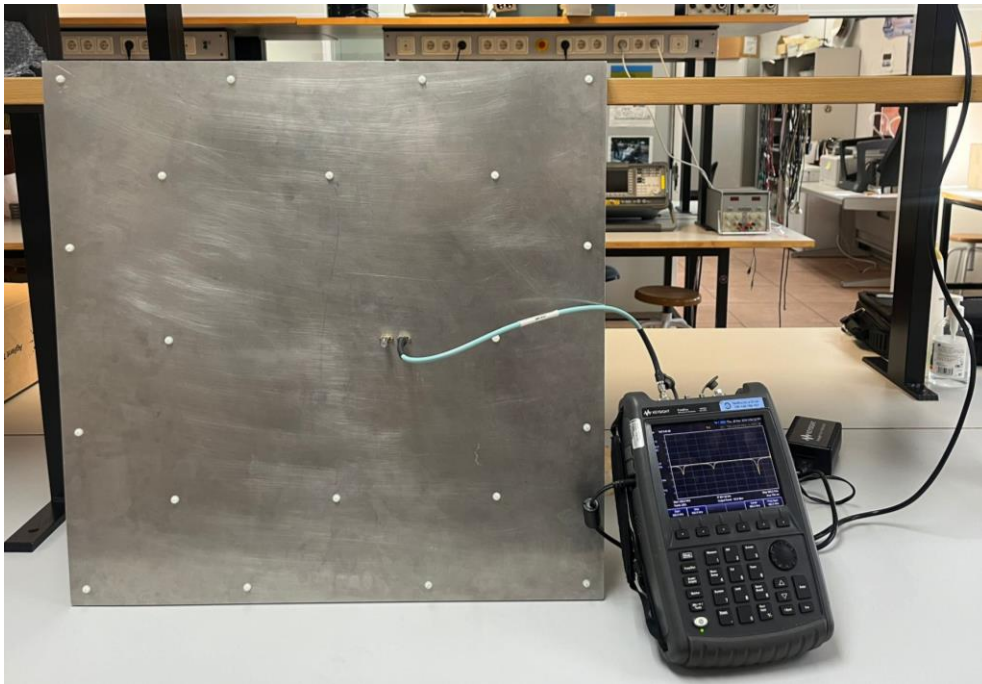


Figura 55. Montaje realizado para caracterizar el parámetro S_{11} de la antena original utilizando el dispositivo FieldFox

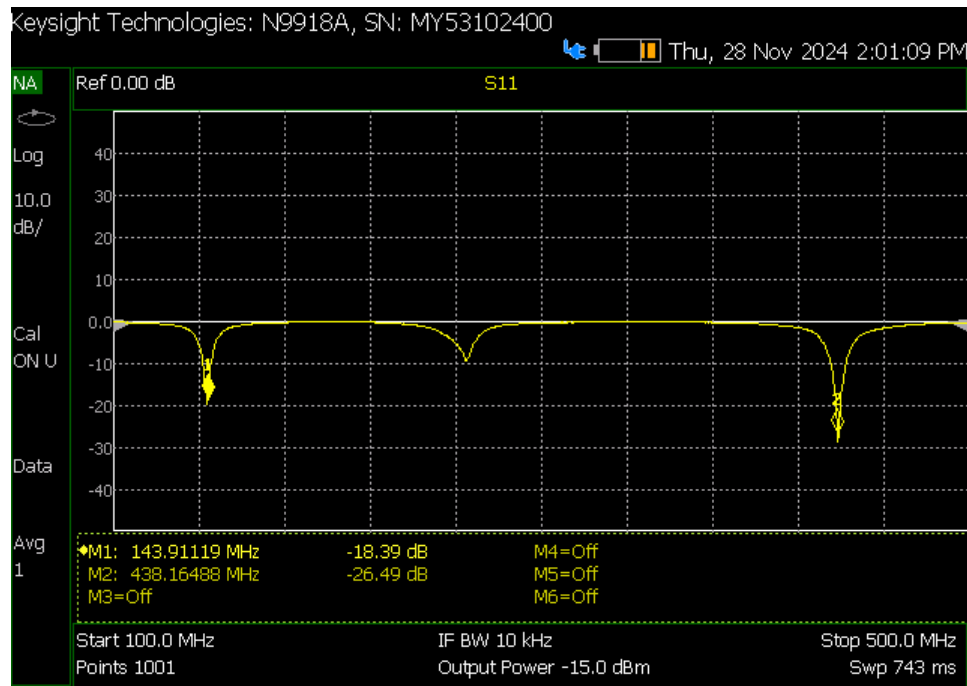


Figura 56. Medida del parámetro S_{11} de la antena original. Se utiliza dispositivo FieldFox.

Sin embargo, esta imagen carece de importancia si no se añade contexto a la misma. Por ello, se ha realizado una comparación entre la adaptación de la antena simulada, la antena simulada tras ser modificada debido a las limitaciones de fabricación, y la antena física, y el resultado aparece en la Figura 57.

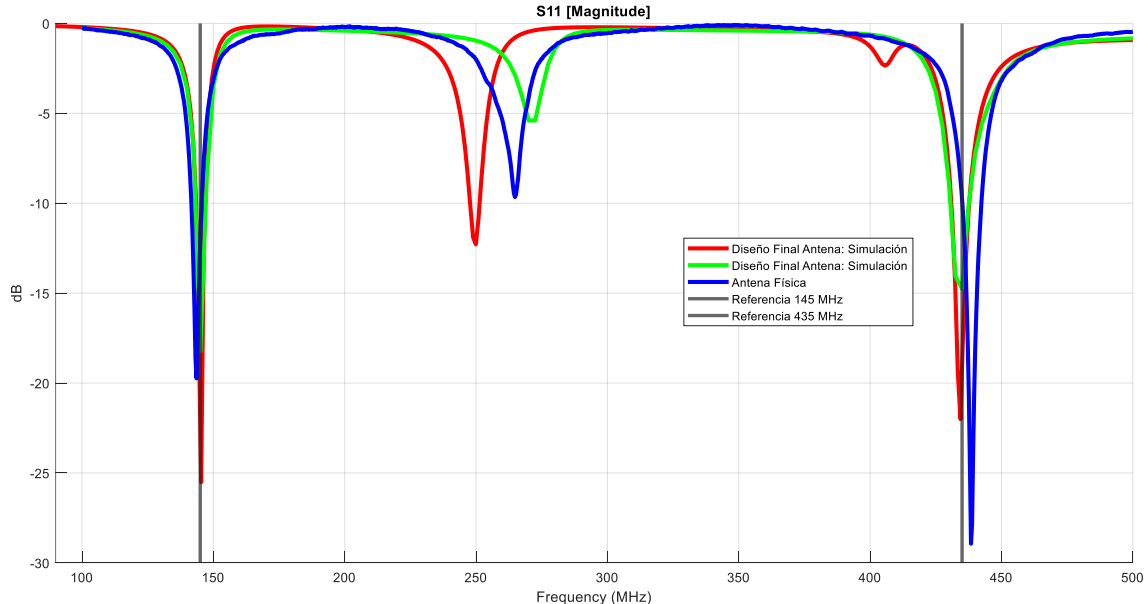


Figura 57. Comparación parámetro S_{11} entre la antena simulada, y la antena fabricada: simulada y medida físicamente.

Los resultados de las simulaciones se ciñen de manera clara a las frecuencias de interés, 145 MHz y 435 MHz, mientras que la medida física de la antena, presenta una pequeña desviación. Claramente, la simulación ofrece un resultado más limpio frente a la realidad, dónde existen diferentes factores, como los materiales utilizados o el proceso de

fabricación seguido, que pueden introducir algún tipo de pérdida y alterar ligeramente el desempeño del sistema. Sin embargo, aunque existan estas pequeñas desviaciones, el compromiso de que las pérdidas de retorno tengan un valor por debajo de -10 dB para las frecuencias de interés, sigue cumpliéndose.

La Figura 58 muestra el ancho de banda de la antena a -10 dB, para las dos frecuencias de interés como frecuencias centrales. En porcentaje, el valor para la frecuencia de 145 MHz es $3.9 \text{ MHz} / 145 \text{ MHz} * 100 = 2.69\%$, mientras que para la frecuencia de 435 MHz es $7.25 \text{ MHz} / 432 \text{ MHz} * 100 = 1.67\%$. A priori, estos valores pueden resultar extremadamente bajos, pero la Figura 59. En el caso de esta antena, con una longitud de onda aproximada de 2 metros, el sustrato tiene un grosor de 2 centímetros, es decir, $\lambda/100$, por lo que se situaría a la izquierda de la gráfica, correspondiente a los porcentajes de ancho de banda por debajo al 5% [4].

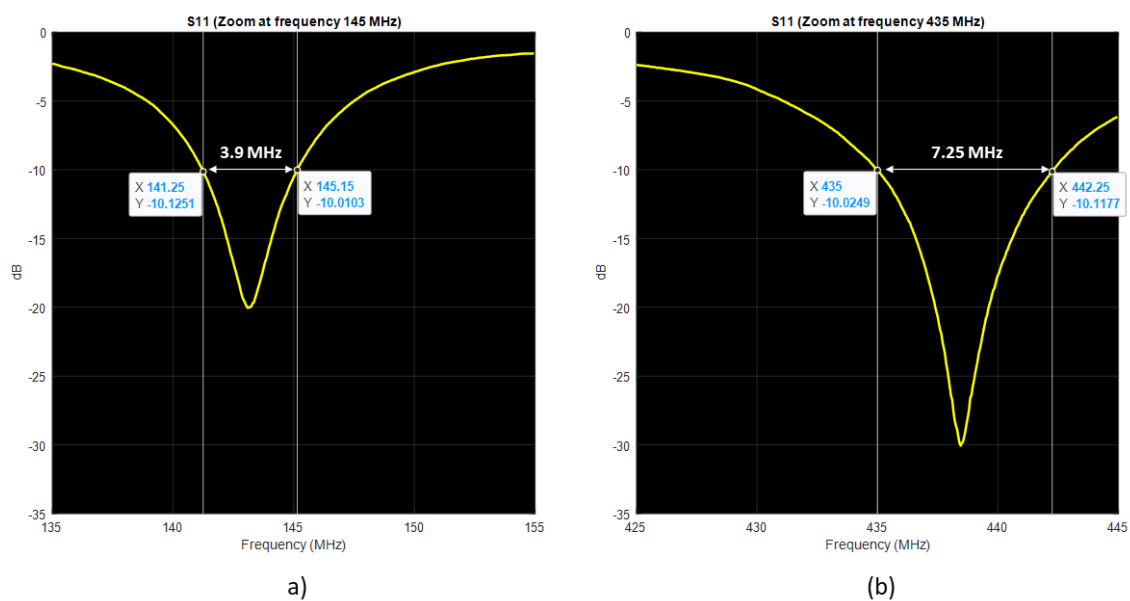


Figura 58. Parámetro S11: Zoom en las frecuencias de interés para extraer el ancho de banda disponible. a) 145 MHz. b) 435 MHz.

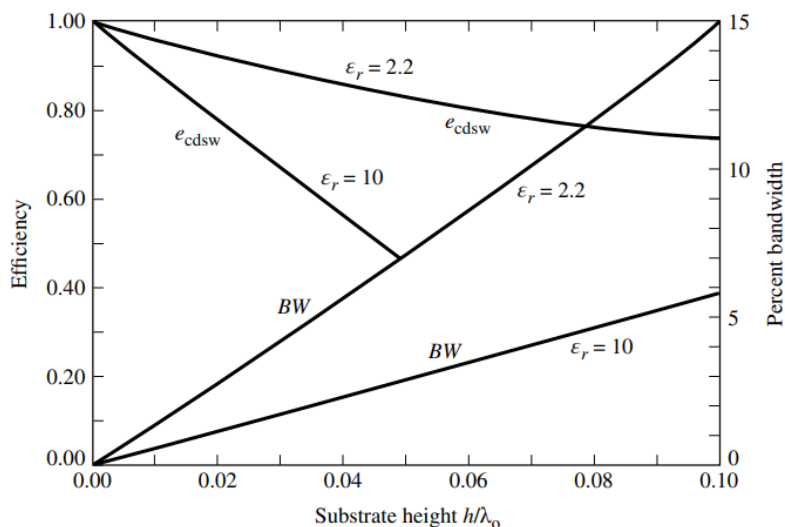


Figura 59. Eficiencia y ancho de banda en función del grosor del sustrato a frecuencia de resonancia constante para un parche microstrip. [4]

El ancho de banda requerido por estas bandas de frecuencias de radioaficionados es:

- Banda de 145.194 MHz a 145.206 MHz dedicada a las comunicaciones espaciales: 12 kHz [26].
- Banda de 435.000 MHz a 438.000 MHz dedicada a comunicaciones satelitales: 20 kHz [26].

Ambos criterios se cumplen holgadamente, tal y como muestra la Figura 58.

También se propone la medición del diagrama de radiación de la antena utilizando una cámara anecoica, las cuales están diseñadas para reproducir condiciones de espacio libre, eliminando las reflexiones de las ondas electromagnéticas mediante materiales absorbentes especializados que recubren sus paredes. Para garantizar que las mediciones sean precisas y representativas es fundamental que al medir la antena se cumplan las condiciones de campo lejano dentro de la cámara anecoica. Estas indican que los patrones de radiación son independientes de la distancia al medidor siempre que se cumpla la ecuación (7).

$$R \geq \frac{2 * D^2}{\lambda} \quad (7)$$

Donde:

R = Distancia mínima al campo lejano (m)

D = Dimensión máxima de la antena, en nuestro caso, la diagonal (m)

λ = Longitud de onda (m)

De acuerdo a la ecuación (7), y conociendo las dimensiones y las frecuencias de operación de la antena, la distancia mínima de campo lejano, y, por tanto, la distancia mínima a la que debe colocarse la sonda dentro de la cámara anecoica es de 0.74 metros para la frecuencia de 145 MHz y 2.23 metros para la frecuencia de 435 MHz. La cámara anecoica tiene una profundidad de 3 metros aproximadamente, por lo que sería viable realizar en ella las mediciones.

Sin embargo, la sonda disponible opera en un rango de frecuencias de 750 MHz a 6 GHz. Por lo tanto, con los instrumentos actualmente disponibles, no es posible realizar mediciones precisas de una antena cuyas frecuencias de resonancia se encuentren por debajo de los 750 MHz. Además, la reflectividad del material absorbente de la cámara tampoco es adecuada para trabajar a frecuencias tan bajas. Por último, la masa de la antena supone una limitación, ya que el soporte actual podría dañarse al intentar sostenerla. Sería necesario considerar el diseño o uso de un soporte alternativo que permita realizar la medición correctamente.

5.2.ANTENA ESCALADA

También se han realizado medidas en laboratorio de la antena escalada, primero, como muestra la Figura 60, utilizando el FieldFox, y, posteriormente, para esta antena sí que ha sido posible utilizar la cámara anecoica. La Figura 61 compara el resultado de adaptación a las frecuencias de interés de la simulación y medición física de la antena escalada.



Figura 60. Montaje realizado para caracterizar el parámetro S_{11} de la antena escalada utilizando el dispositivo FieldFox.

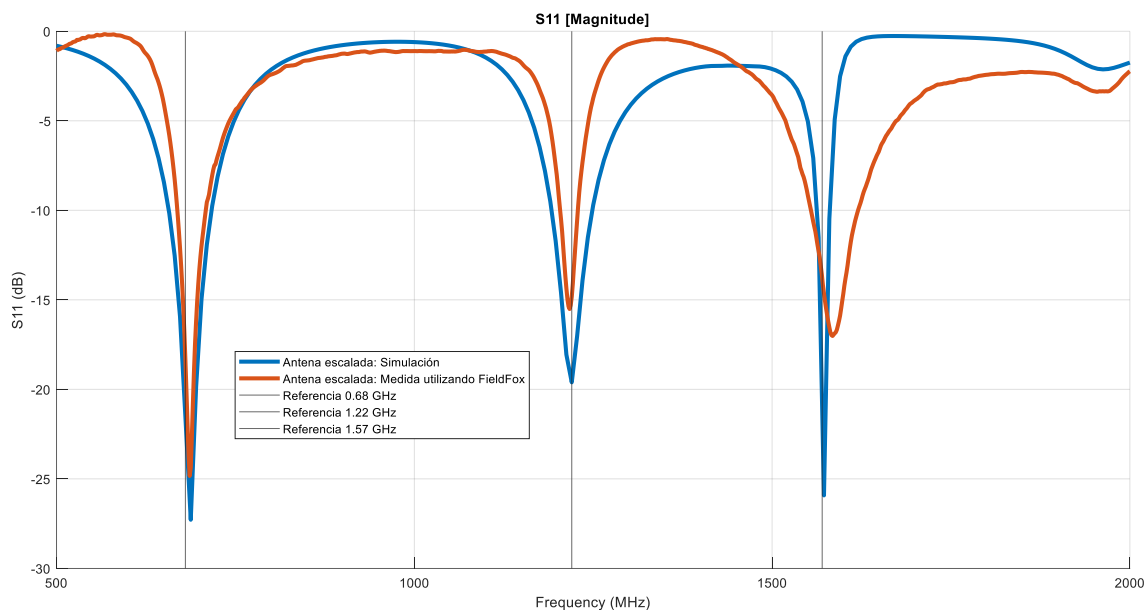


Figura 61. Comparación parámetro S_{11} entre la antena escalada simulada, y la antena escalada medida físicamente.

En este caso, la antena simulada y la antena real ofrecen resultados muy similares, aunque para medición real de la antena existan ligeros desplazamientos en frecuencia, lo cual es normal en este tipo de procesos. Esto se traduce en un buen diseño de la misma, una buena elección de los materiales y una correcta fabricación de antena.

De la misma manera que en el caso anterior, es necesario comprobar si se cumplen las condiciones de campo lejano para la antena escalada, aplicando la ecuación [7]. En este caso, la distancia mínima es de 0.083, 0.15 y 0.19 metros para las frecuencias de 0.68, 1.22 y 1.57 GHz, respectivamente, por lo que la medición es realizable. En el entorno de simulación se ha comprobado que la frecuencia menor se corresponde con un modo TM₀₁, monopolar, como ocurría con la antena original, y como se aprecia en la Figura 62.

Directivity Plot mode TM01 2D dB - 0.68GHz

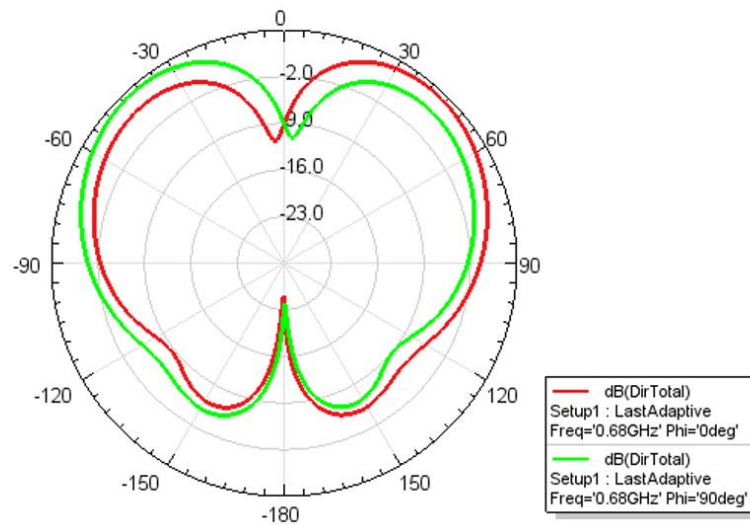


Figura 62. Diagrama de radiación modo TM01. Antena escalada. Simulación. (Rojo: diagrama copolar con $\phi = 0$ grados. Verde: diagrama copolar con $\phi = 90$ grados.)

Sin embargo, a la hora de realizar las mediciones dentro de la cámara anecoica, se han estudiado los diagramas de radiación de las otras dos frecuencias resonantes, debido a que, como se ha mencionado previamente, la sonda no opera a frecuencias inferiores a 750 MHz.

Respecto a la banda L2 (1.22 GHz), la Figura 63 muestra el diagrama de radiación del modo TM11 obtenido mediante la simulación del diseño utilizando el *software* HFSS. Por otro lado, la Figura 64 muestra este mismo diagrama de radiación, pero medido empíricamente colocando la antena escalada dentro de la cámara anecoica. Esta última figura se genera a partir de un *script* preprogramado cuya misión es interpretar las mediciones que realiza la sonda de la cámara anecoica. En nuestro caso, nos fijamos en los diagramas Phi0Co (negro) y Phi90Co (verde), para poder realizar una comparación con la simulación. Ambos diagramas son bastante similares tanto en forma como en el rango de valores que abarcan, concluyendo con que la antena está correctamente fabricada. Los dos puertos se deben a que la antena opera con polarización circular, como se ha indicado previamente.

Directivity Plot mode TM11 2D dB - Banda L2 (1.22 GHz)

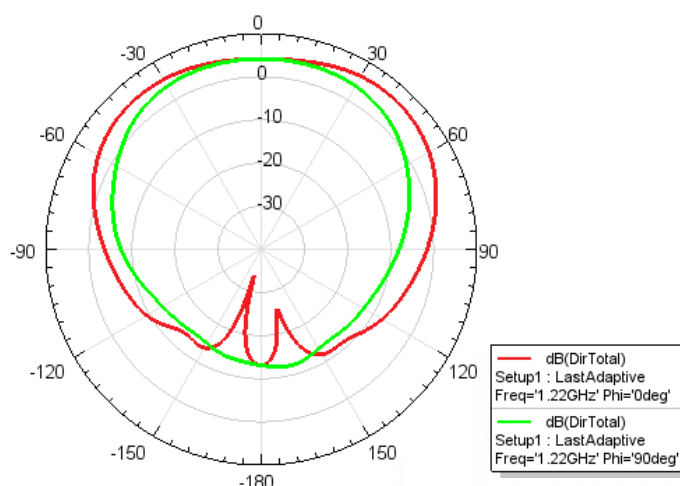


Figura 63. Diagrama de radiación modo TM11. Banda L2. Antena escalada. Simulación. (Rojo: diagrama copolar con $\phi = 0$ grados. Verde: diagrama copolar con $\phi = 90$ grados.)

Banda L2 (1.22 GHz)

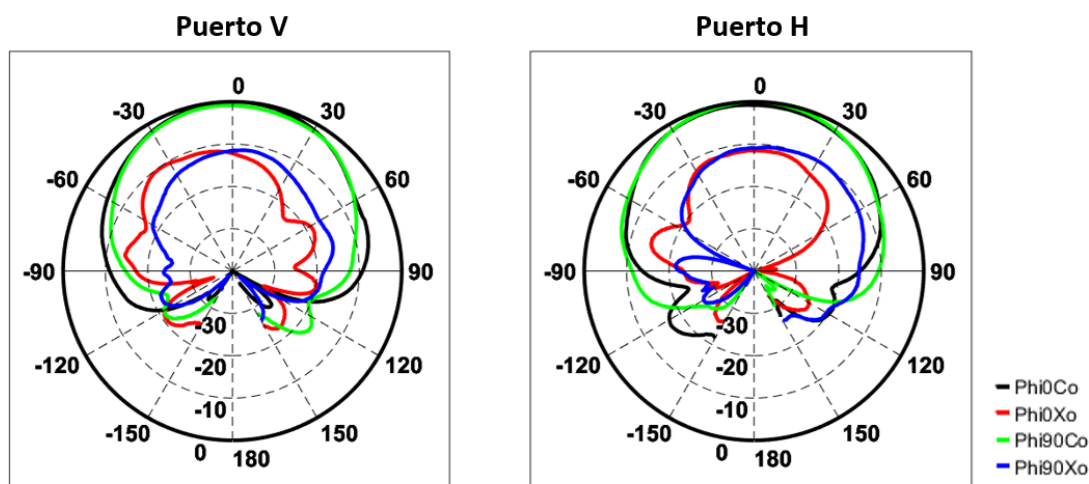


Figura 64. Diagrama de radiación modo TM11. Banda L2. Antena escalada. Cámara anecoica.

Respecto a la banda L1 (1.57 GHz), la Figura 65 muestra el diagrama de radiación del modo TM11 obtenido mediante simulación, y la Figura 66 muestra el diagrama de radiación real. De la misma manera que en el caso anterior, nos fijamos en los diagramas $\Phi 0Co$ (negro) y $\Phi 90Co$ (verde), para poder realizar una comparación entre ambos. Los dos diagramas muestran una notable similitud, tanto en su forma como en el rango de valores, lo que indica que la antena física se comporta de la misma manera que la antena simulada.

Directivity Plot mode TM11 2D dB - Banda L1 (1.57 GHz)

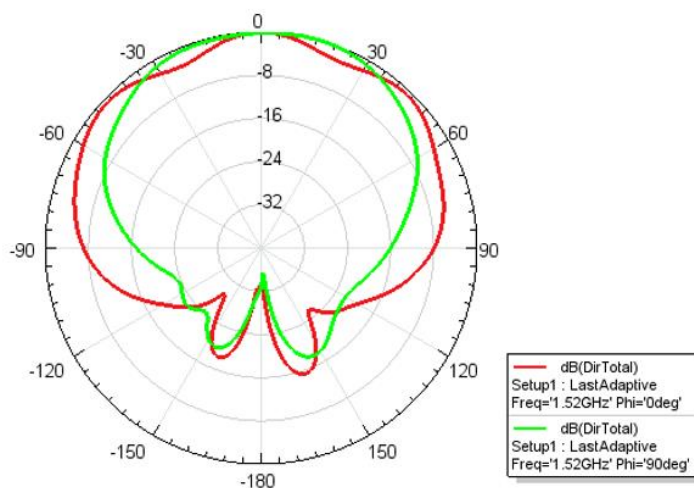


Figura 65. Diagrama de radiación modo TM11. Banda L1. Antena escalada. Simulación. (Rojo: diagrama copolar con $\phi = 0$ grados. Verde: diagrama copolar con $\phi = 90$ grados.)

Banda L1 (1.57 GHz)

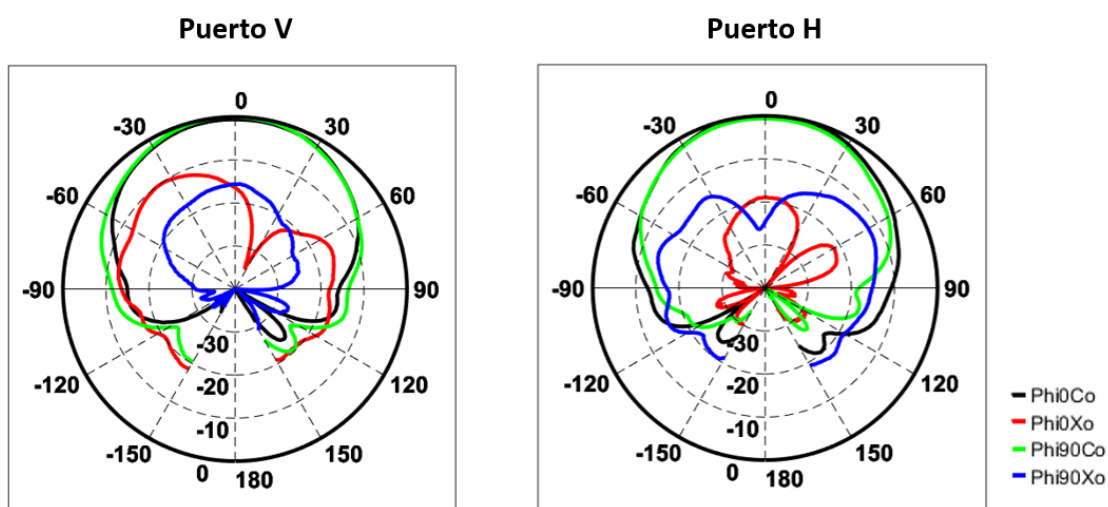


Figura 66. Diagrama de radiación modo TM11. Banda L1. Antena escalada. Cámara anecoica.

6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Los objetivos principales de este proyecto se han alcanzado con éxito, logrando el diseño de una antena tipo parche que, además de ser plana, ha sido miniaturizada y opera a doble frecuencia, gracias a la técnica de cortocircuitar el parche y el plano de masa.

A través de un proceso detallado y meticuloso, que comenzó con un análisis teórico de las soluciones más adecuadas, se definieron las especificaciones técnicas necesarias. Estas especificaciones fueron la base para el desarrollo de los diferentes diseños, los cuales fueron simulados y, posteriormente, optimizados utilizando el *software* HFSS.

Tras la fabricación de la antena, se ha realizado un proceso de mediciones para evaluar los resultados en su configuración física. Además, también se planteó diseñar, simular y fabricar una versión escalada de la antena, manteniendo los mismos principios de diseño que la antena original. Los diagramas de radiación de esta versión escalada fueron medidos en el interior de una cámara anecoica. Gracias a estas dos versiones ha sido posible comprobar empíricamente que la configuración propuesta en simulación ofreció resultados positivos en la práctica. Los resultados obtenidos son totalmente válidos, verificándose la viabilidad de un diseño miniaturizado obtenido a través del cortocircuito de uno de los parches.

El resultado global ha sido muy satisfactorio, tanto en el diseño como en la fabricación. Dotar de un componente clave, como es la antena, a una infraestructura de comunicaciones que posibilita la conectividad en áreas remotas mediante satélites LEO como puente ha sido una gran motivación personal. Este logro no solo ha permitido avanzar en el ámbito técnico, sino que también ha demostrado el impacto real de las telecomunicaciones en zonas de difícil acceso,

Líneas futuras:

- **Validación en entornos reales:** Integrar la antena en el entorno operativo real y realizar mediciones para verificar si cumple con todos los requisitos específicos de la aplicación. Esta fase permitirá identificar posibles ajustes y mejoras en condiciones prácticas y reales.
- **Investigación de diseños con inclinación del plano de masa:** Llevar a cabo un estudio detallado sobre configuraciones de antenas tipo parche con planos de masa inclinados, evaluando su impacto en las prestaciones y en qué aplicaciones podrían ser ventajosos.
- **Incorporar polarización circular en el diseño de la antena.** Mejorar su rendimiento en entornos de comunicación dinámicos, como en sistemas satelitales, donde las variaciones en la orientación y el ángulo de incidencia de la señal son frecuentes.
- **Desempeño en bandas de frecuencia adicionales:** Explorar si el diseño puede adaptarse o mejorar para cubrir diferentes bandas de frecuencia, optimizando la antena para su utilización en otras aplicaciones de comunicaciones multibanda.

- **Estudio de robustez y durabilidad de la antena:** Realizar pruebas de resistencia y durabilidad para evaluar cómo se comporta la antena a lo largo del tiempo y bajo condiciones de estrés como vibraciones o temperaturas elevadas.
- **Mejorar y optimizar el diseño en base a las carencias y nuevas necesidades:** Identificar las carencias del diseño actual y ajustarlo para superar dichas limitaciones, adaptándolo a las nuevas necesidades de la aplicación y mejorando el rendimiento de cara a escenarios futuros.

7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] ‘International Amateur Radio Union (IARU) | Global’. Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.iaru.org/>
- [2] ‘Radioafición: ¿Qué es la radioafición?’. Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.ure.es/que-es-la-radioaficion/>
- [3] ‘QUÉ HACE UN RADIOAFICIONADO’, 34 RAC 00. Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: <http://ubovaxujim.jimdofree.com/que-hace-un-radioaficionado/>
- [4] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. 1982.
- [5] G. Hall and American Radio Relay League, Eds., *The ARRL antenna book*, 16. ed. in Radio amateur’s library, no. 15. Newington, Conn: ARRL, 1991.
- [6] J. A. Hernández Gutiérrez and P. Reviriego Vasallo, ‘IoT for All through low-Cost low-earth-orbit sAtellite systems (ÍTACA)’.
- [7] C. Russell C., ‘The Role of Amateur Radio in Providing Emergency Electronic Communication for Disaster Management’. Accessed: Oct. 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.nyc-arecs.org/coile.html>
- [8] ‘ADALM-PLUTO Evaluation Board | Analog Devices’. Accessed: Aug. 21, 2024. [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/resources/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html#eb-overview>
- [9] ‘Antena tipo QFH para satélites’, Carmelo Milla Lopez. Accessed: Aug. 21, 2024. [Online]. Available: <https://alcorai.net/tienda/es/inicio/84-116-antena-tipo-qfh-para-satelites.html>
- [10] ‘Antenas Turnstile’. Accessed: Aug. 21, 2024. [Online]. Available: https://www.qsl.net/lulyy/Lu1xa/antenas_turnstil.htm
- [11] M. Sharawi, M. U. Khan, and R. Mittra, ‘Microstrip patch antenna miniaturisation techniques: A review’, *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 9, Mar. 2015.
- [12] ‘Fractal antenna “Sierpinski Napkin”’. Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: https://www.pcbway.com/project/shareproject/Fractal_antenna_Sierpinski_Napkin_e7ff7dbe.html
- [13] R. Mishra, ‘Slot loaded microstrip antenna’, ResearchGate. Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/figure/Slot-loaded-microstrip-antenna_fig2_308523085
- [14] V. Gonzalez-Posadas, D. Segovia-Vargas, E. Rajo-Iglesias, J. L. Vazquez-Roy, and C. Martin-Pascual, ‘Approximate analysis of short circuited ring patch antenna working at TM/sub 01/ mode’, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 6, pp. 1875–1879, Jun. 2006.
- [15] N. Touhami, M. Aghoutane, S. El Amrani, AntonioTazon, and M. Boussouis, ‘Miniaturized Microstrip Patch Antenna with Defected Ground Structure’, *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 55, pp. 25–33, Nov. 2014.
- [16] A. Kiourti and K. Nikita, ‘Miniature Scalp-Implantable Antennas for Telemetry in the MICS and ISM Bands: Design, Safety Considerations and Link Budget Analysis’, *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 60, pp. 3568–3575, Aug. 2012.
- [17] ‘Link budget’, *Wikipedia*. Dec. 31, 2023. Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Link_budget&oldid=1192861660

- [18] ‘Link budget | RF Design Guide | CIRCUIT DESIGN, INC.’ Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: https://www.cdt21.com/design_guide/link-budget/
- [19] Á. Cardama Aznar, L. Jofre Roca, J. M. Rius Casals, J. Romeu Robert, and Blanch Boris, *Antenas*. Universidad Politécnica de Cataluña, 2013.
- [20] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, Eds., *Microstrip antenna design handbook*. 2001.
- [21] O. Quevedo-Teruel and E. Rajo-Iglesias, ‘Design of Short-Circuited Ring-Patch Antennas Working at $h_{box}^{TM}_{01}$ Mode Based on Neural Networks’, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 559–562, 2006.
- [22] J. R. James and P. S. Hall, Eds., *Handbook of Microstrip Antennas, Volume 1*. Institution of Engineering and Technology, 1989. Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: <https://digital-library.theiet.org/content/books/ew/pbew028f>
- [23] ‘Ansys HFSS Getting Started | Ansys Training’. Accessed: Jul. 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.ansys.com/training-center/course-catalog/electronics/ansys-hfss-getting-started>
- [24] O. El Mrabet, ‘High Frequency Structure Simulator (HFSS) Tutorial’. 2006. [Online]. Available: https://athena.ecs.csus.edu/~milica/EEE211/PROJ/hfsstutorial_antenna.pdf
- [25] S.-Y. Li and C. H. Liu, ‘An analytical model to predict the probability density function of elevation angles for LEO satellite systems’, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, no. 4, pp. 138–140, Apr. 2002, doi: 10.1109/4234.996035.
- [26] ‘Bandas atribuidas’, Unión de Radioaficionados Españoles. Accessed: Nov. 29, 2024. [Online]. Available: <https://www.ure.es/bandas-atribuidas/>

8. ANEXOS

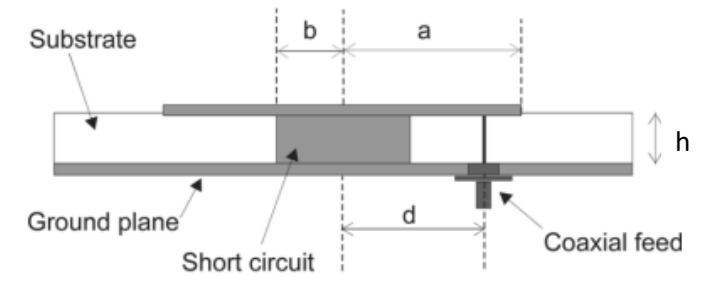
- 8.1. ANEXO 1: Estudio del plano de masa inclinado.**
- 8.2. ANEXO 2: Estudio paramétrico del plano de masa inclinado.**
- 8.3. ANEXO 3: Tabla comparativa de masas.**
- 8.4. ANEXO 4: Planos 2D de la antena.**
- 8.5. ANEXO 5: Vistas 3D detalladas del diseño de la antena.**
- 8.6. ANEXO 6: Proceso de fabricación de la antena.**

ANEXO 1: Estudio de la inclinación del plano de masa con diferentes patrones.

ÍNDICE

- **Paramétrico1: ground plane SIN INCLINACIÓN, h=16mm**
- **Paramétrico2 : ground plane INCLINACIÓN DIEDRO, h=8mm + 10.6mm**
- **Paramétrico3 : ground plane INCLINACIÓN DIEDRO MODIFICACION, h=8mm + 10.6mm**
- **Paramétrico4: ground plane INCLINACIÓN PIRÁMIDE, h=8mm + 10.6mm**
- **Paramétrico5: ground plane INCLINACIÓN PIRÁMIDE MODIFICACIÓN, h=8mm + 10.6mm**

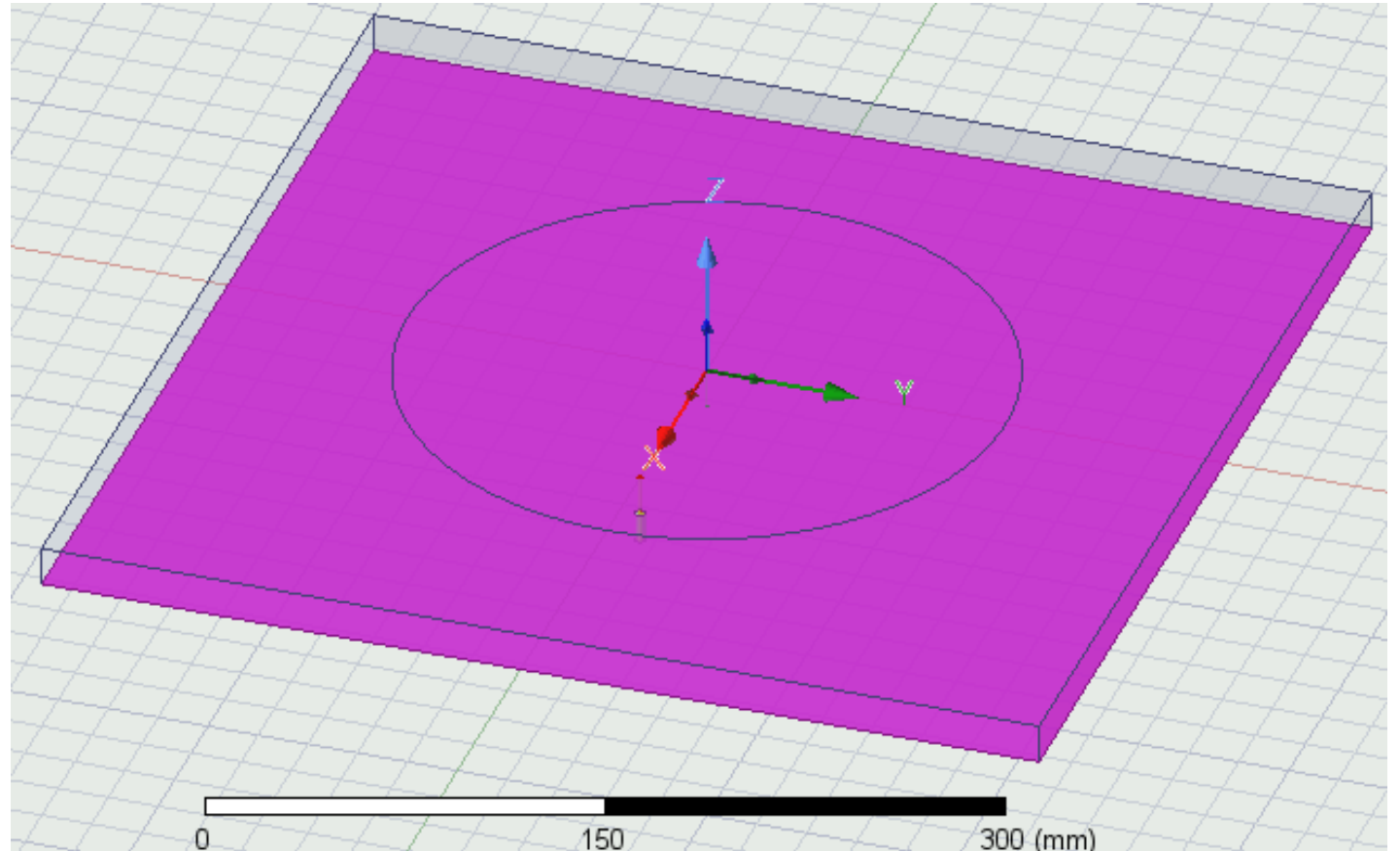
Paramétrico1: ground plane SIN INCLINACIÓN, h=16mm



Substrate thickness (h) = 16 mm

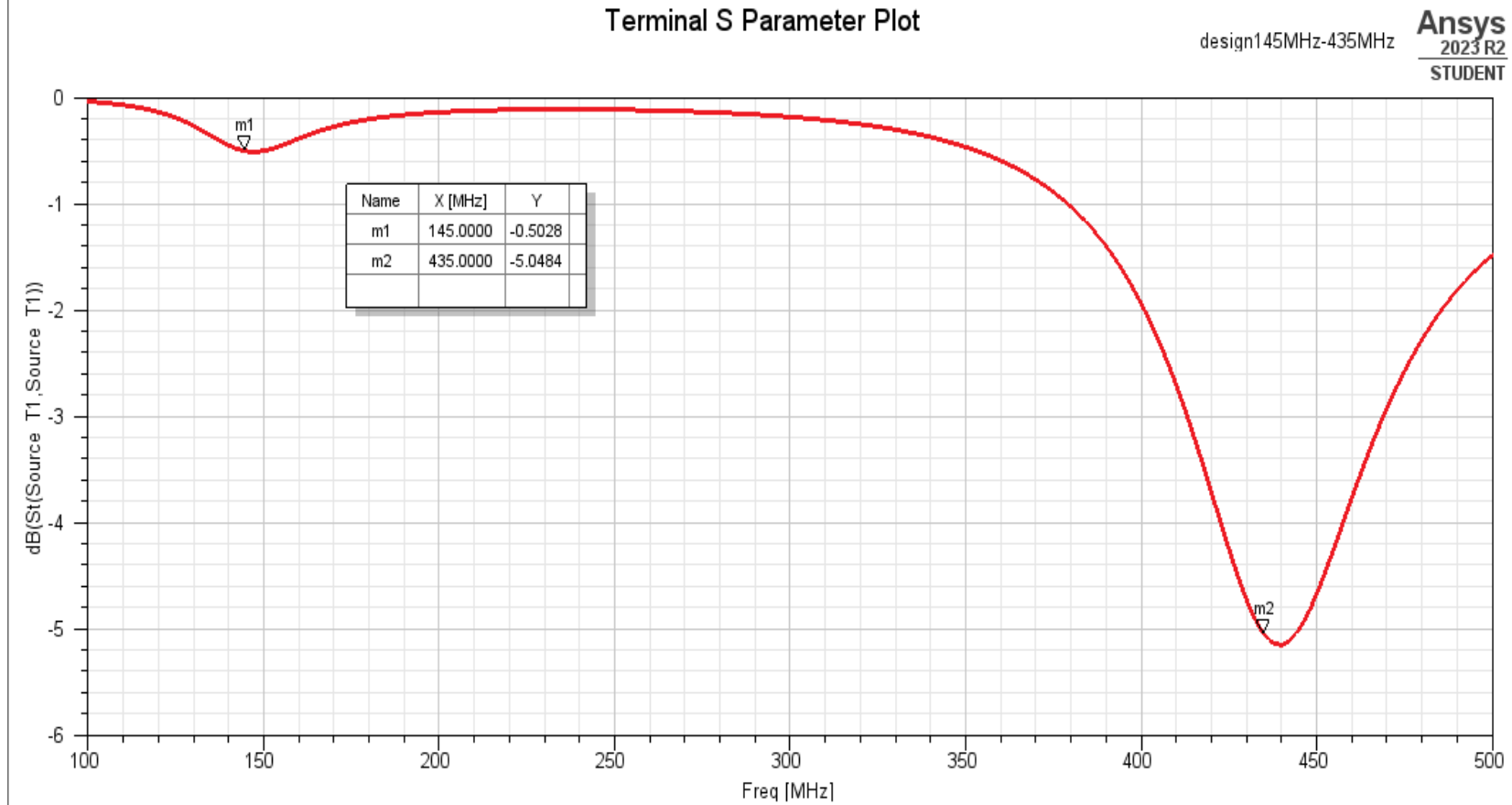
$\epsilon = 2.7$ (PVC)

	(mm)
a	120
b	0.5
d	80
h	16
ϵ	2.7 (PVC)

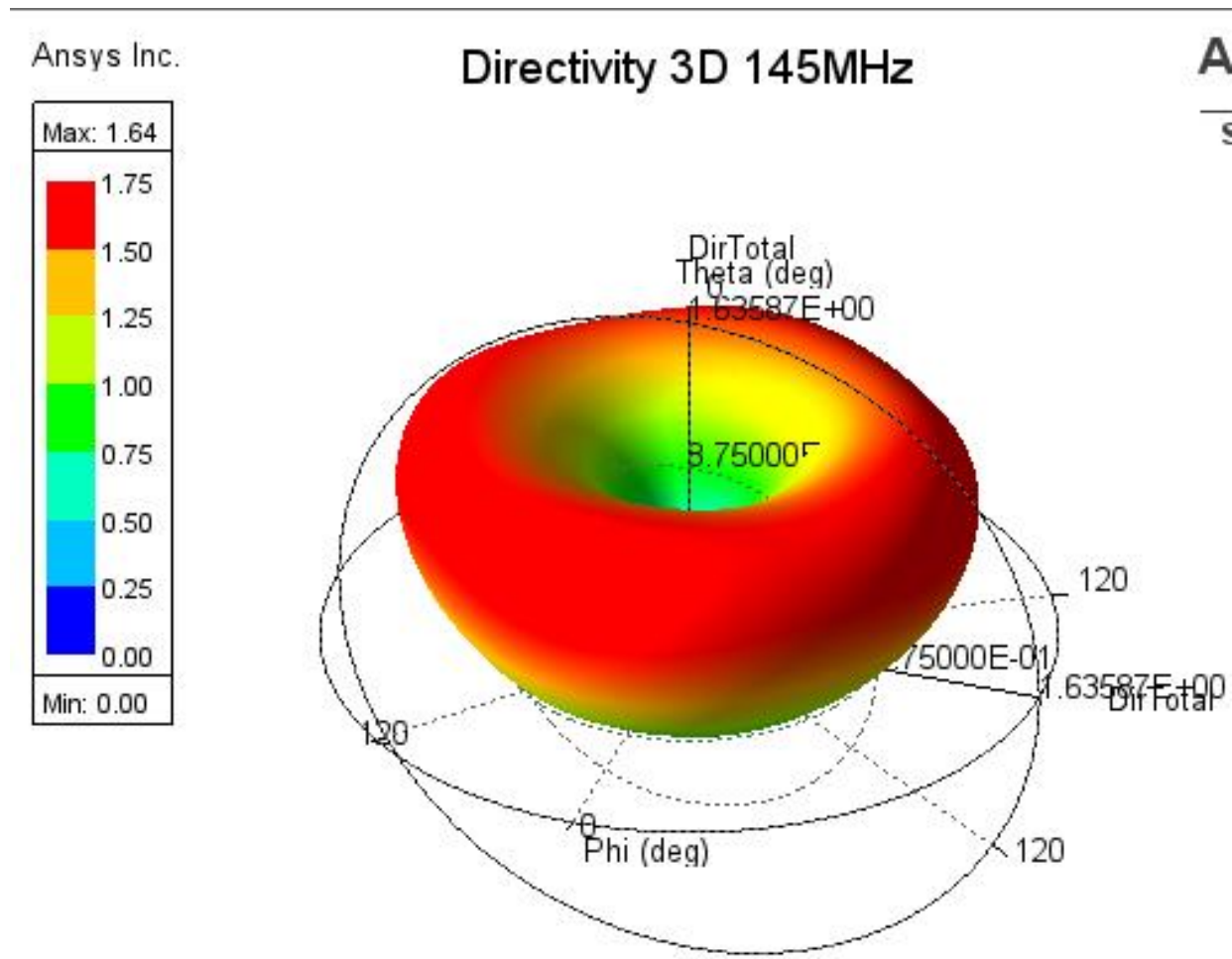
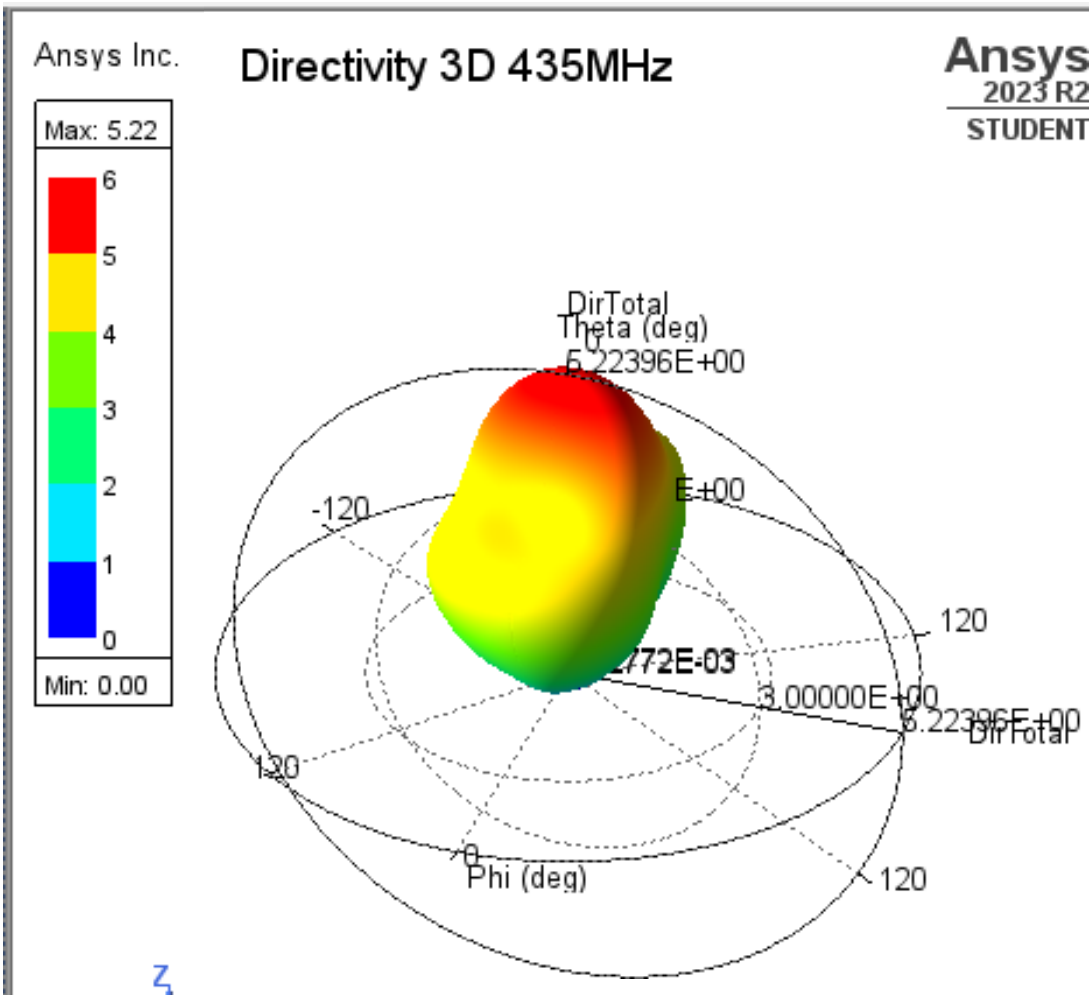


S Parameters

Quantity	Freq	Value	Freq	Value
Max U	0.145GHz	21.152 μ W//sr	0.435GHz	2.9743 mW//sr
Peak Directivity		1.6359		5.224
Peak Gain		0.23413		4.6996
Peak Realized Gain		0.022016		3.0958
Peak System Gain		0.022016		3.0958
Radiated Power		162.49 μ W		7.155 mW
Accepted Power		1.1353 mW		7.9533 mW
Incident Power		12.074 mW		12.074 mW
System Power		12.074 mW		12.074 mW
Radiation Efficiency		0.14312		0.89962
Total Efficiency		0.013458		0.59261
System Efficiency		0.013458		0.59261
Front to Back Ratio		3.7082		425.07
Decay Factor		0		0

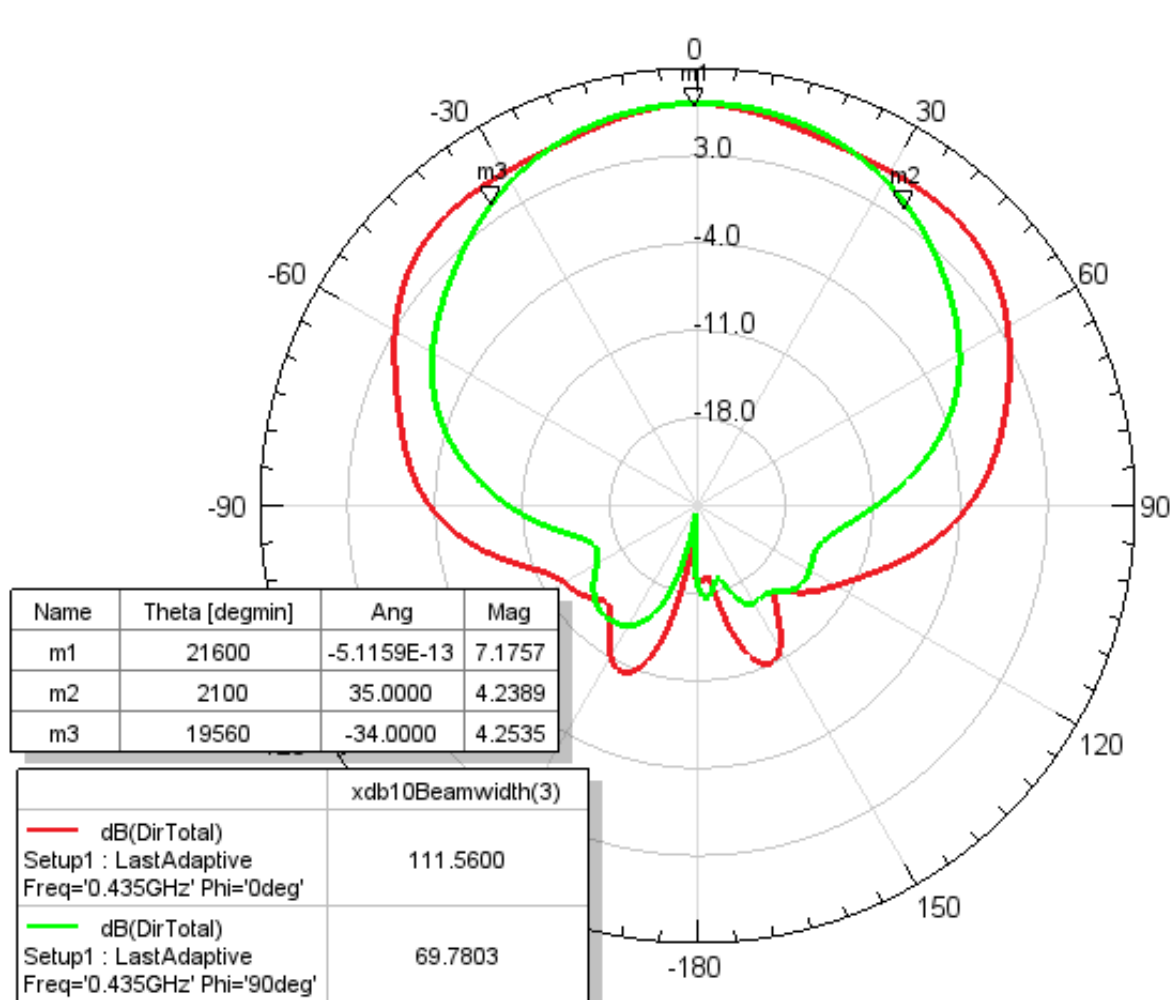


Directivity 3D

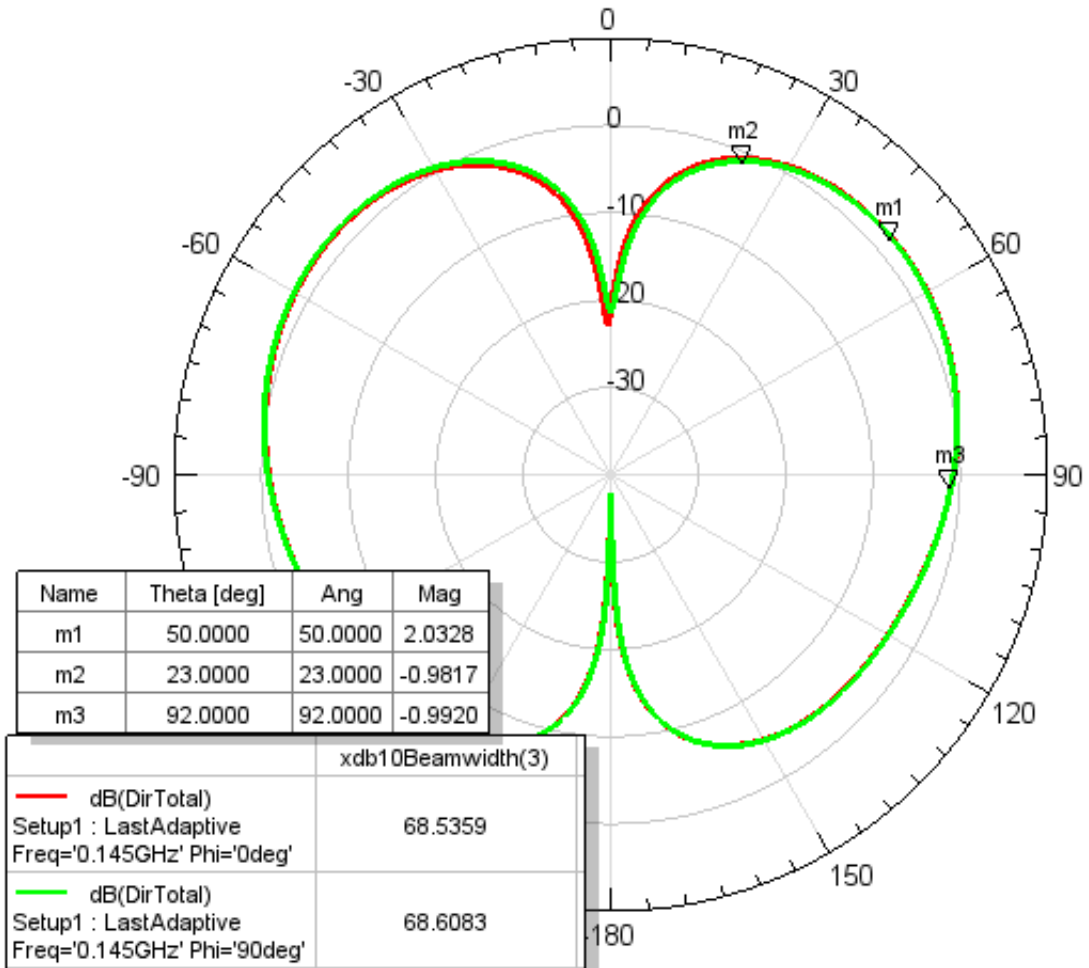


Directivity 2D

Directivity 2D 435MHz dB

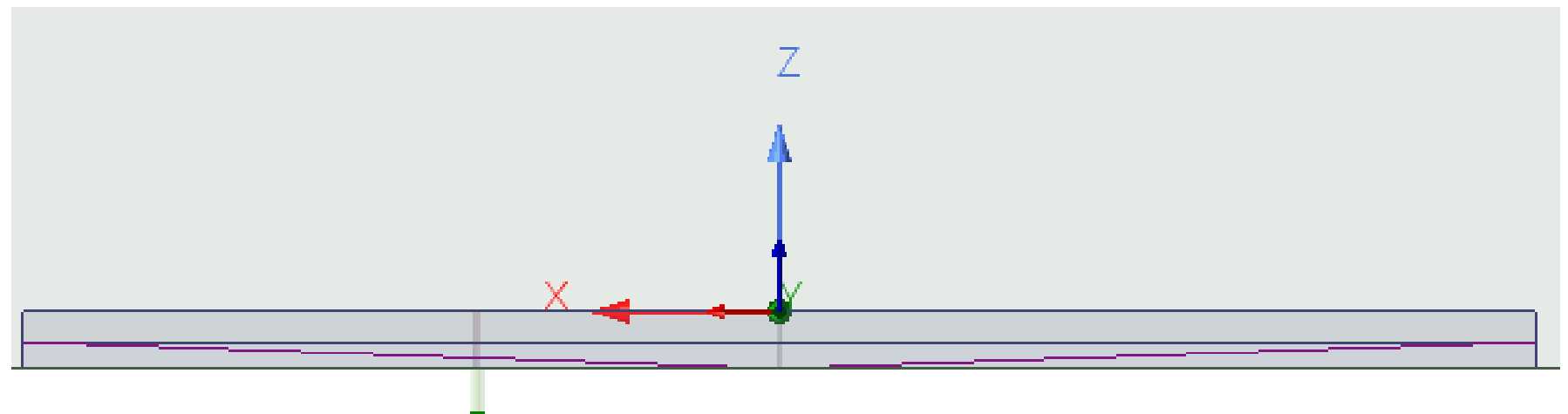
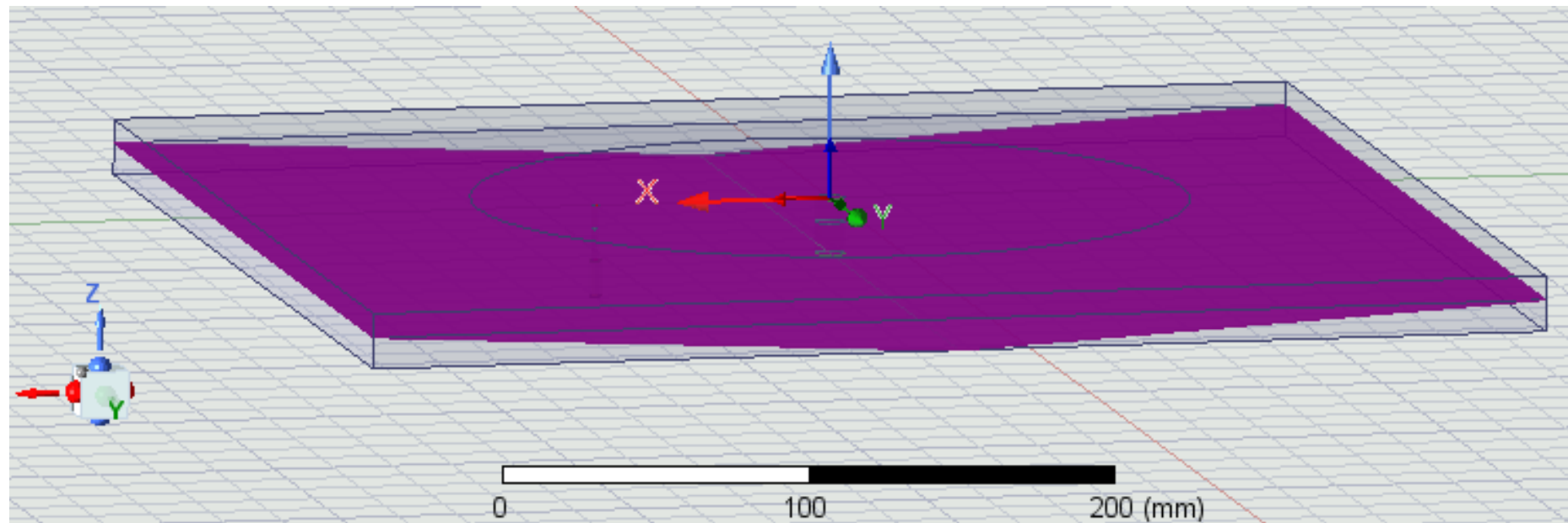


Directivity 2D 145MHz dB

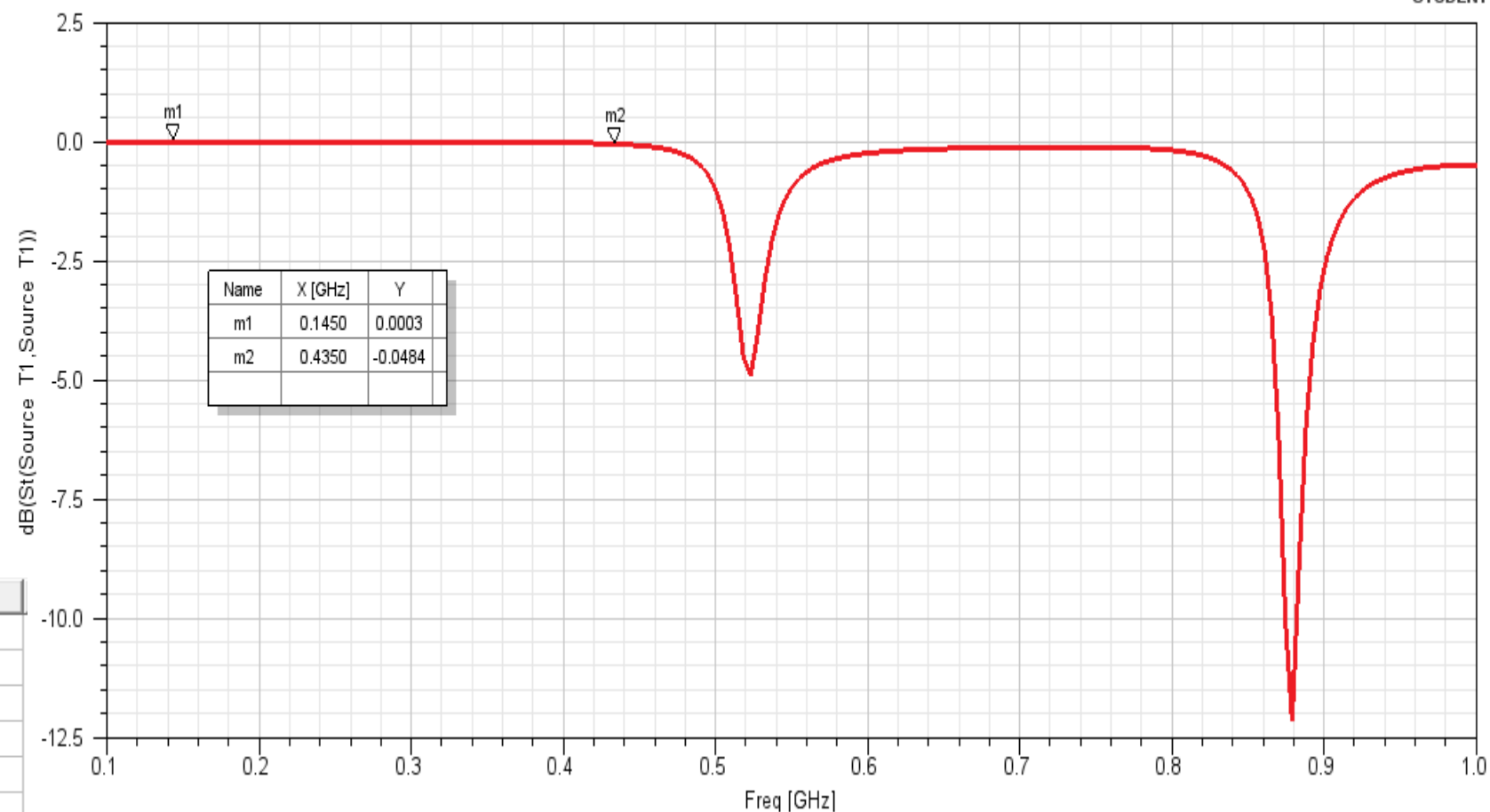


Paramétrico2 : ground plane INCLINACIÓN DIEDRO, $h=8\text{mm} + 10.6\text{mm}$

	(mm)
a	120
b	5
d	80
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)

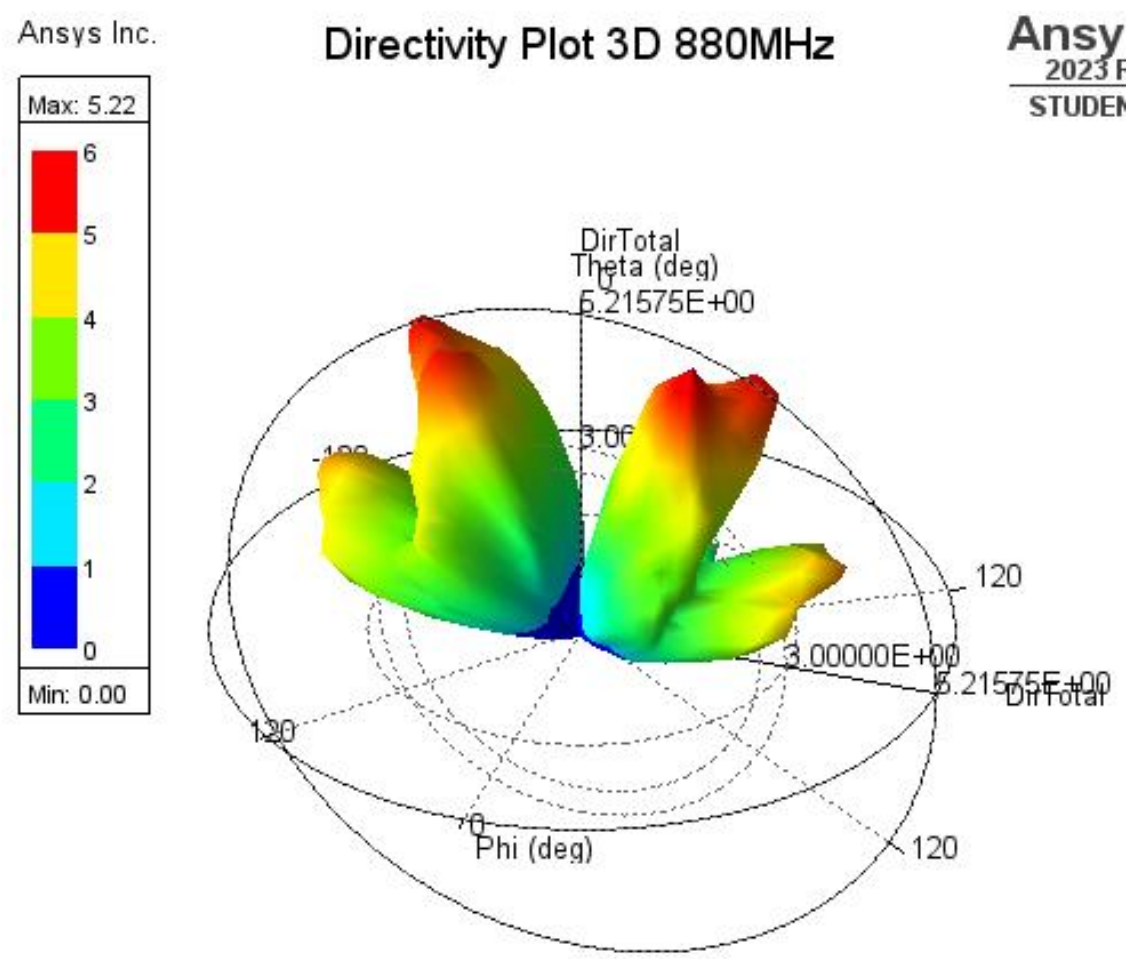
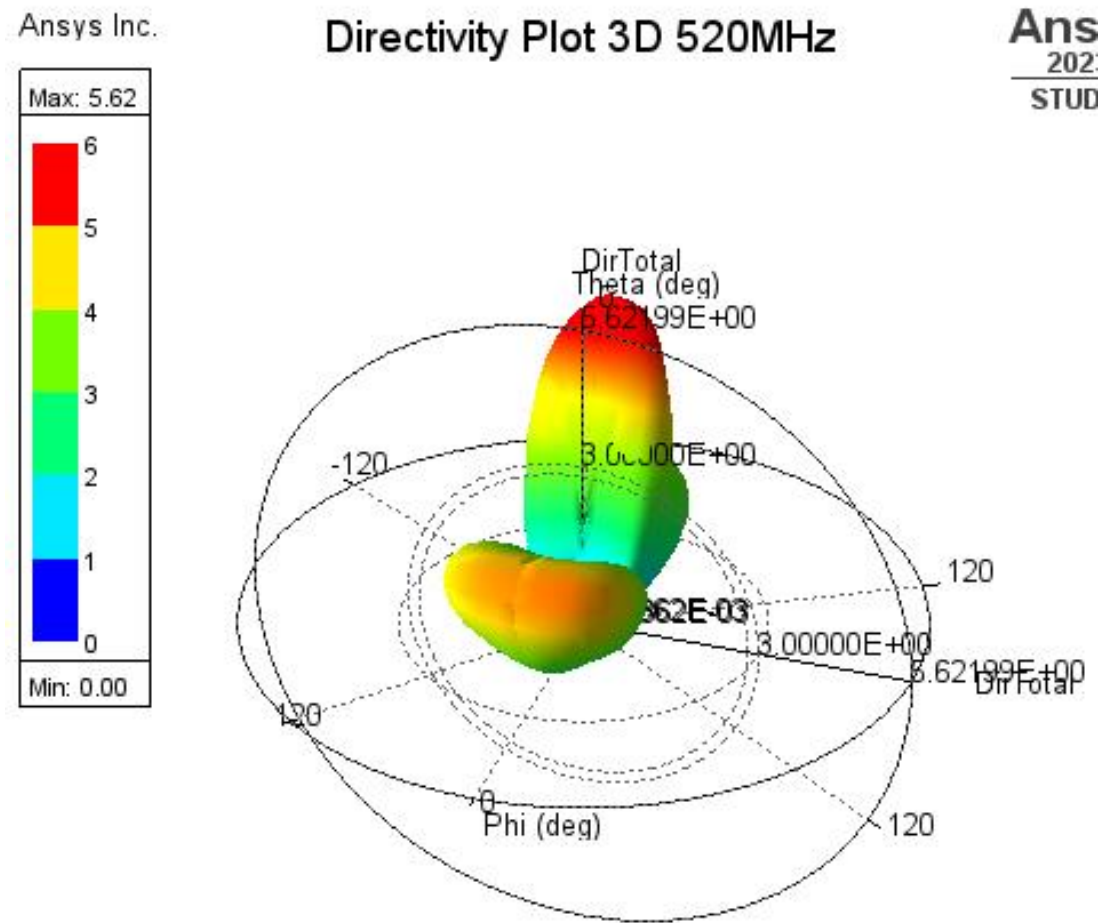


S Parameters



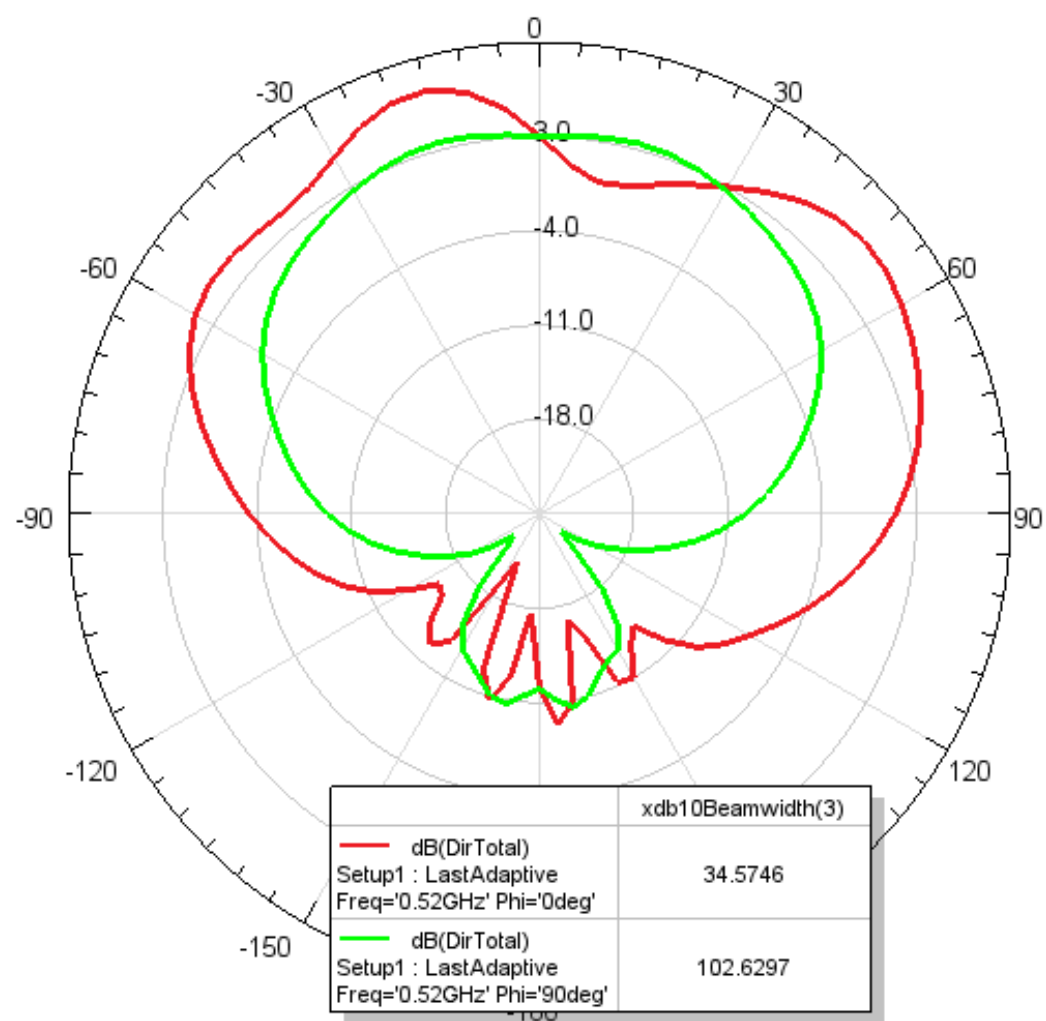
Quantity	Freq	Value	Freq	Value
Max U	0.52GHz	3.781 mW/sr	0.88GHz	5.1763 mW/sr
Peak Directivity		5.622		5.2157
Peak Gain		5.9291		5.6803
Peak Realized Gain		3.9336		5.3851
Peak System Gain		3.9336		5.3851
Radiated Power		8.4516 mW		12.472 mW
Accepted Power		8.0138 mW		11.452 mW
Incident Power		12.079 mW		12.079 mW
System Power		12.079 mW		12.079 mW
Radiation Efficiency		1.0546		1.0891
Total Efficiency		0.69969		1.0325
System Efficiency		0.69969		1.0325
Front to Back Ratio		276.79		176.9
Decay Factor		0		0

Directivity 3D

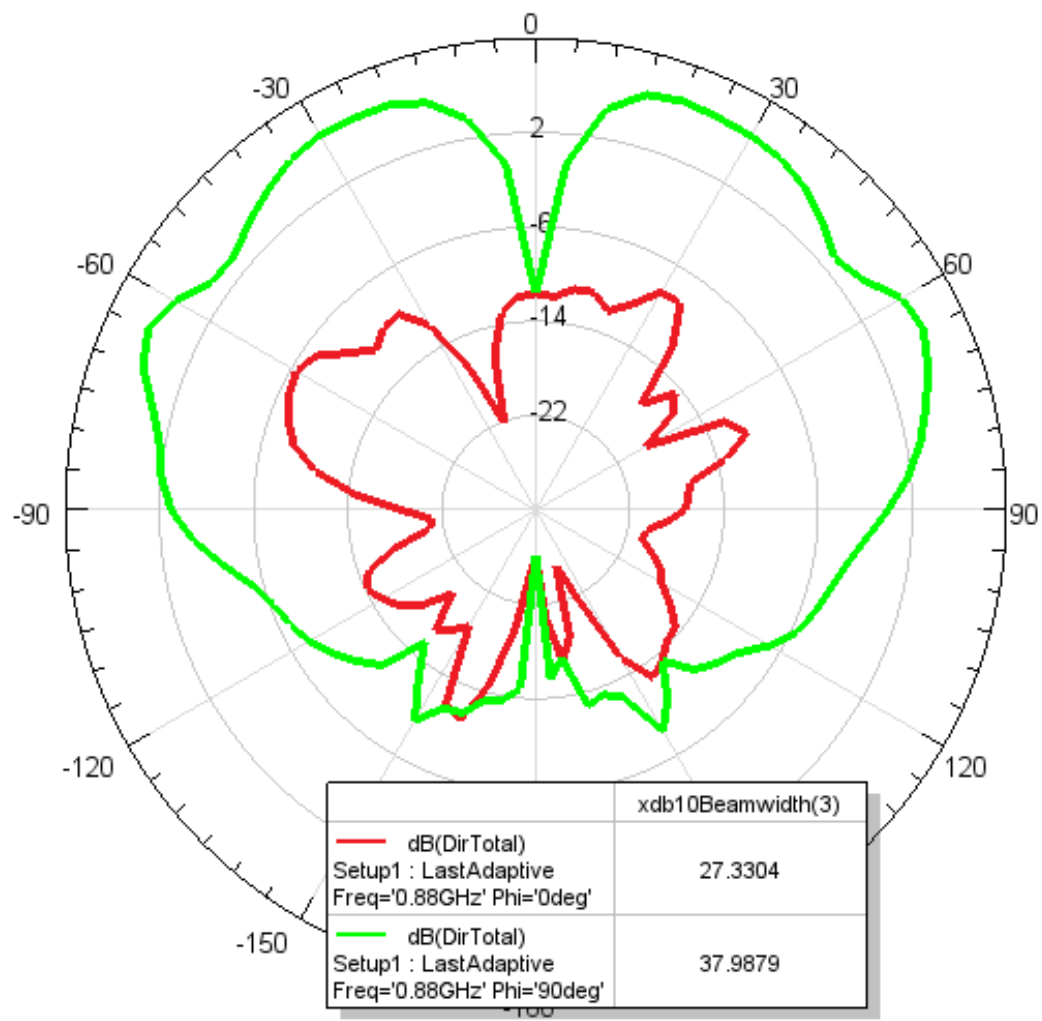


Directivity 2D

Directivity 2D 520MHz dB design145MHz-435Ml

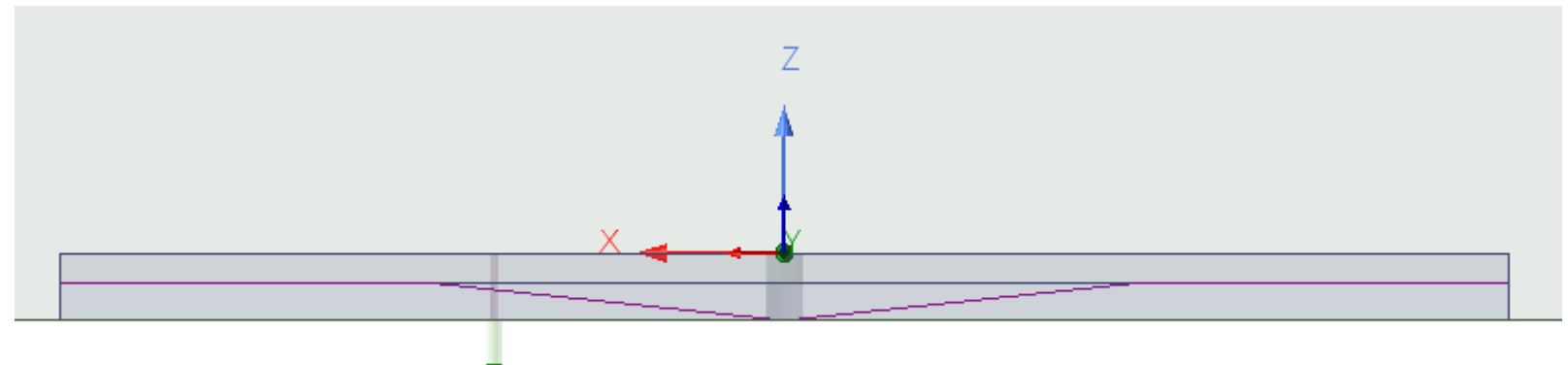
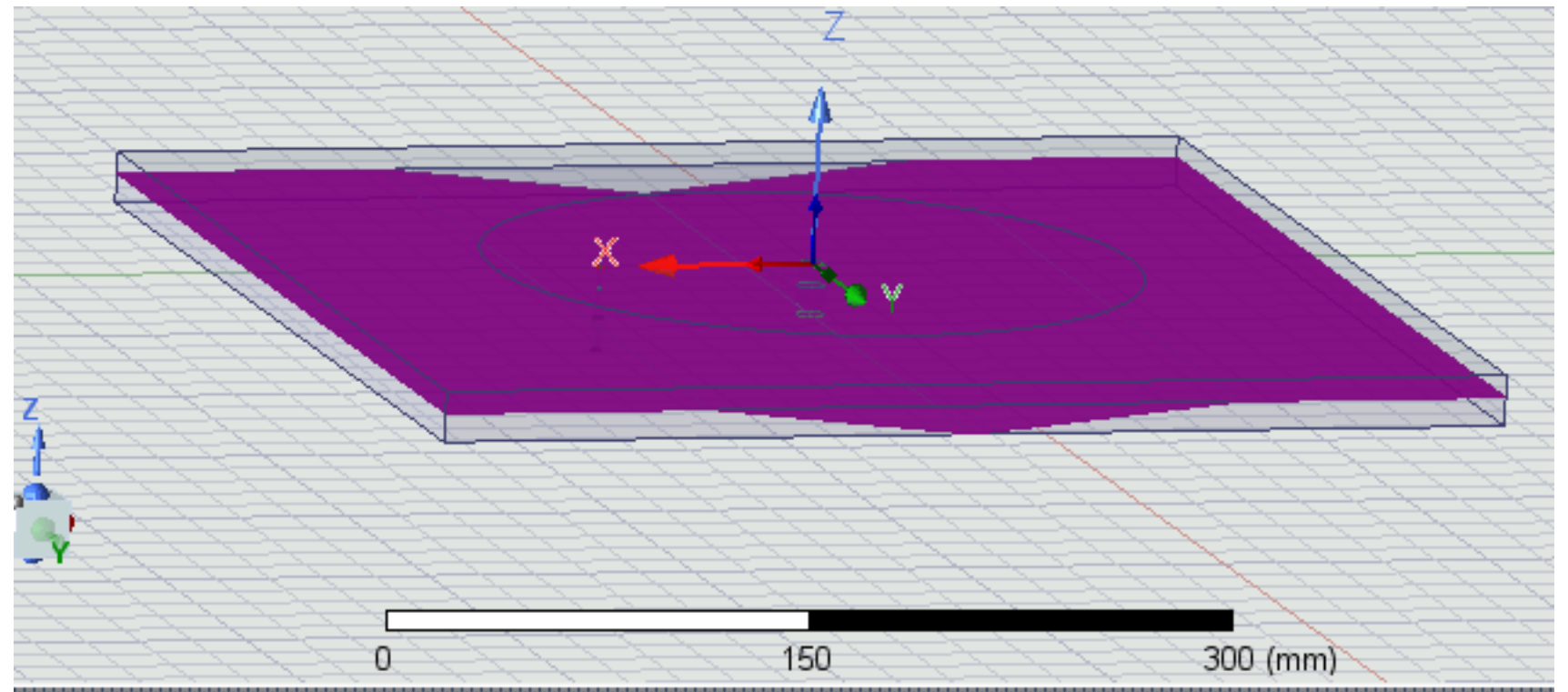


Directivity 2D 880MHz dB design145MHz-435Ml



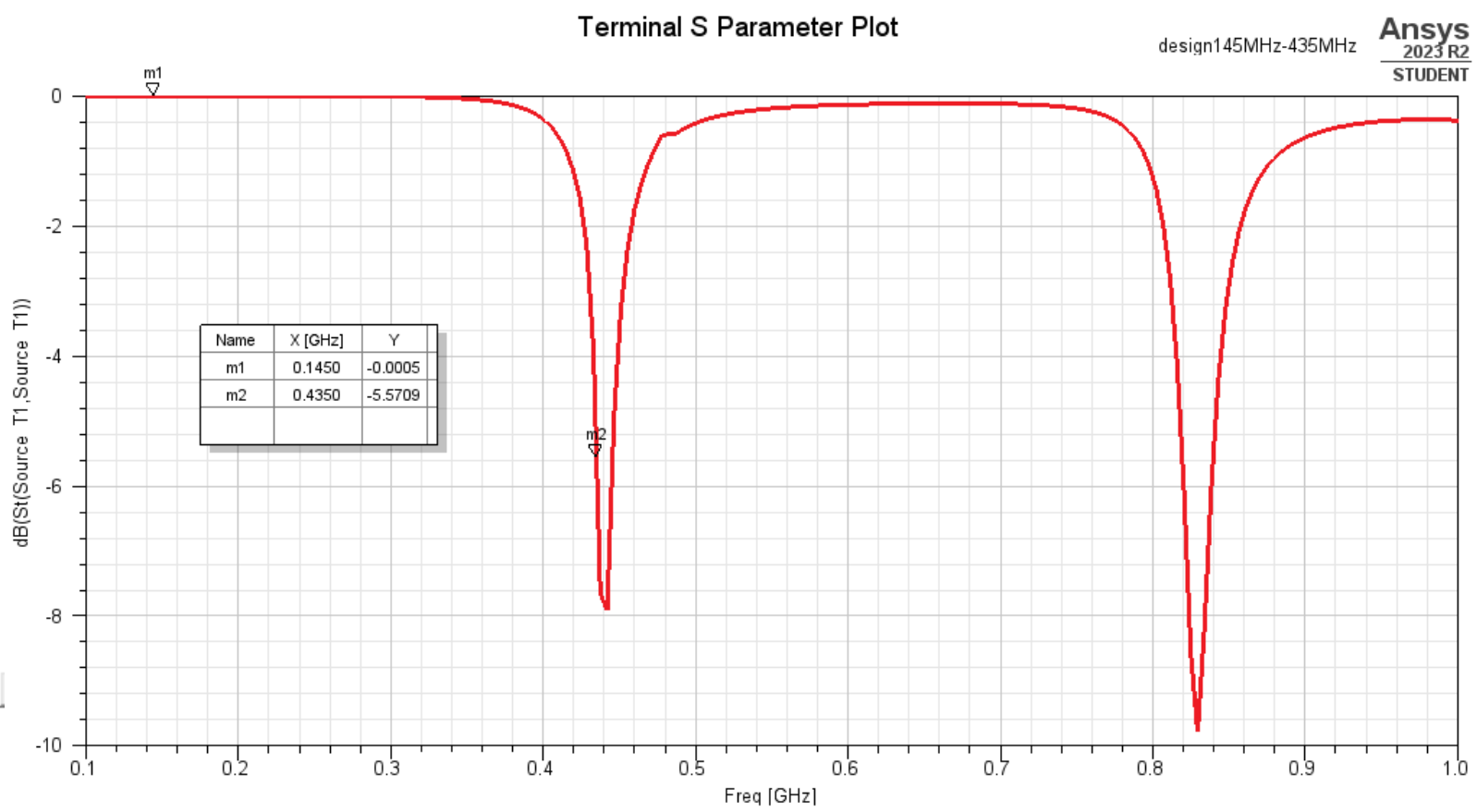
Paramétrico3 : ground plane INCLINACIÓN DIEDRO MODIFICACION, $h=8\text{mm} + 10.6\text{mm}$

	(mm)
a	120
b	5
d	80
h	8mm + 10.6mm
ε	2.7 (PVC)



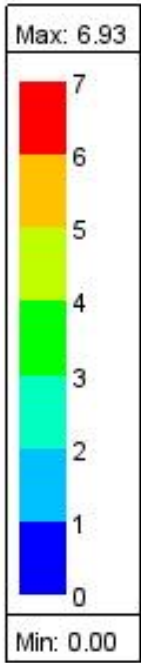
S Parameters

Quantity	Freq	Value	Freq	Value
Max U	0.442GHz	6.1078 mW/sr	0.829GHz	5.4517 mW/sr
Peak Directivity		6.9274		5.7753
Peak Gain		7.1848		6.2454
Peak Realized Gain		6.3567		5.6739
Peak System Gain		6.3567		5.6739
Radiated Power		11.08 mW		11.863 mW
Accepted Power		10.683 mW		10.97 mW
Incident Power		12.075 mW		12.075 mW
System Power		12.075 mW		12.075 mW
Radiation Efficiency		1.0371		1.0814
Total Efficiency		0.91761		0.98244
System Efficiency		0.91761		0.98244
Front to Back Ratio		50.843		74.029
Decay Factor		0		0



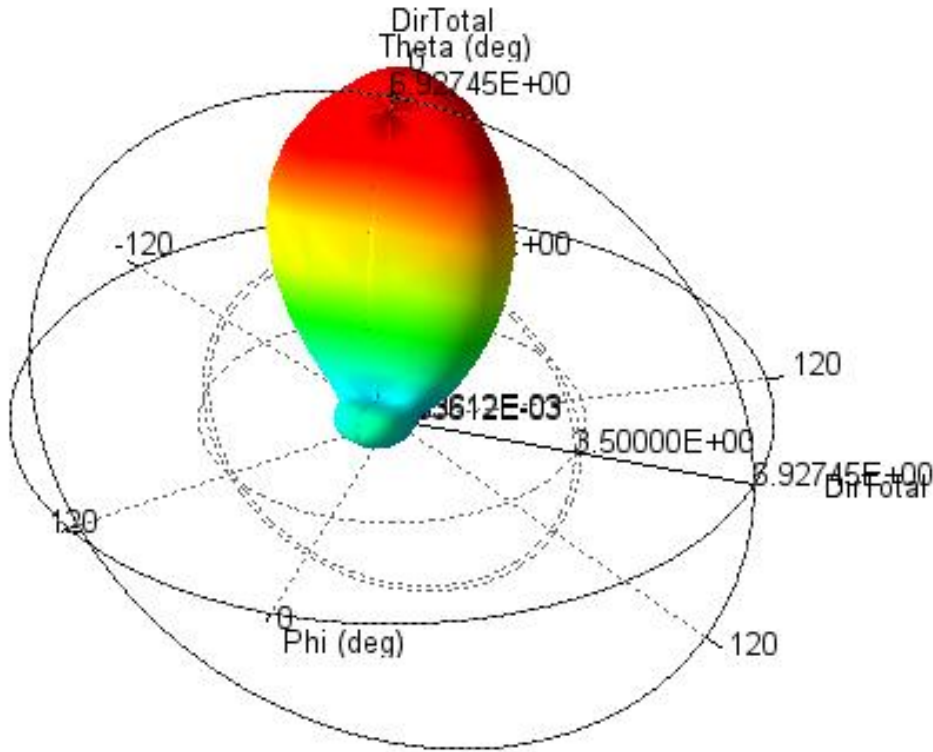
Directivity 3D

Ans

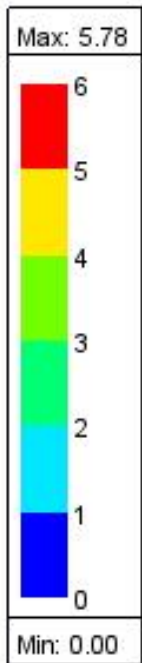


Directivity 3D 442MHz

Ans
202
STUD

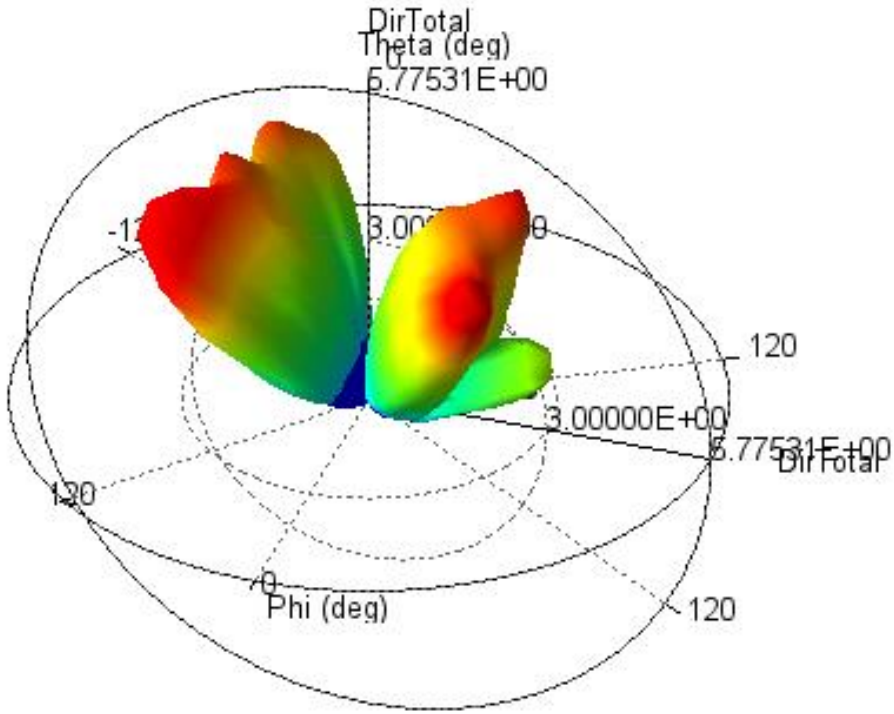


Ans



Directivity 3D 829MHz

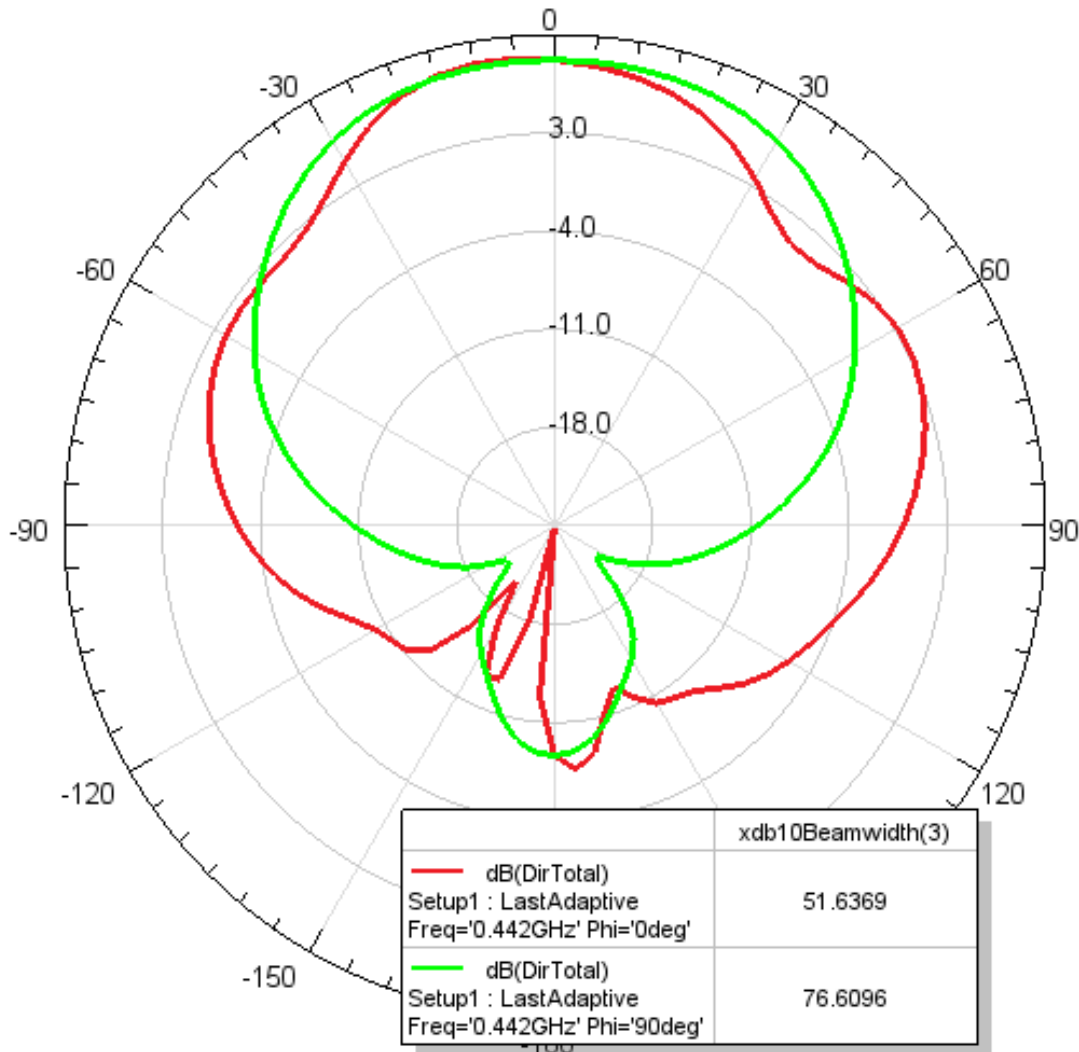
Ar
4
S



Directivity 2D

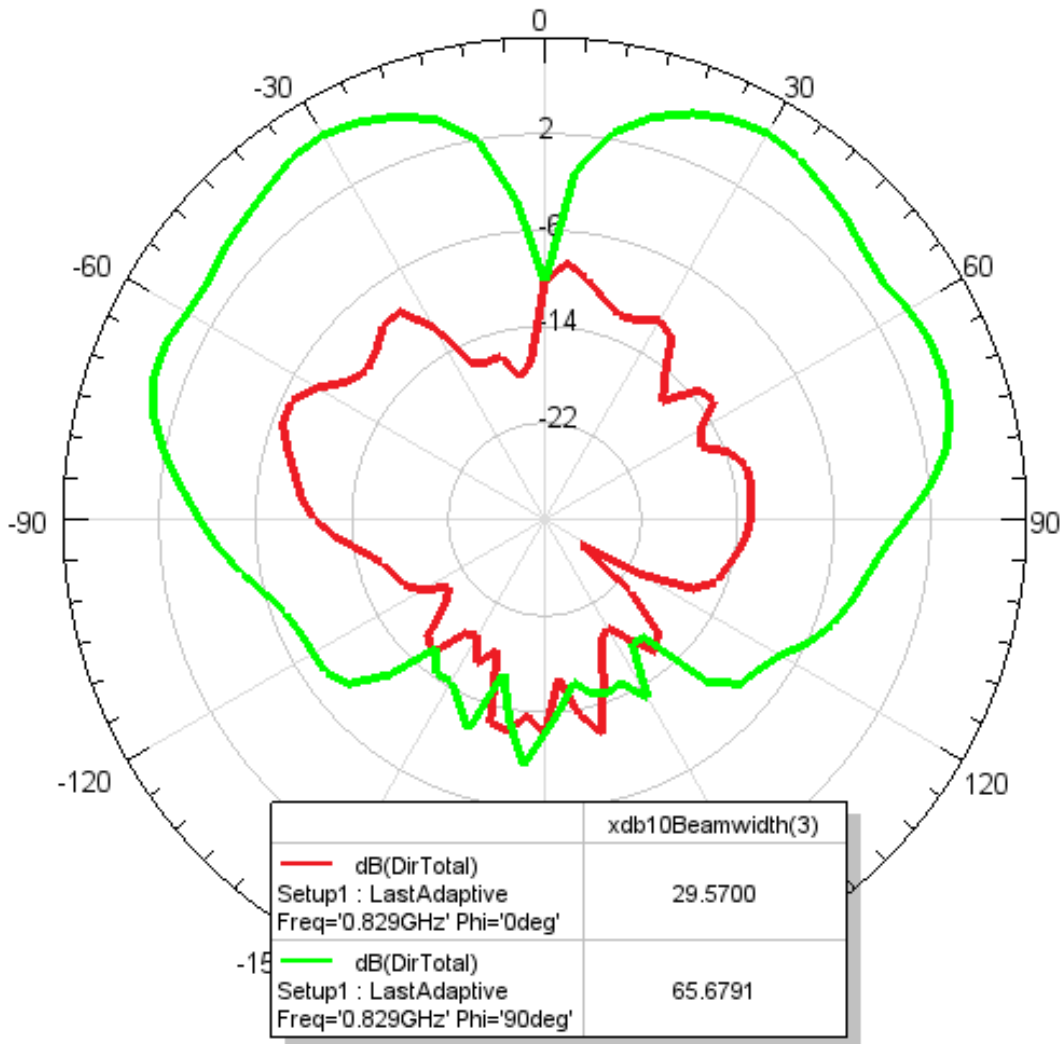
Directivity 2D 442MHz dB

design145MHz-43



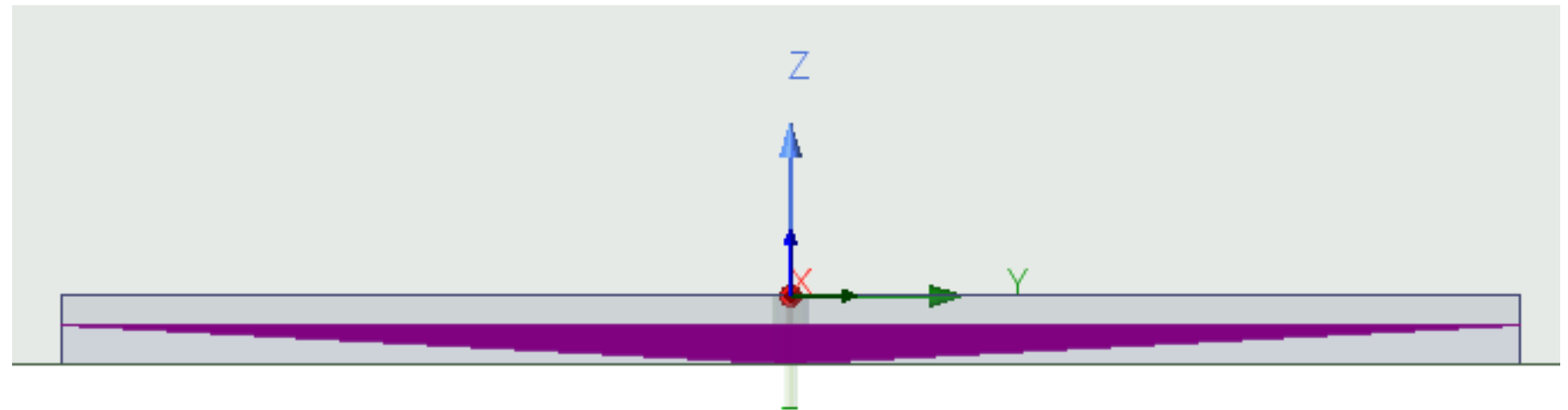
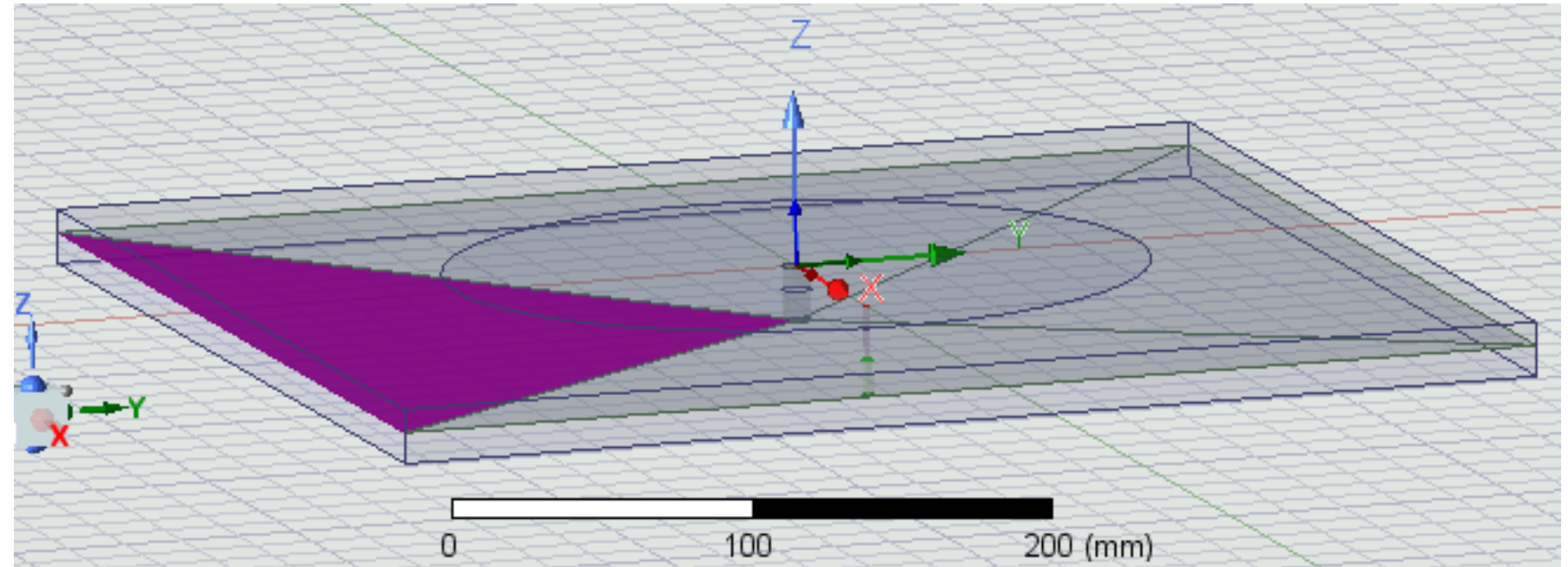
Directivity 2D 829MHz dB

Ansys
2023 R1
STUDENT

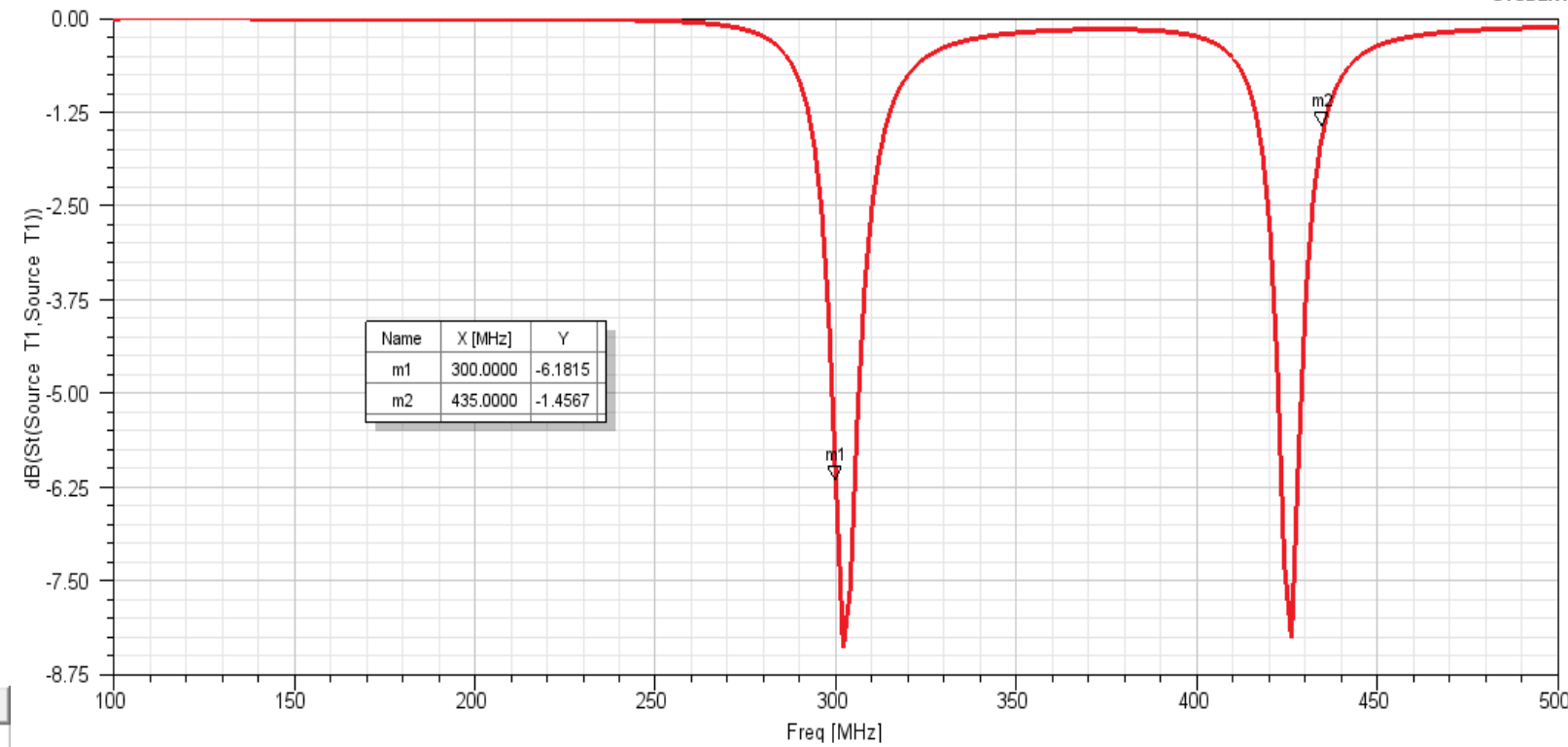


Paramétrico4: ground plane INCLINACIÓN PIRÁMIDE, $h=8\text{mm} + 10.6\text{mm}$

	(mm)
a	120
b	5
d	80
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)

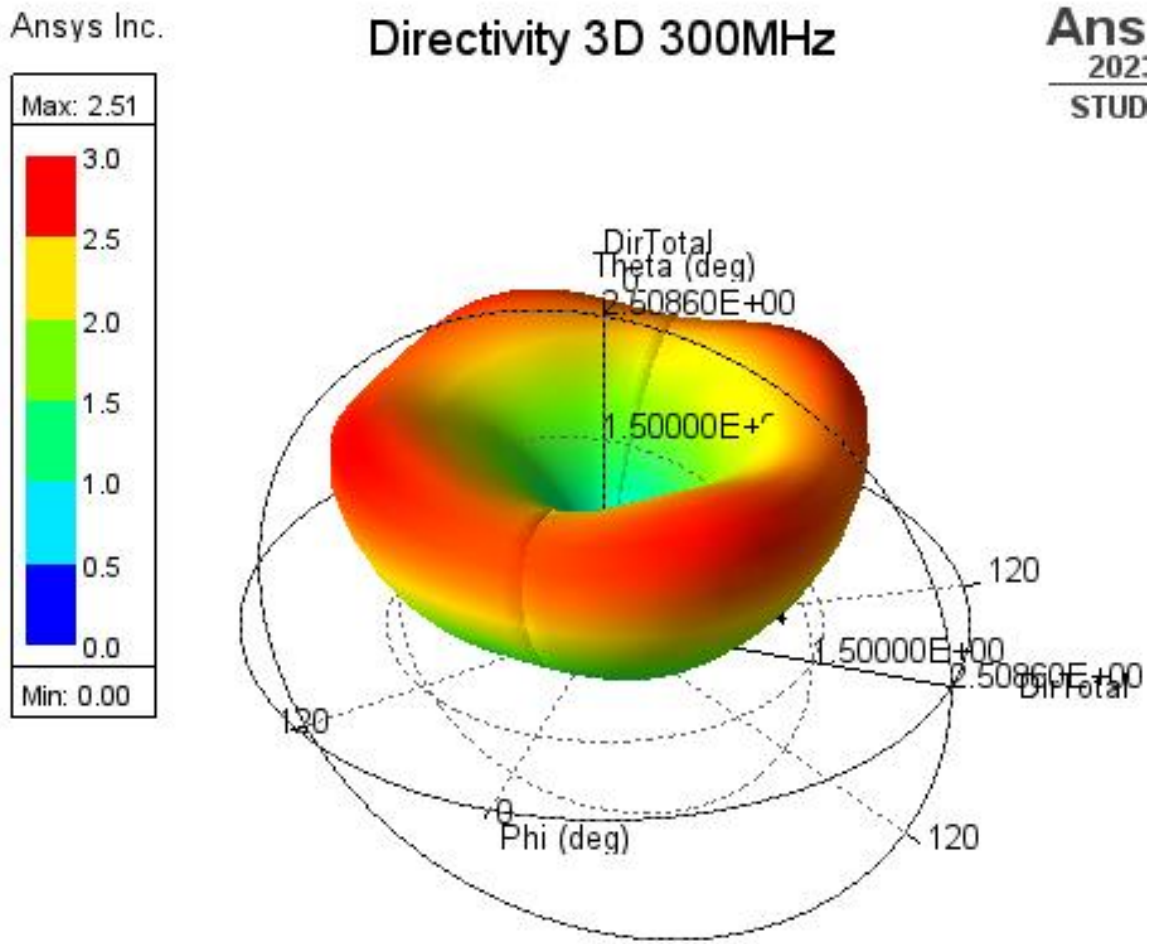
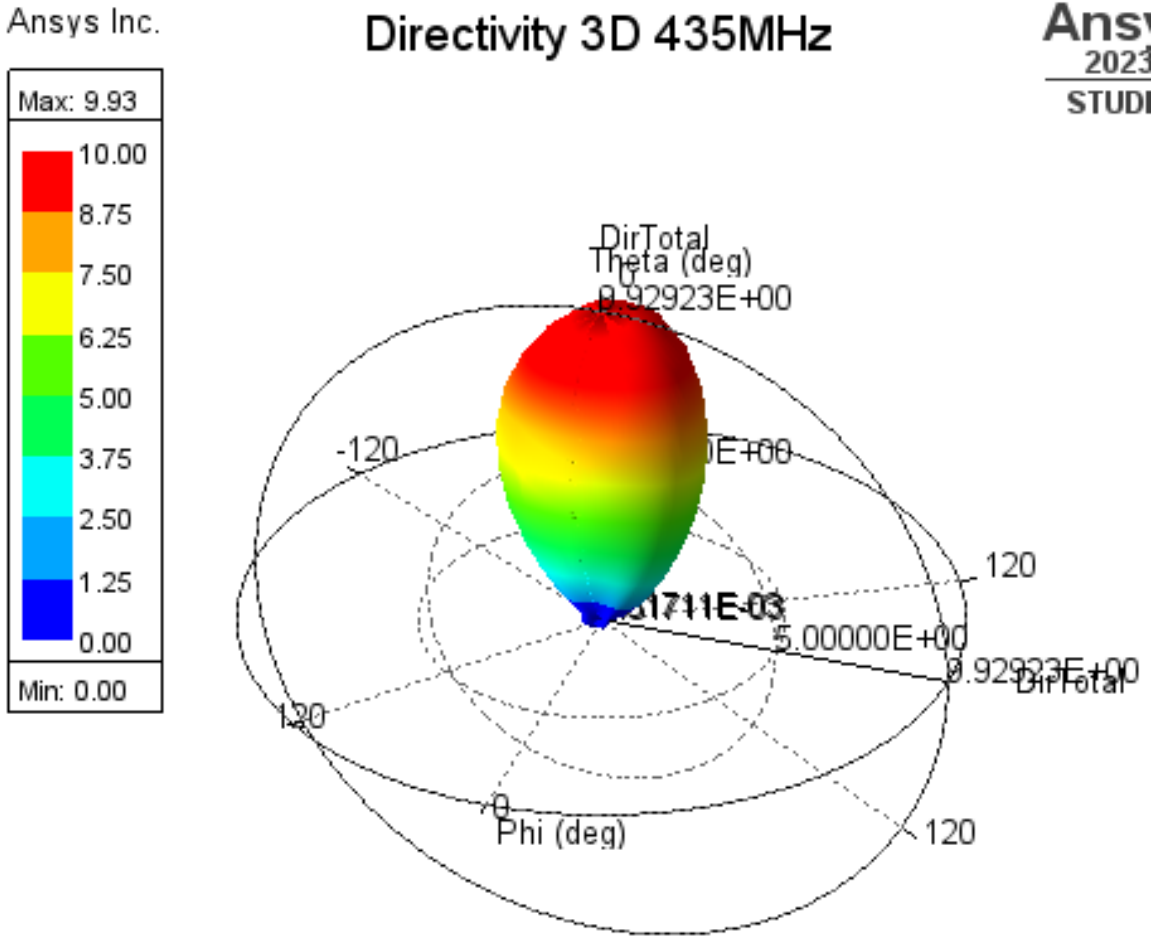


S Parameters



	Quantity	Freq	Value	Freq	Value
	Max U	0.3GHz	2.1207 mW/sr	0.435GHz	3.1707 mW/sr
	Peak Directivity		2.5086		9.444
	Peak Gain		2.6669		10.351
	Peak Realized Gain		2.2071		3.2999
	Peak System Gain		2.2071		3.2999
	Radiated Power		10.624 mW		4.2192 mW
	Accepted Power		9.9933 mW		3.8493 mW
	Incident Power		12.075 mW		12.075 mW
	System Power		12.075 mW		12.075 mW
	Radiation Efficiency		1.0631		1.0961
	Total Efficiency		0.87982		0.34941
	System Efficiency		0.87982		0.34941
	Front to Back Ratio		22.019		33.964
	Decay Factor		0		0

Directivity 3D

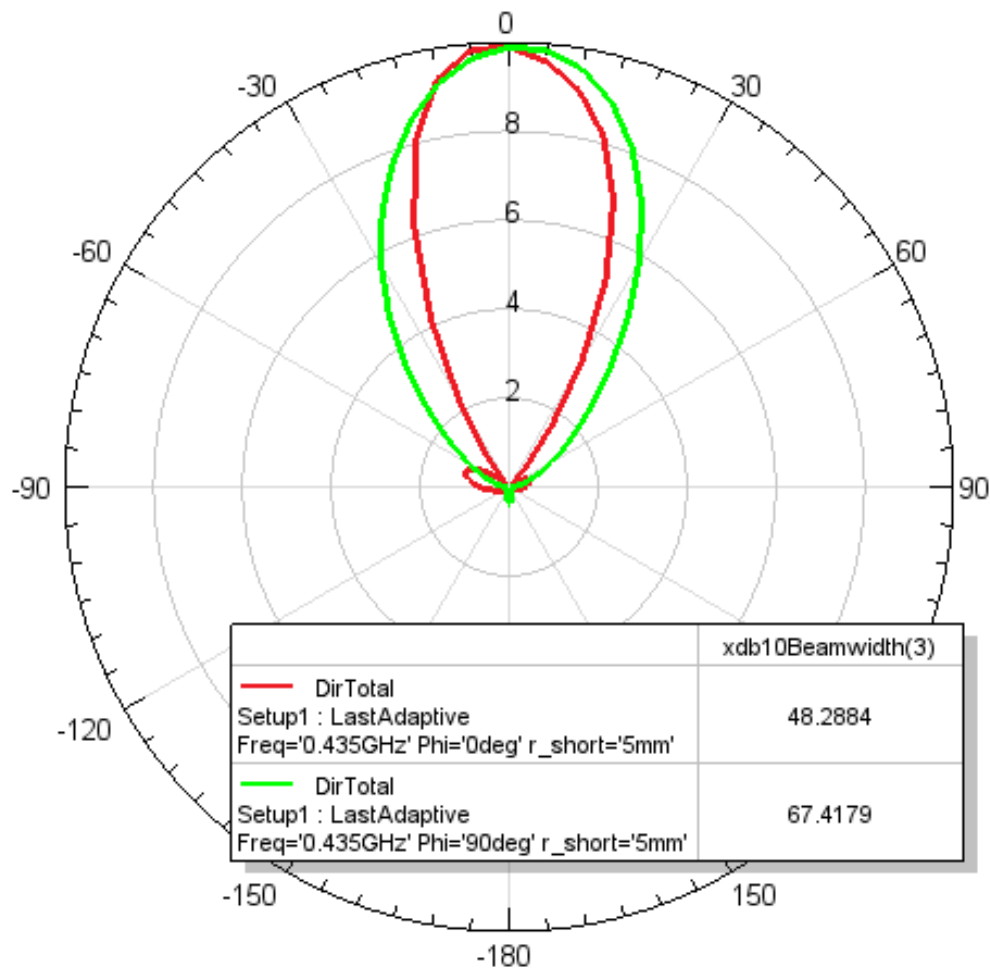


Z

Directivity 2D

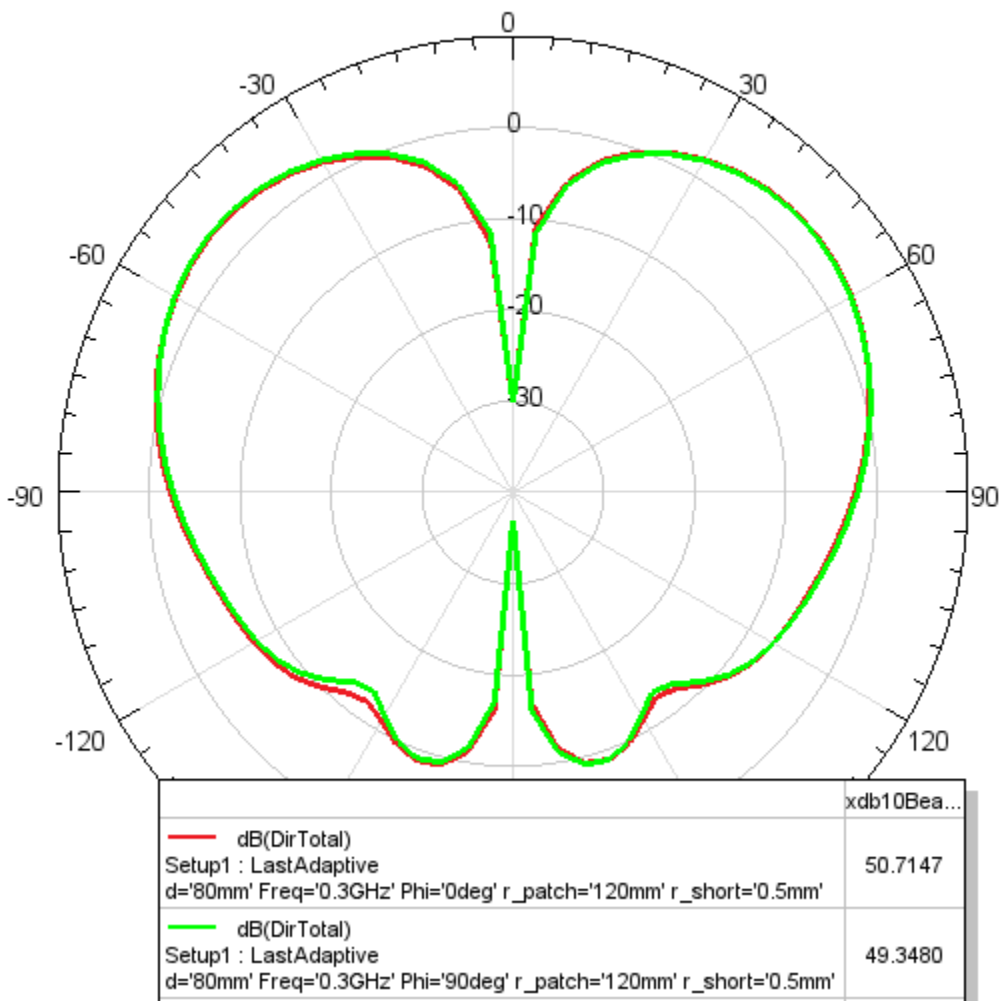
Directivity 2D 435MHz

design1



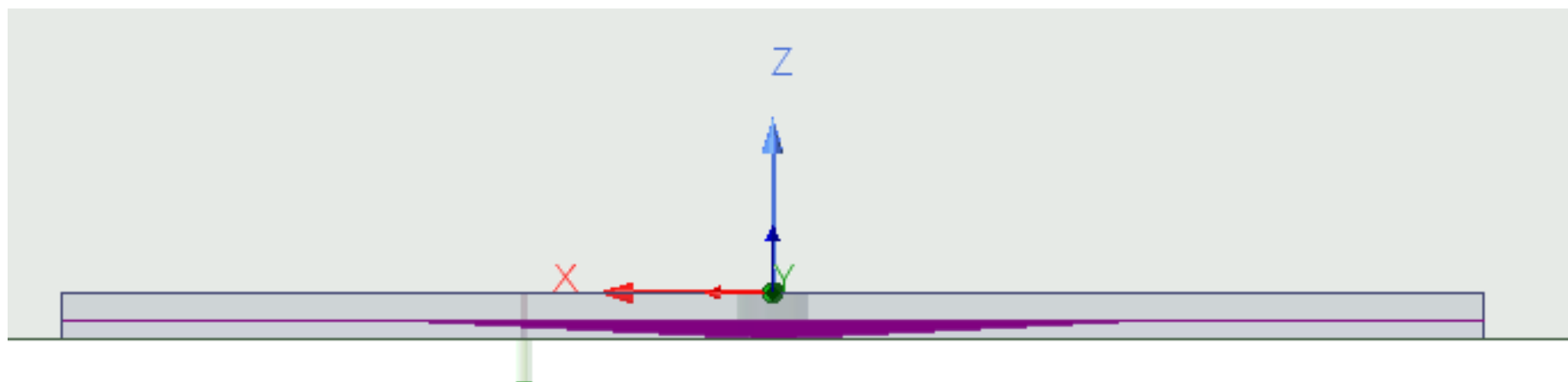
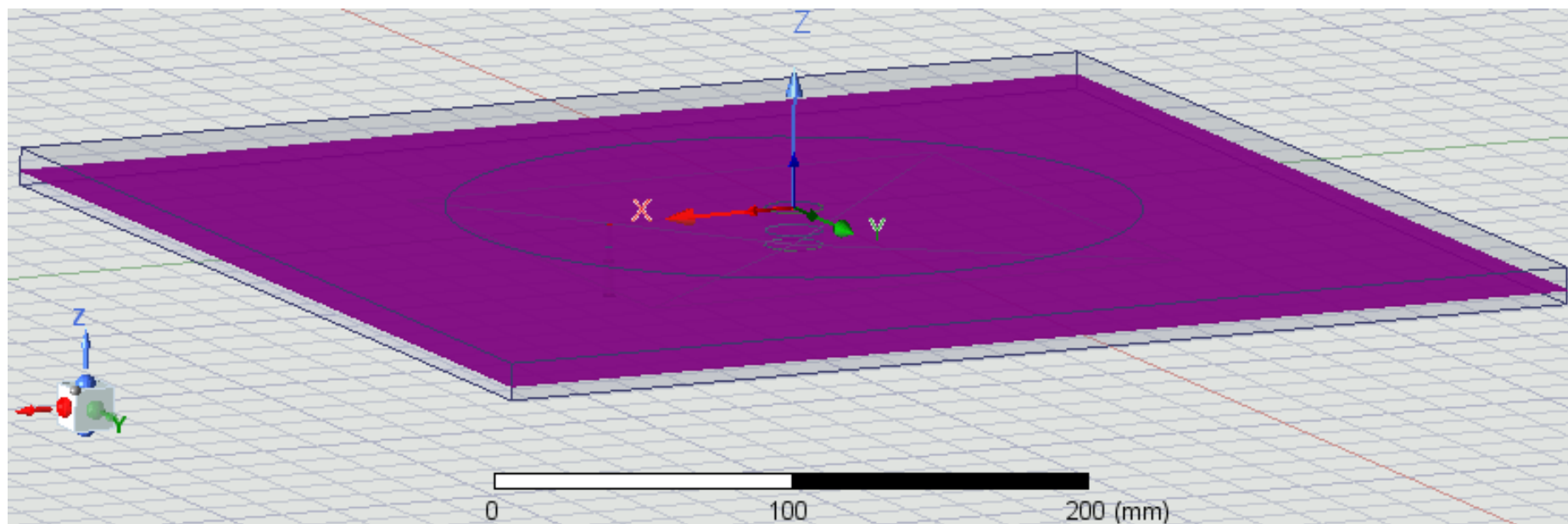
Directivity 2D 300MHz

design145MHz



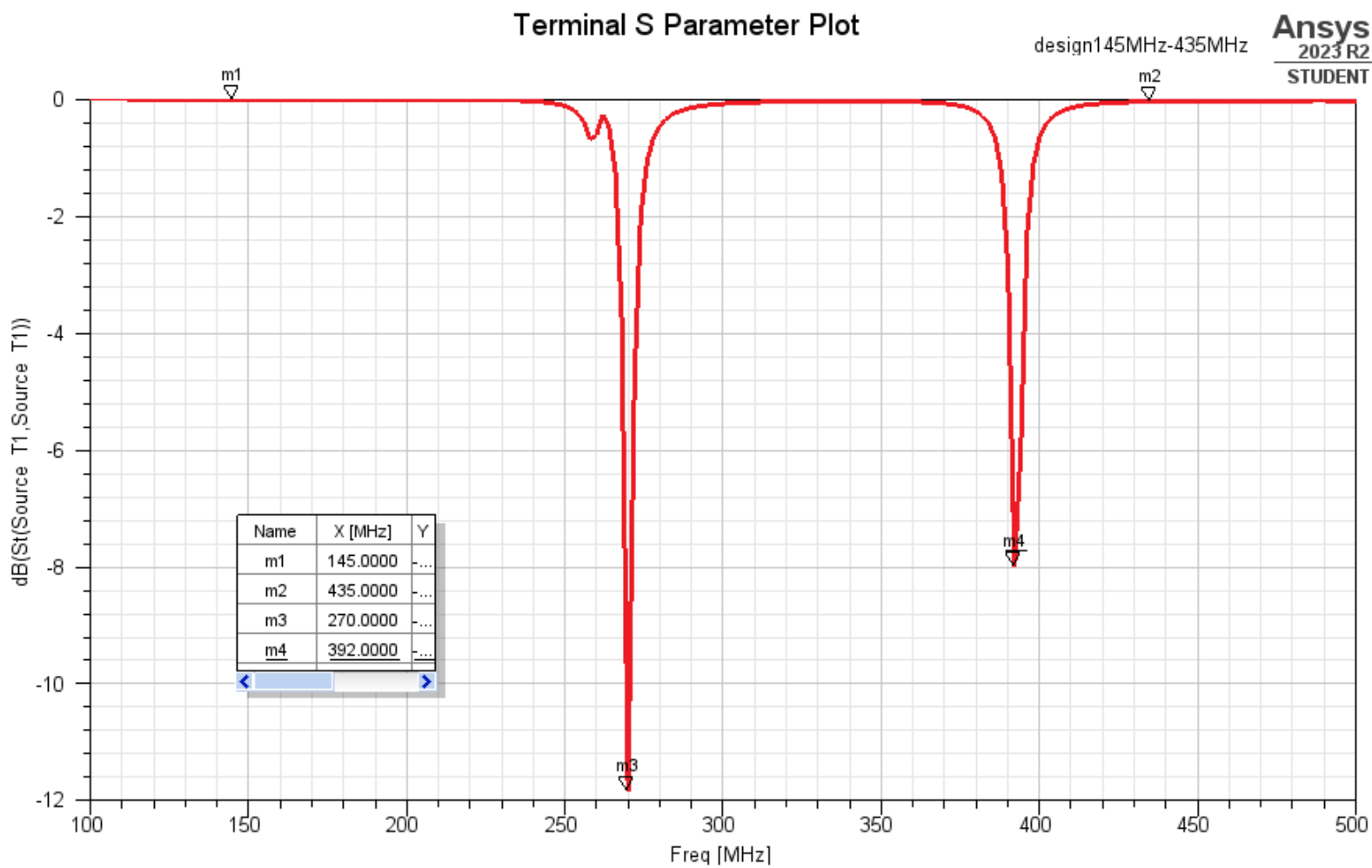
Paramétrico5: ground plane INCLINACIÓN PIRÁMIDE MODIFICACIÓN, $h=8\text{mm} + 10.6\text{mm}$

	(mm)
a	120
b	10
d	80
h	8mm + 5mm
ϵ	2.7 (PVC)



S Parameters

	Quantity	Freq	Value	Freq	Value
	Max U	0.268GHz	1.4226 mW/sr	0.39GHz	5.7547 mW/sr
	Peak Directivity		2.4411		10.638
	Peak Gain		2.4064		11.328
	Peak Realized Gain		1.4805		5.989
	Peak System Gain		1.4805		5.989
	Radiated Power		7.3233 mW		6.7978 mW
	Accepted Power		7.4287 mW		6.384 mW
	Incident Power		12.075 mW		12.075 mW
	System Power		12.075 mW		12.075 mW
	Radiation Efficiency		0.9858		1.0648
	Total Efficiency		0.60649		0.56297
	System Efficiency		0.60649		0.56297
	Front to Back Ratio		18.213		128.51
	Decay Factor		0		0

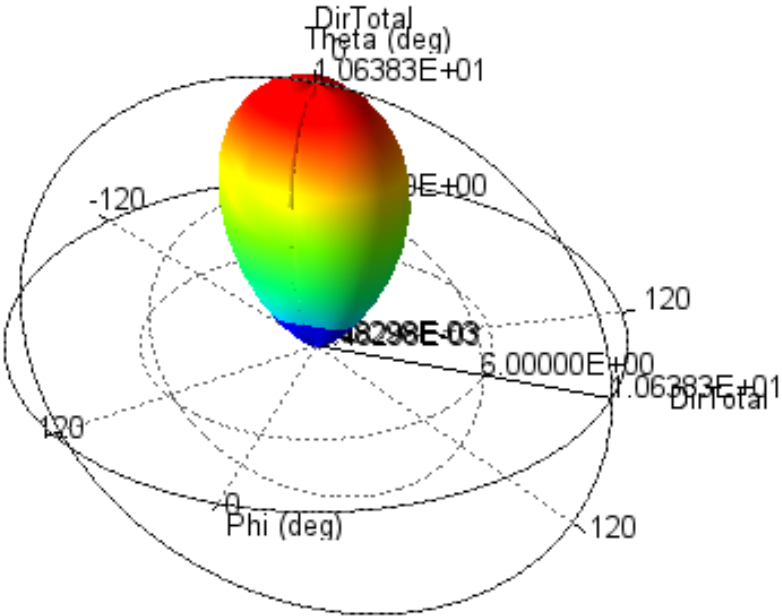
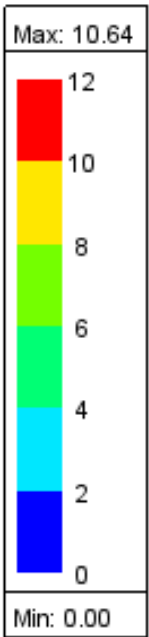


Directivity 3D

Ansys Inc.

Directivity 3D 390MHz

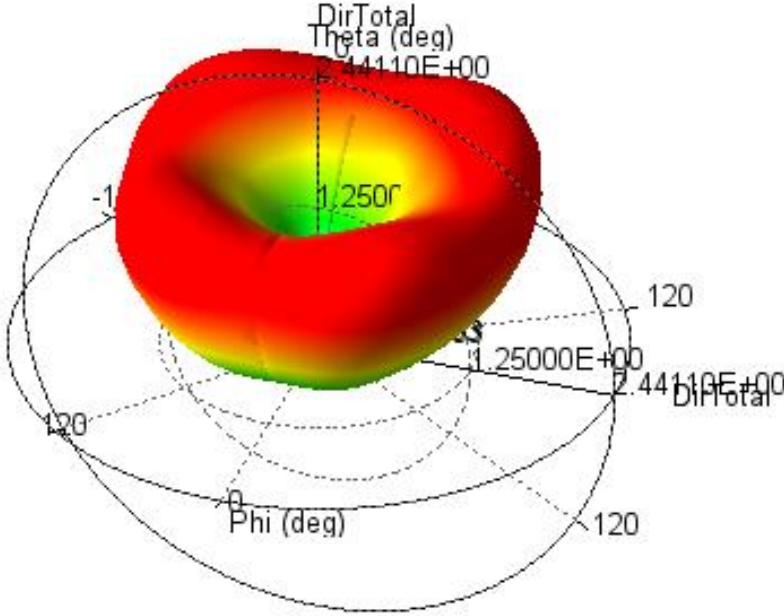
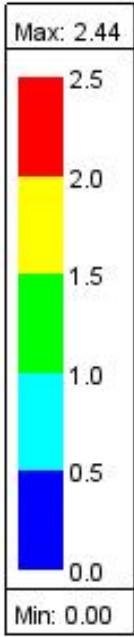
Ansys
2023 F
STUDEN



Ansys Inc.

Directivity 3D 268MHz

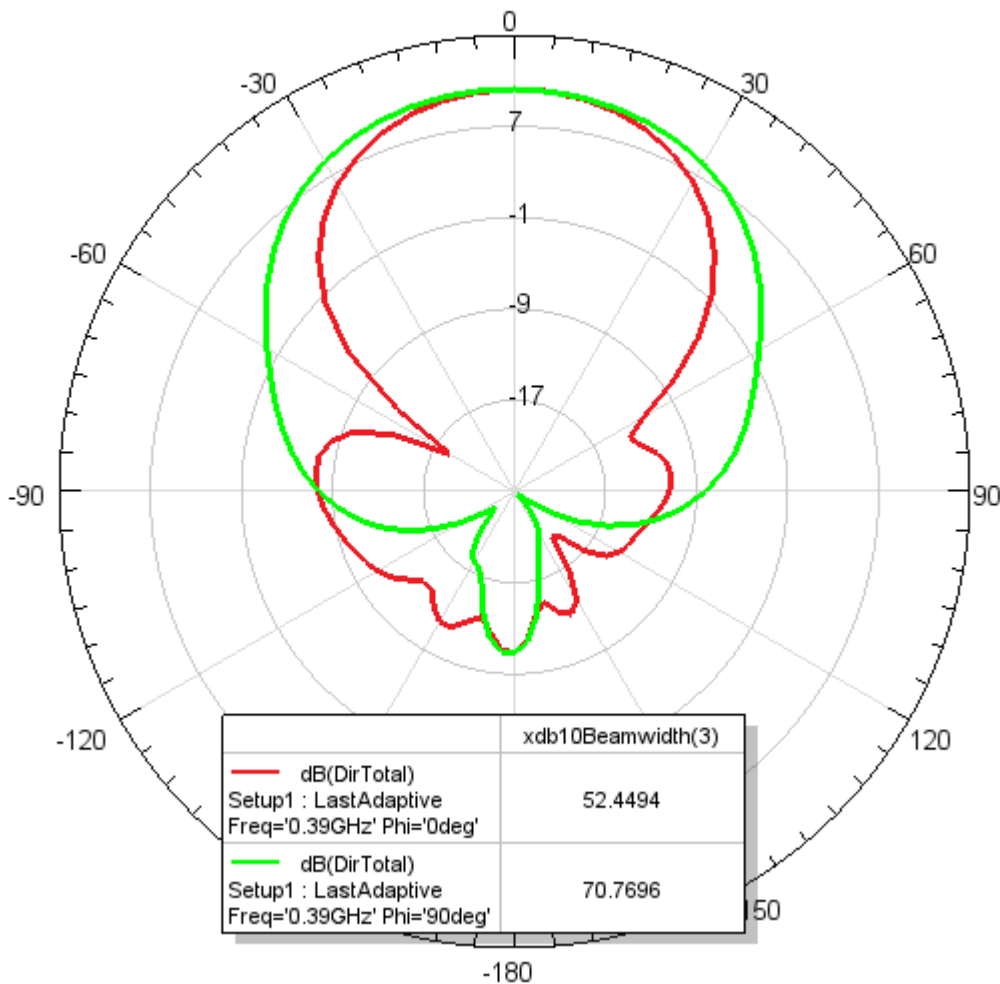
Ansys
2023
STUDE



Directivity 2D

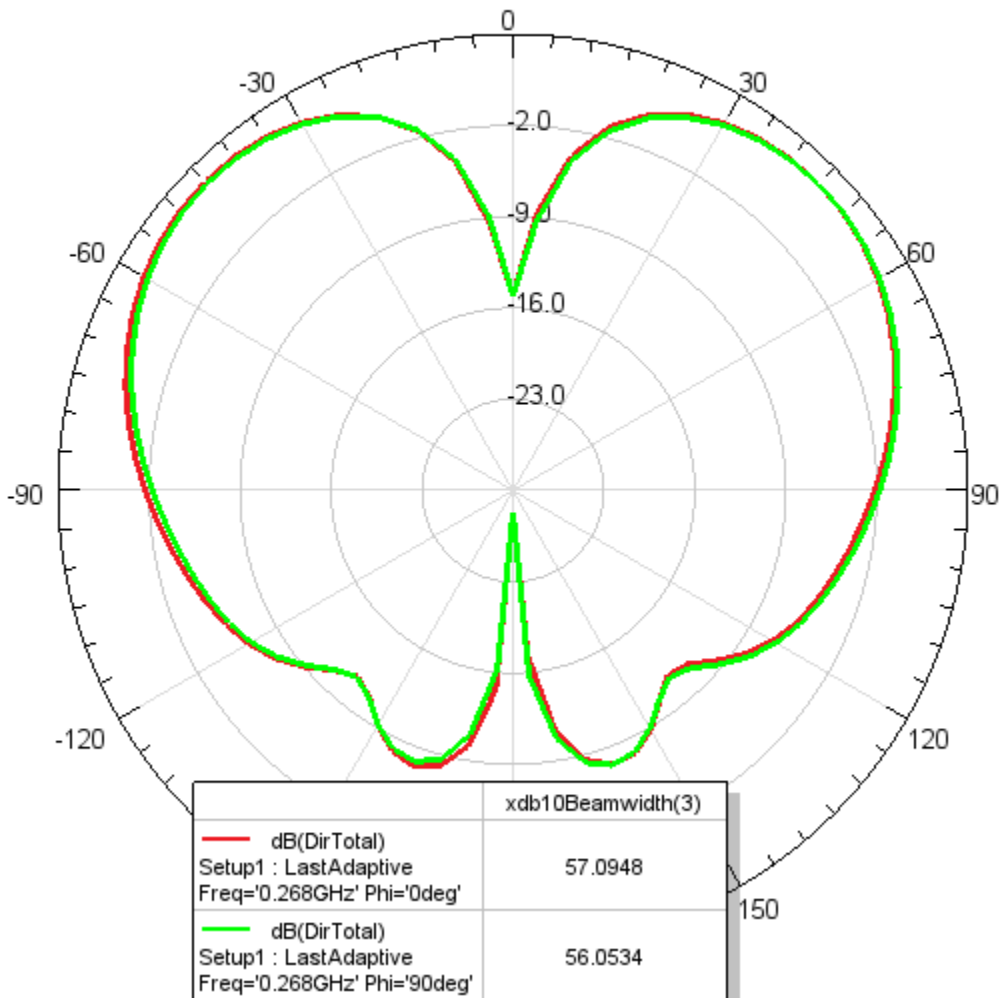
Directivity 2D 390MHz dB

design



Directivity 2D 268MHz dB

design

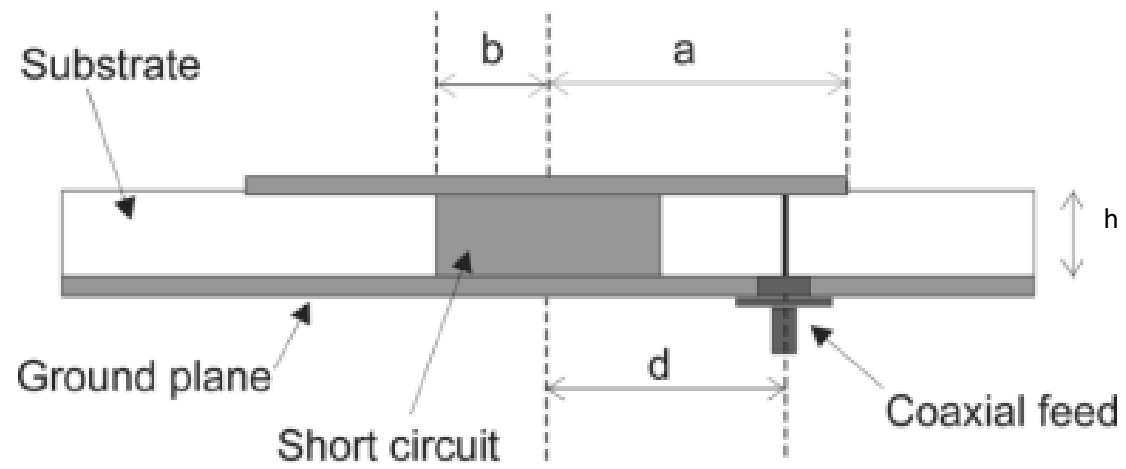


ANEXO 2: Estudio paramétrico de la inclinación del plano de masa con diferentes patrones.

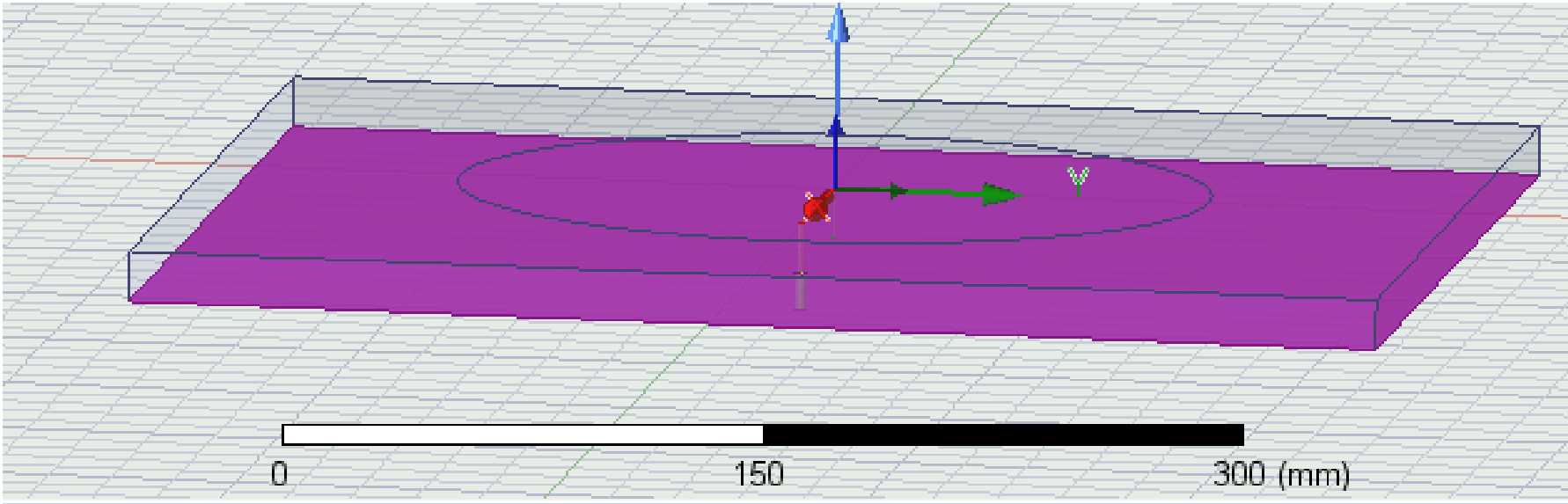
ÍNDICE

- **Paramétrico1: ground plane SIN INCLINACIÓN, h=16mm**
- **Paramétrico2 : ground plane INCLINACIÓN DIEDRO**
- **Paramétrico3 : ground plane INCLINACIÓN DIEDRO MODIFICADO**
- **Paramétrico4 : ground plane INCLINACIÓN DIEDRO CERRADO**
- **Paramétrico5 : ground plane INCLINACIÓN DIEDRO MODIFICADO CERRADO**
- **Paramétrico6 : ground plane INCLINACIÓN PIRÁMIDE**
- **Paramétrico7 : ground plane INCLINACIÓN PIRÁMIDE MODIFICADO**

Paramétrico1: ground plane SIN INCLINACIÓN, h=16mm



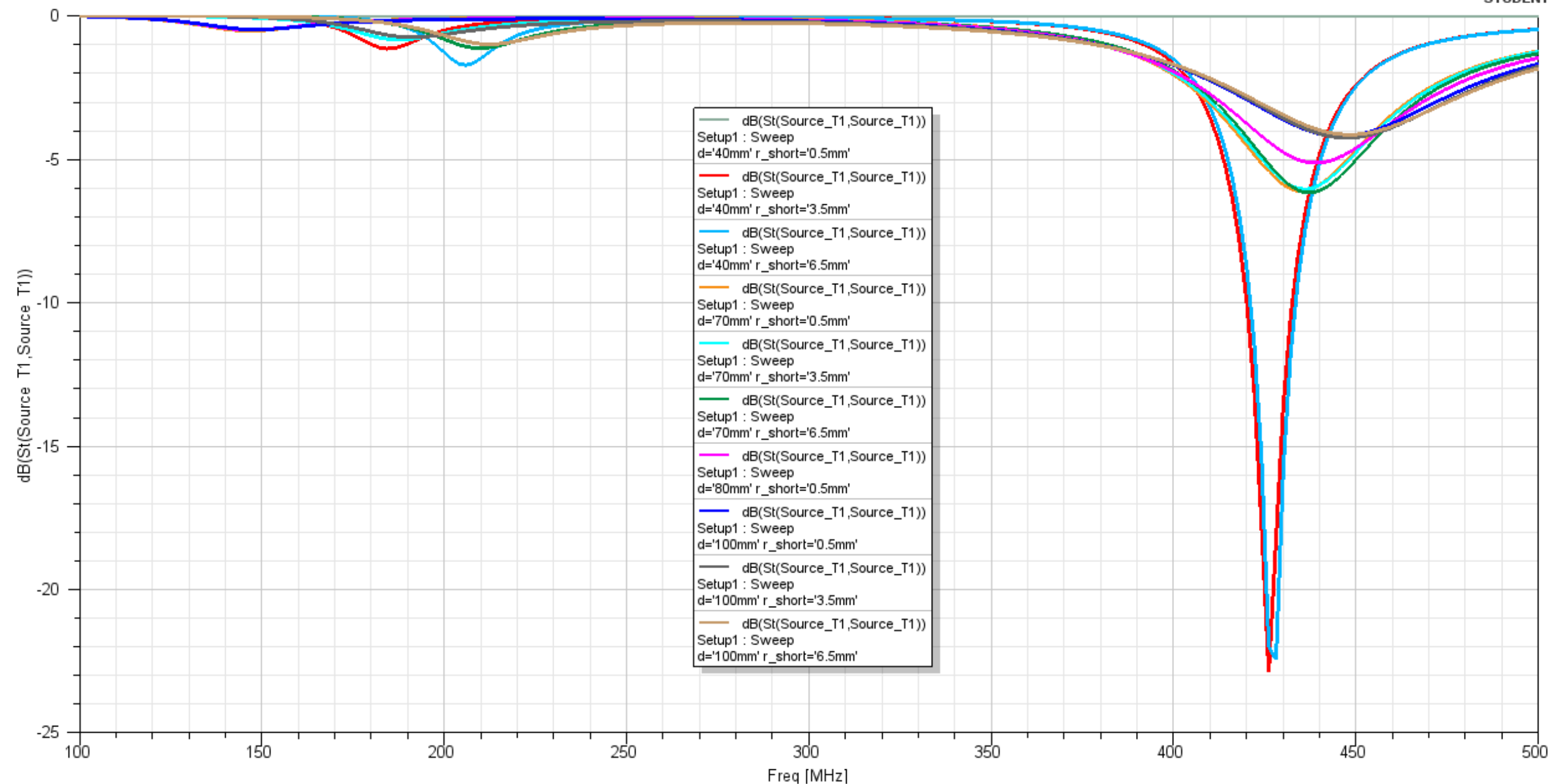
	(mm)
a	120
b	0.5, 3.5, 6.5
d	40, 70, 100
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)



Ground plane NOT INCLINED PVC 16mm

design145MHz-435MHz

Ansys
2023 R2
STUDENT

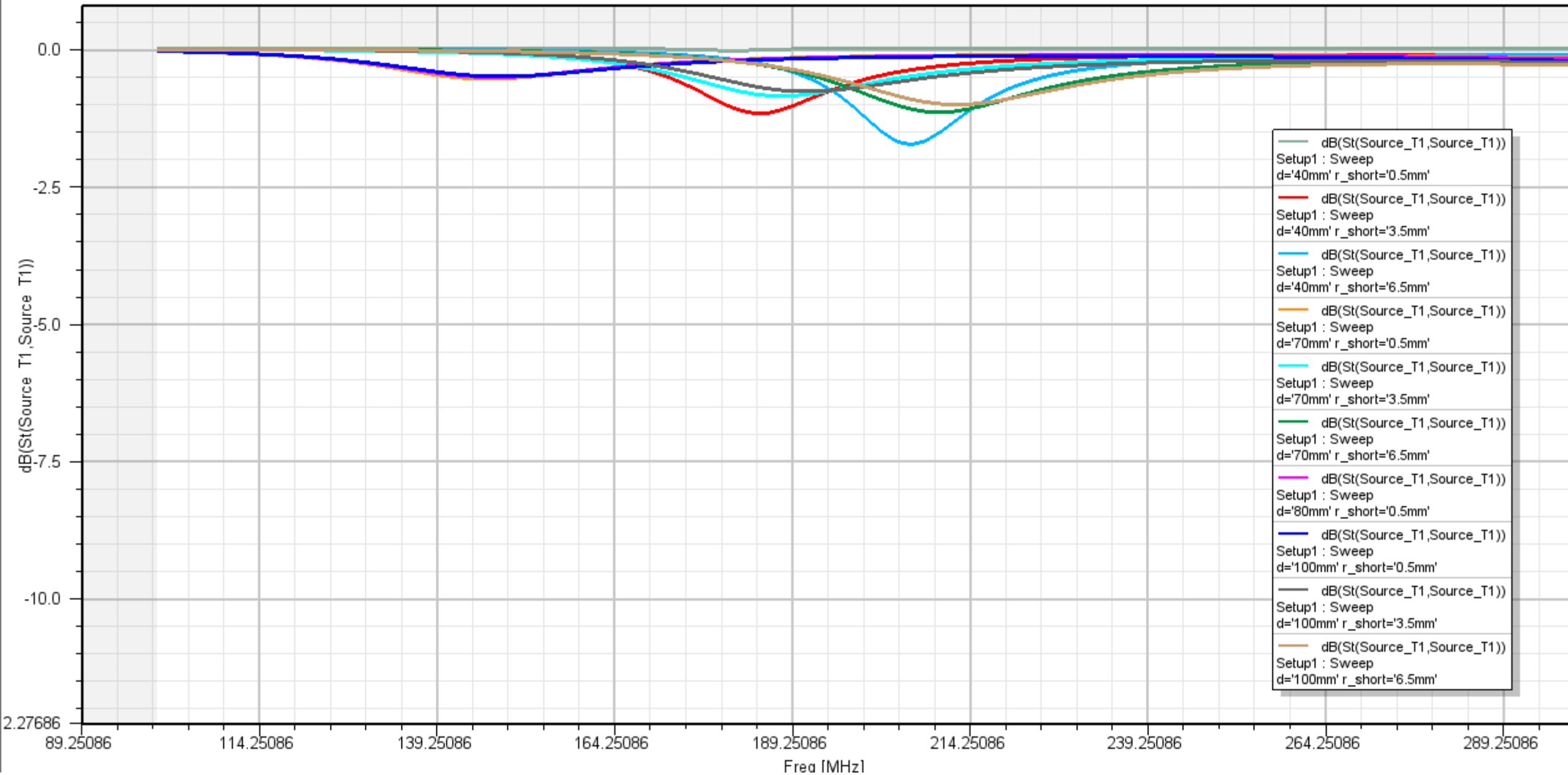


ZOOM

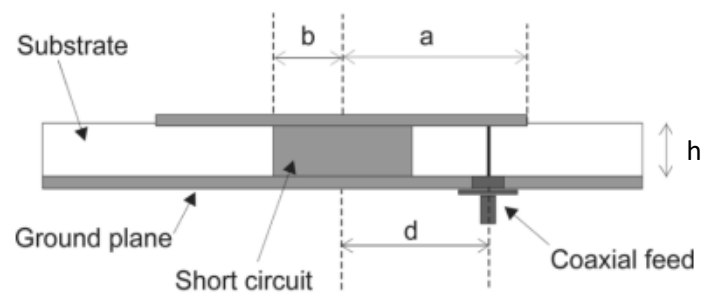
Ground plane NOT INCLINED PVC 16mm

design145MHz-435MHz

Ansys
2023 R2
STUDENT

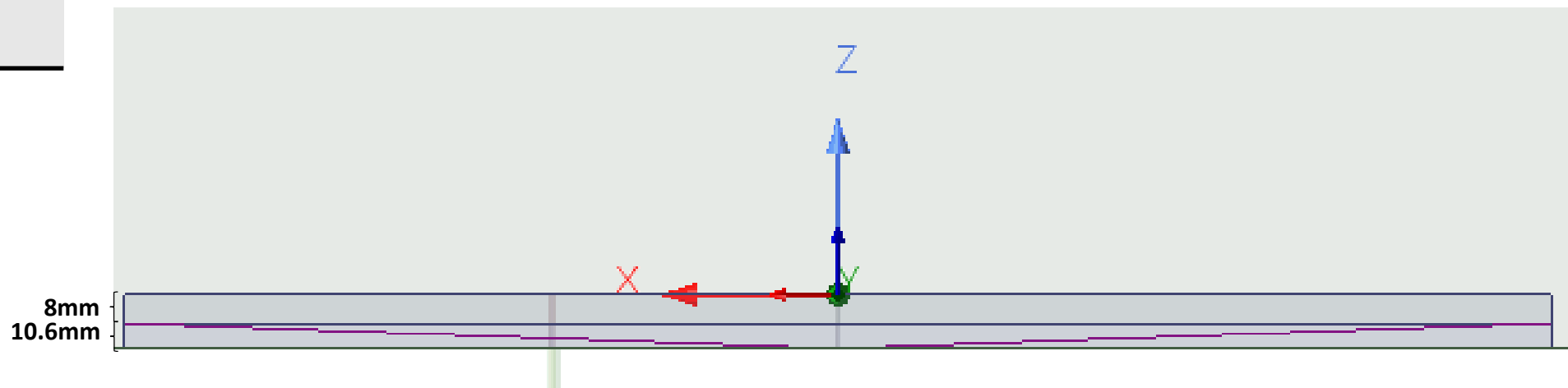
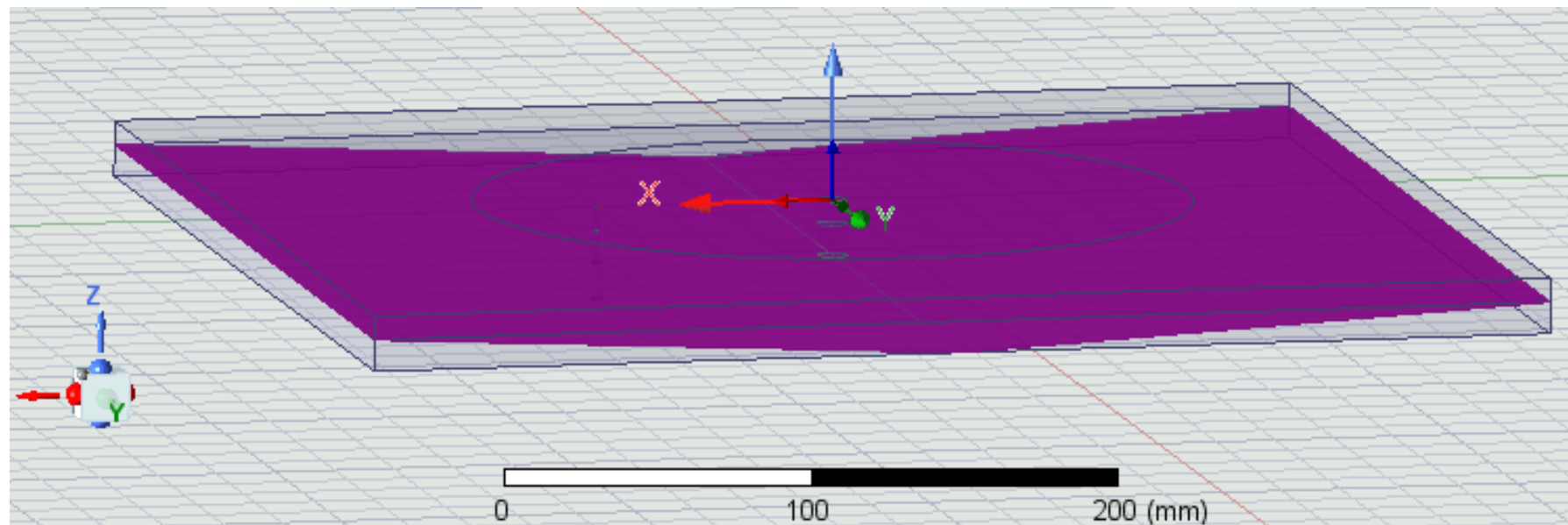


Paramétrico2: ground plane INCLINACIÓN DIEDRO



	(mm)
a	120, 160
b	5, 10
d	80, 100, 140
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)

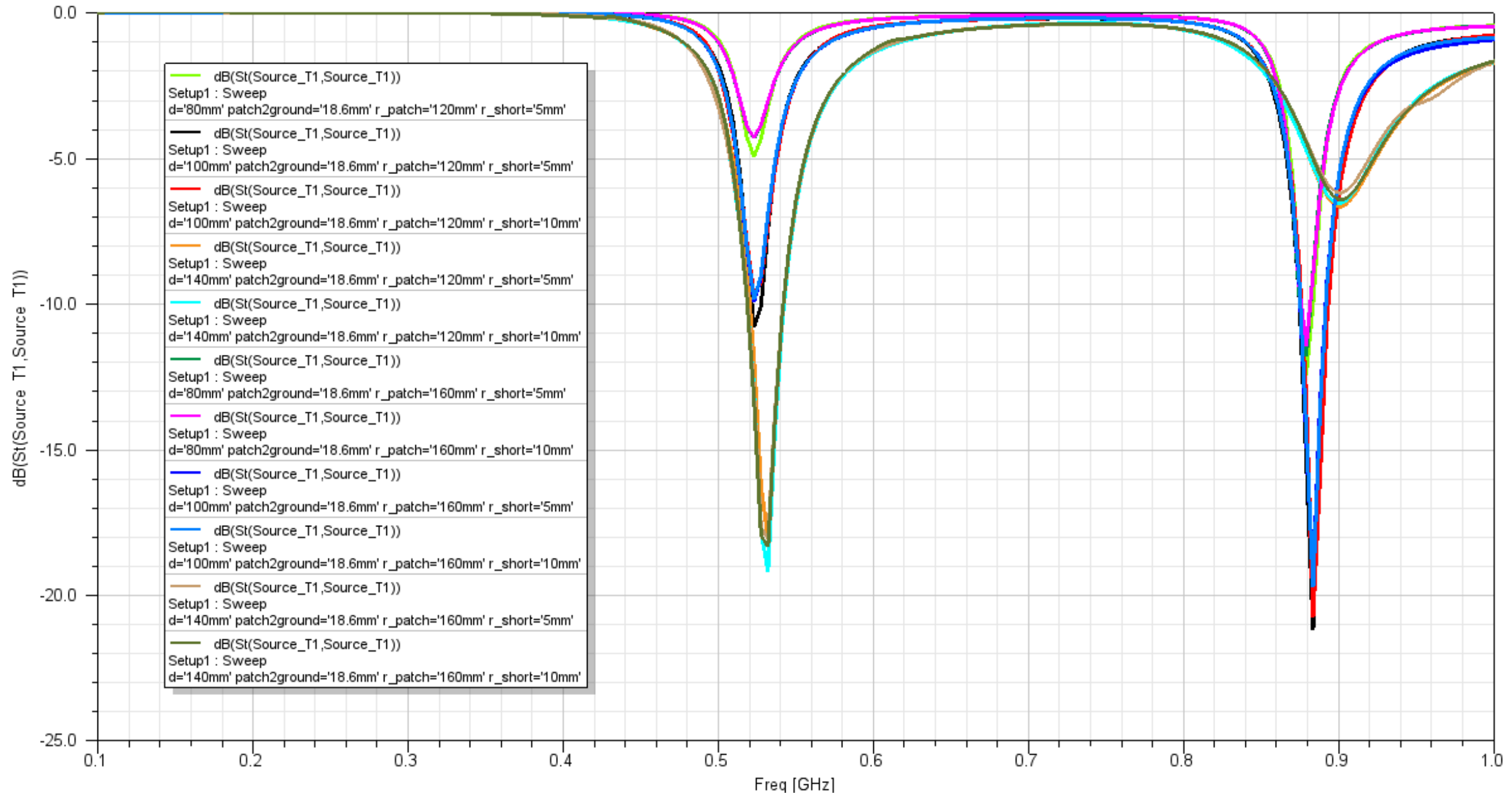
h + inclinación = 18.6mm

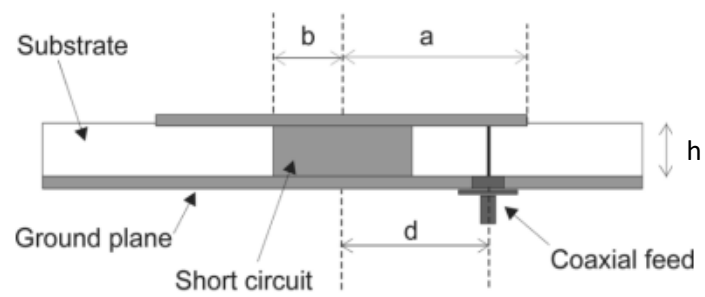


Ground plane DIEDRO (8mm + 10.6mm)

design145MHz-435MHz

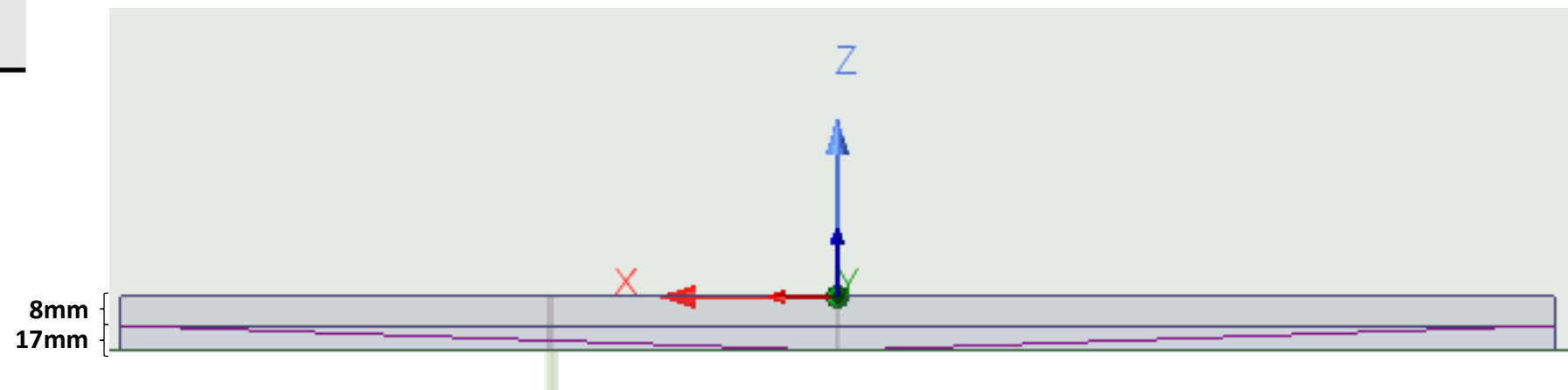
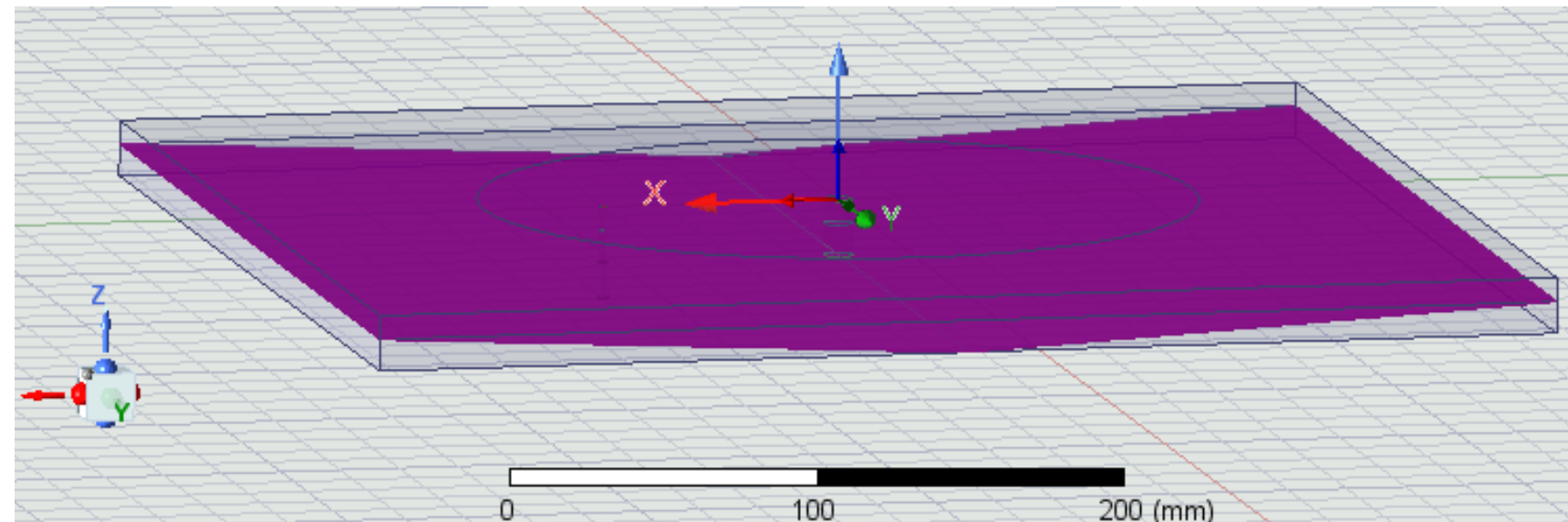
Ansyz
2023 R2
STUDENT





	(mm)
a	120, 160
b	5, 10
d	80, 100, 140
h	8mm + 17mm
ϵ	2.7 (PVC)

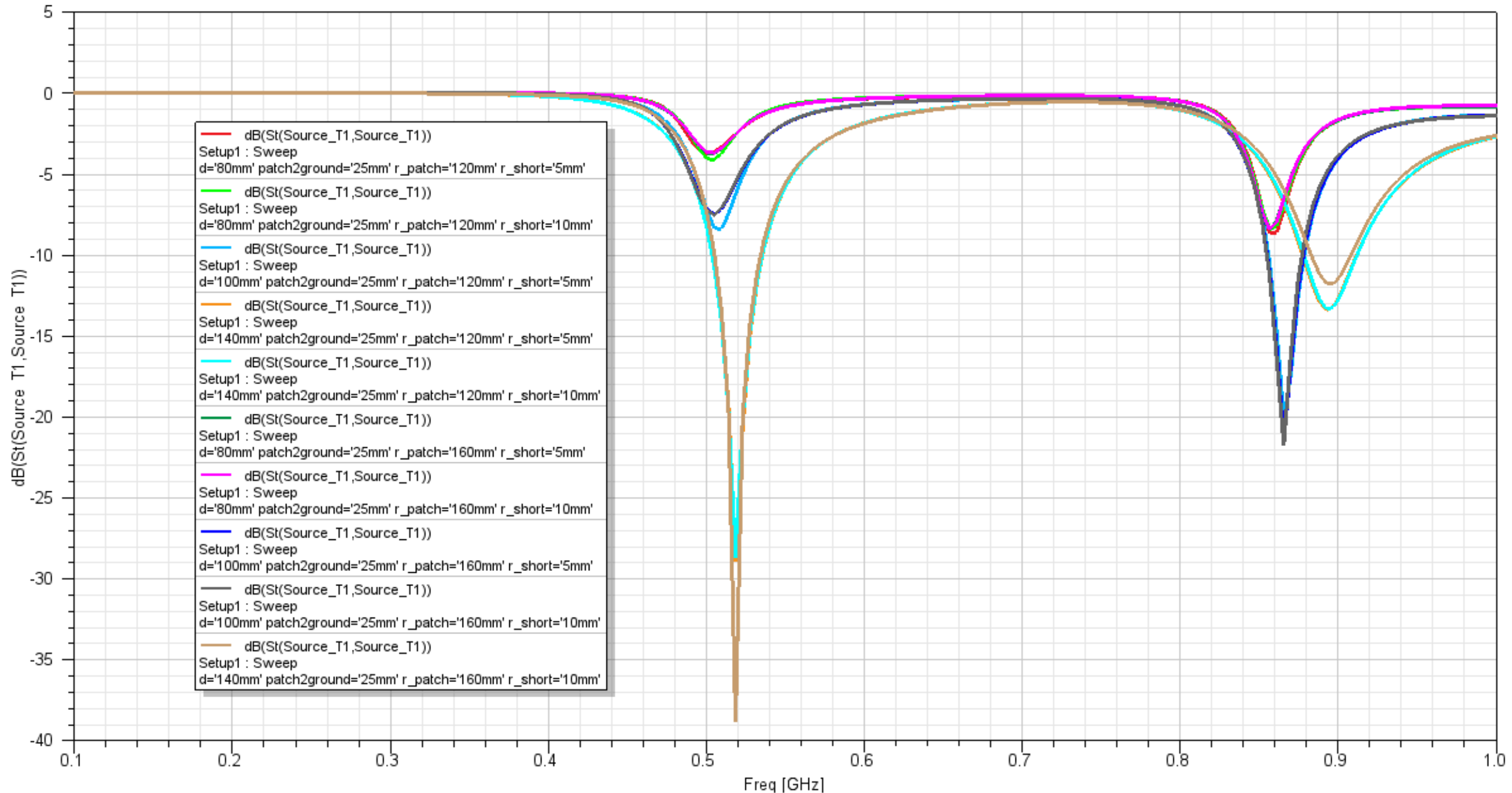
h + inclinación = 25mm



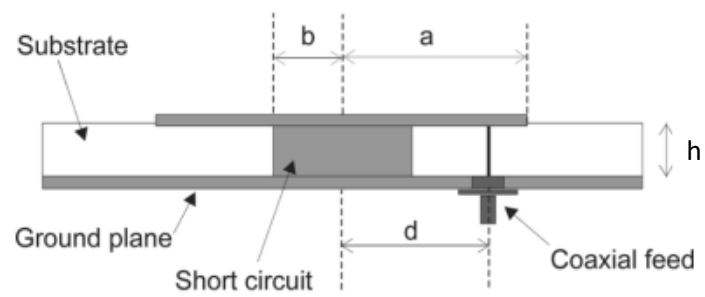
Ground plane DIEDRO (8mm + 17mm)

design145MHz-435MHz

Ansys
2023 R2
STUDENT

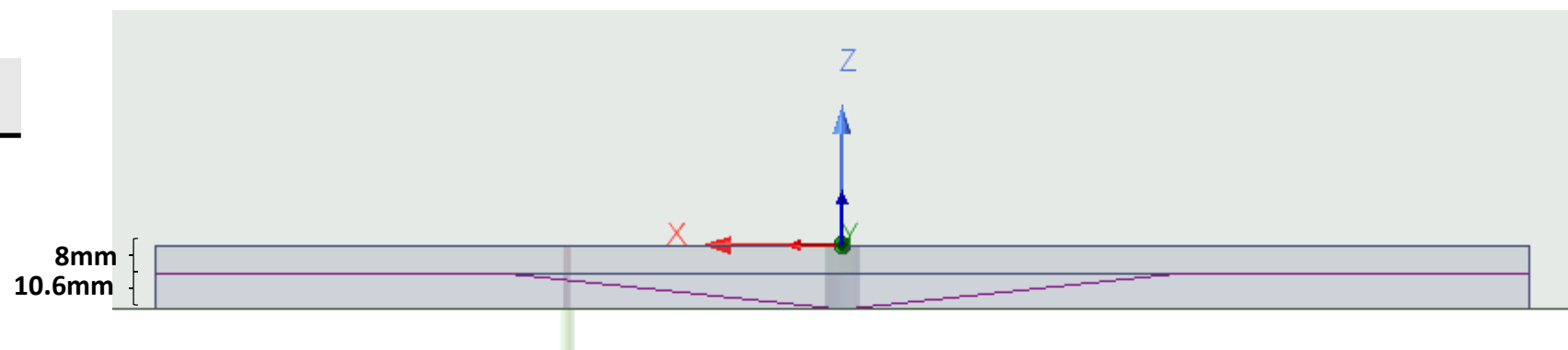
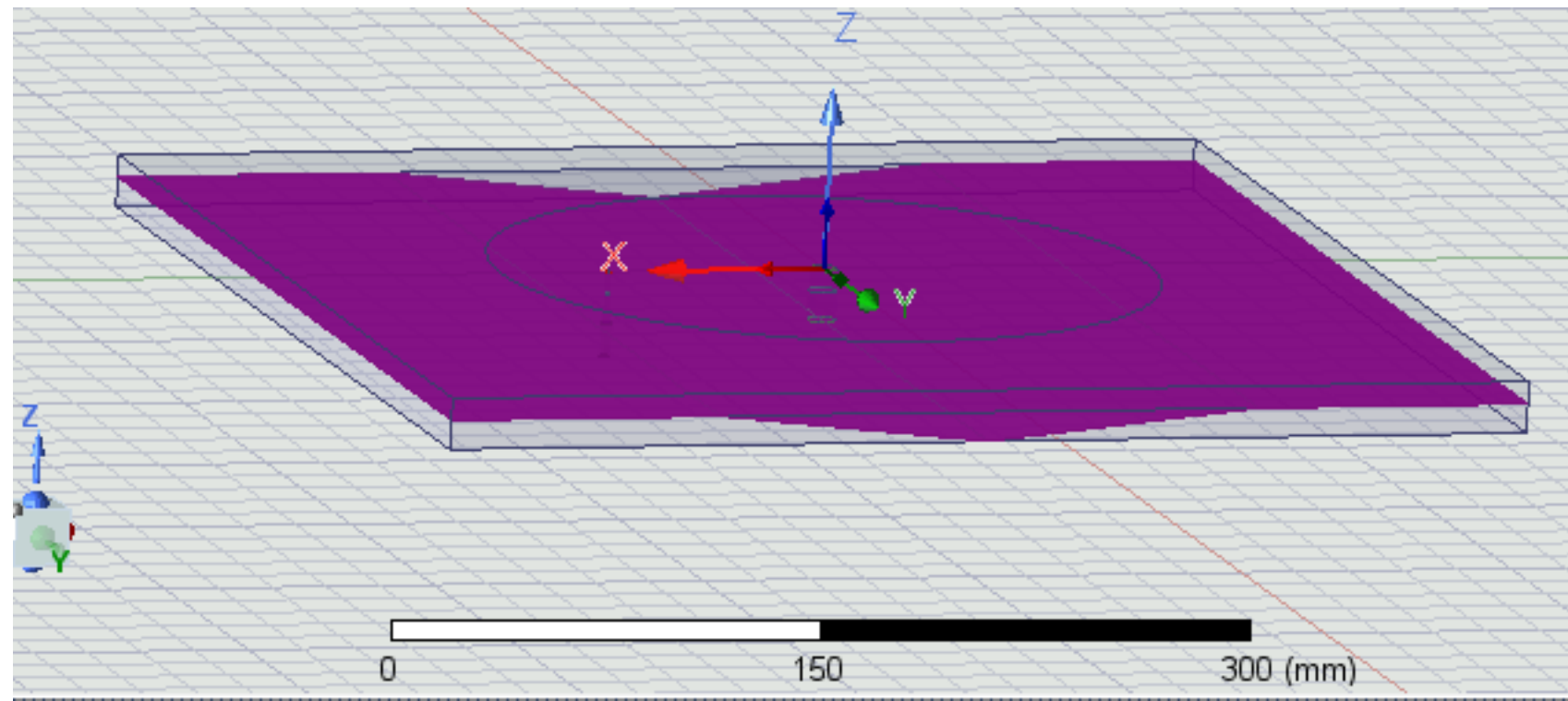


Paramétrico3: ground plane INCLINACIÓN DIEDRO MODIF



	(mm)
a	160
b	5, 10
d	80, 100, 140
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 18.6mm

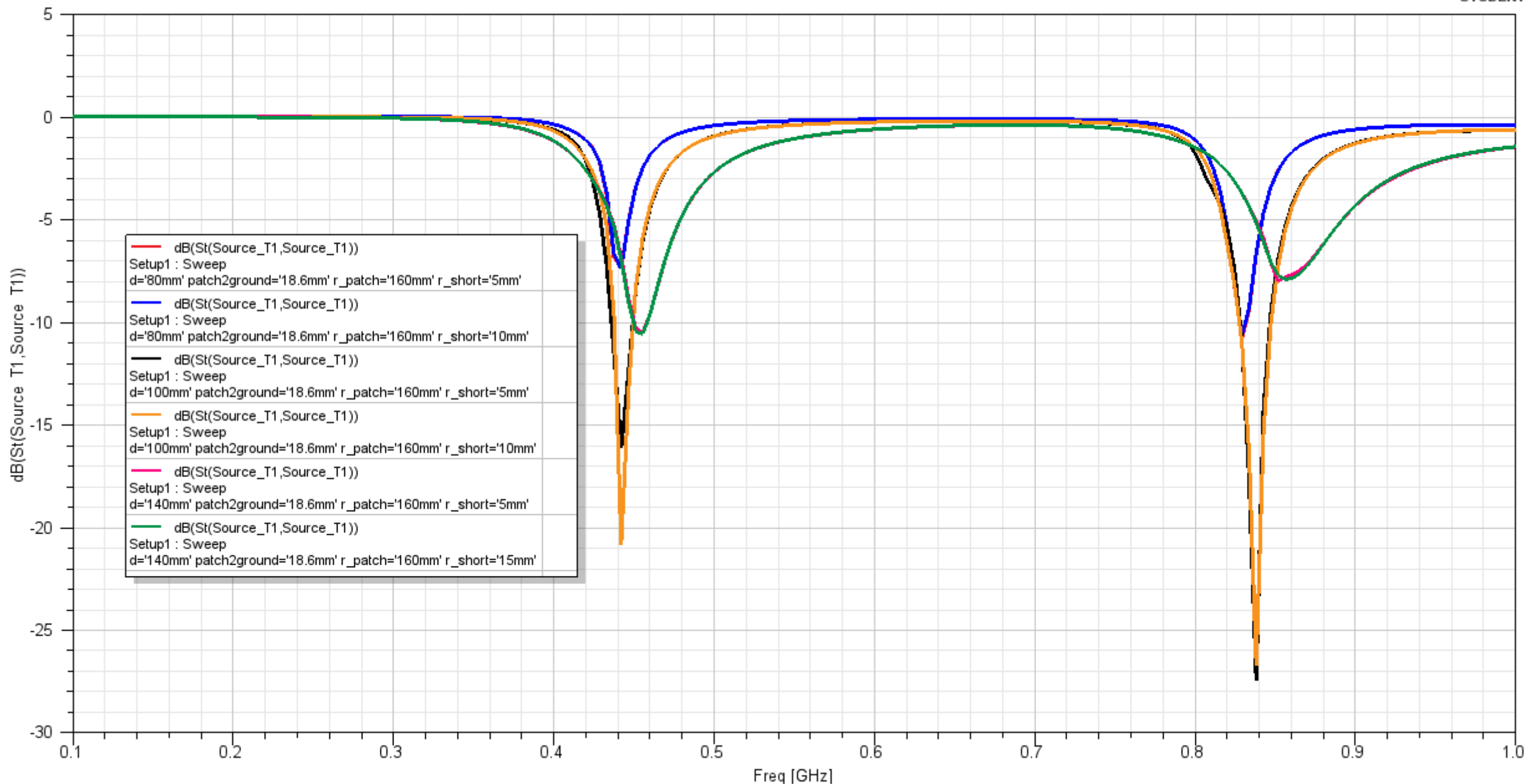


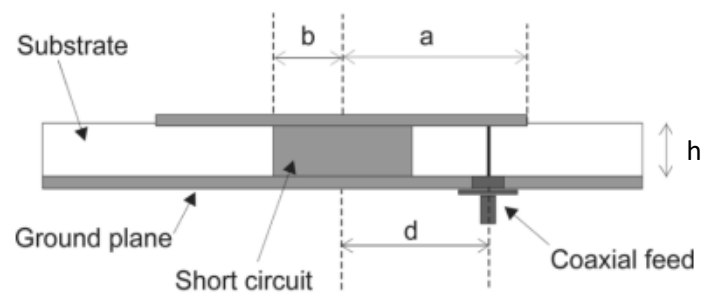
r_patch = 160mm

Ground plane DIEDRO MODIFICACION (r_patch=160mm) (8mm + 10.6mm)

design145MHz-435MHz

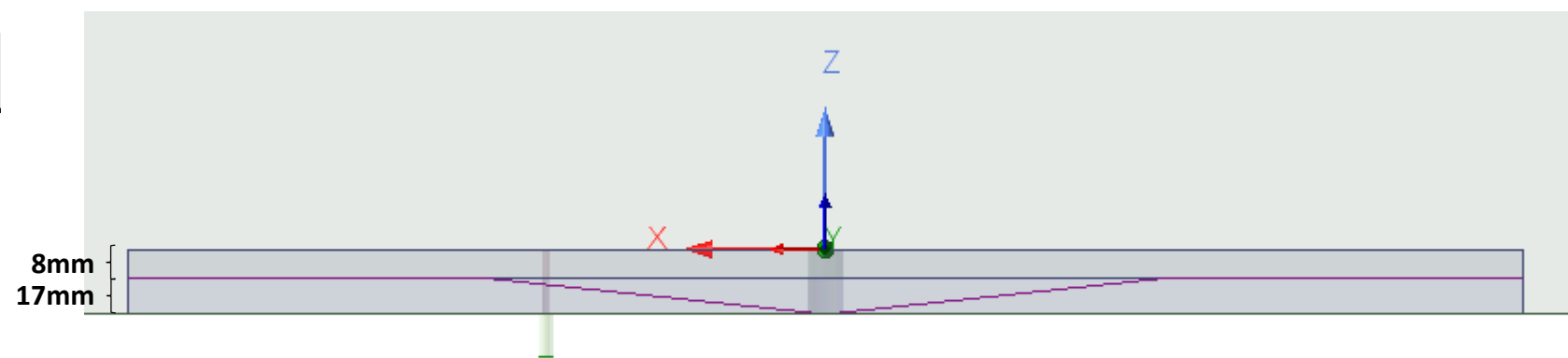
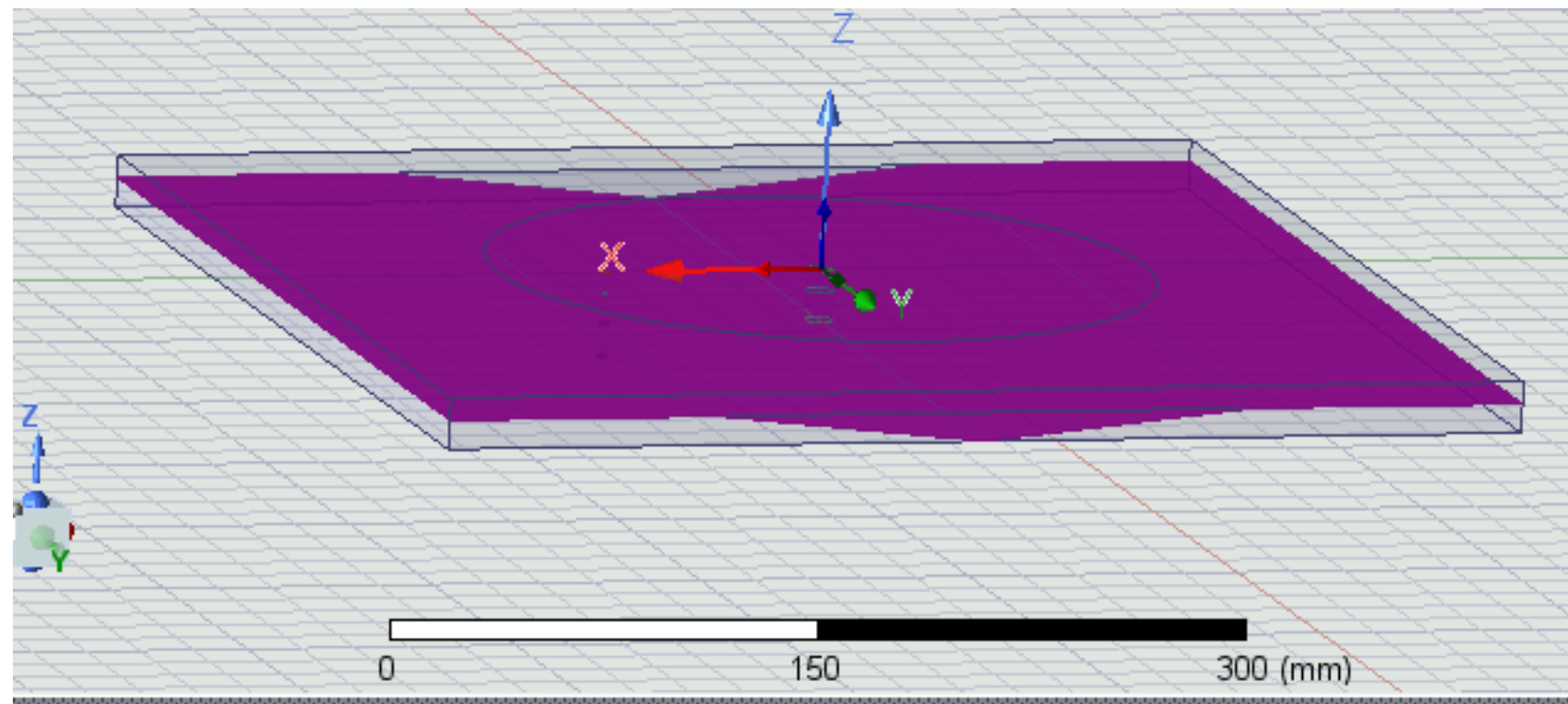
Ansys
2023 R2
STUDENT





	(mm)
a	120, 160
b	5, 10
d	80, 100, 140
h	8mm + 17mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 25mm

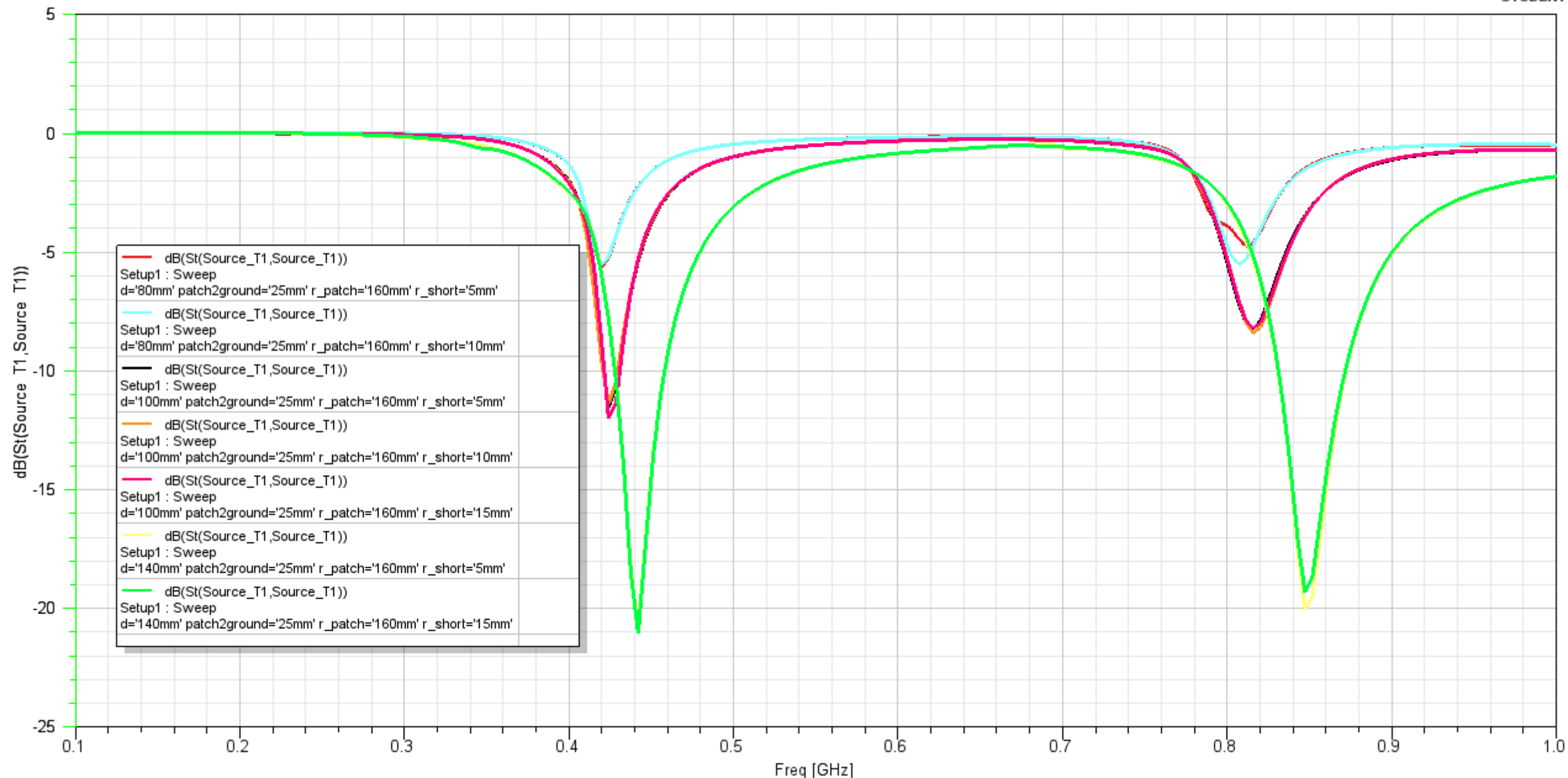


r_patch = 160mm

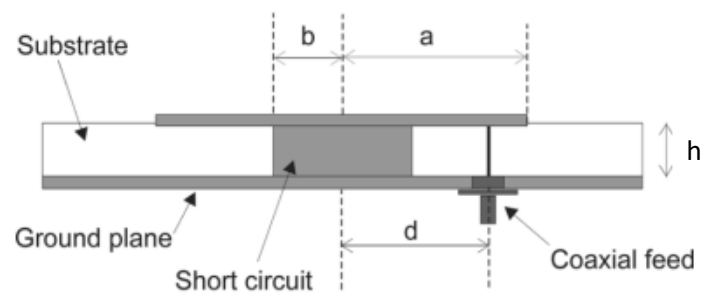
Ground plane DIEDRO MODIFICACION (r_patch=160mm) (8mm + 17mm)

design145MHz-435MHz

Ansys
2023 R2
STUDENT

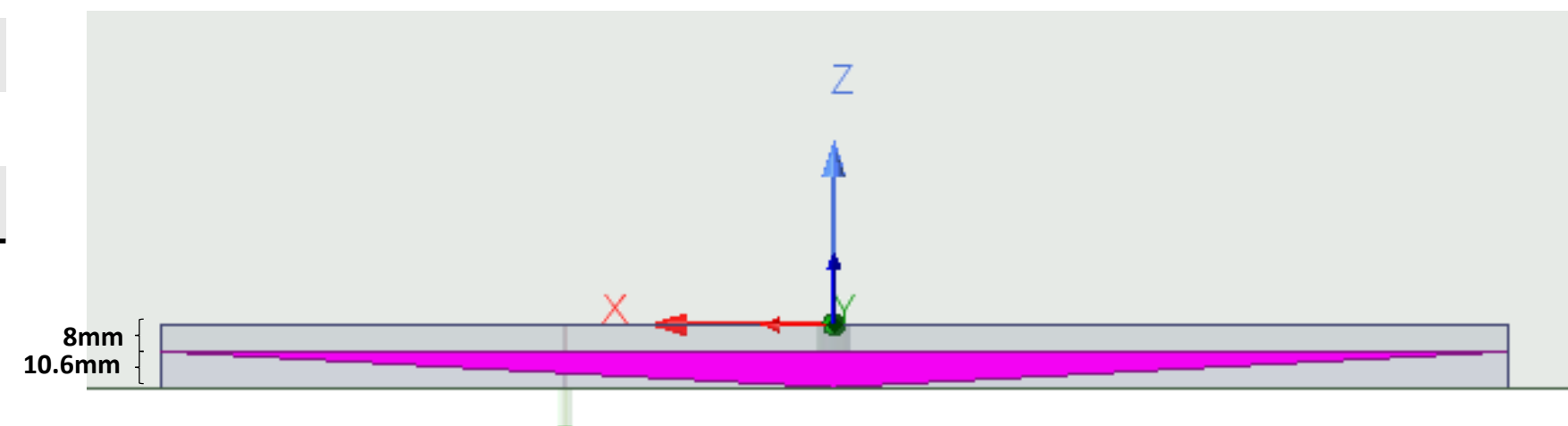
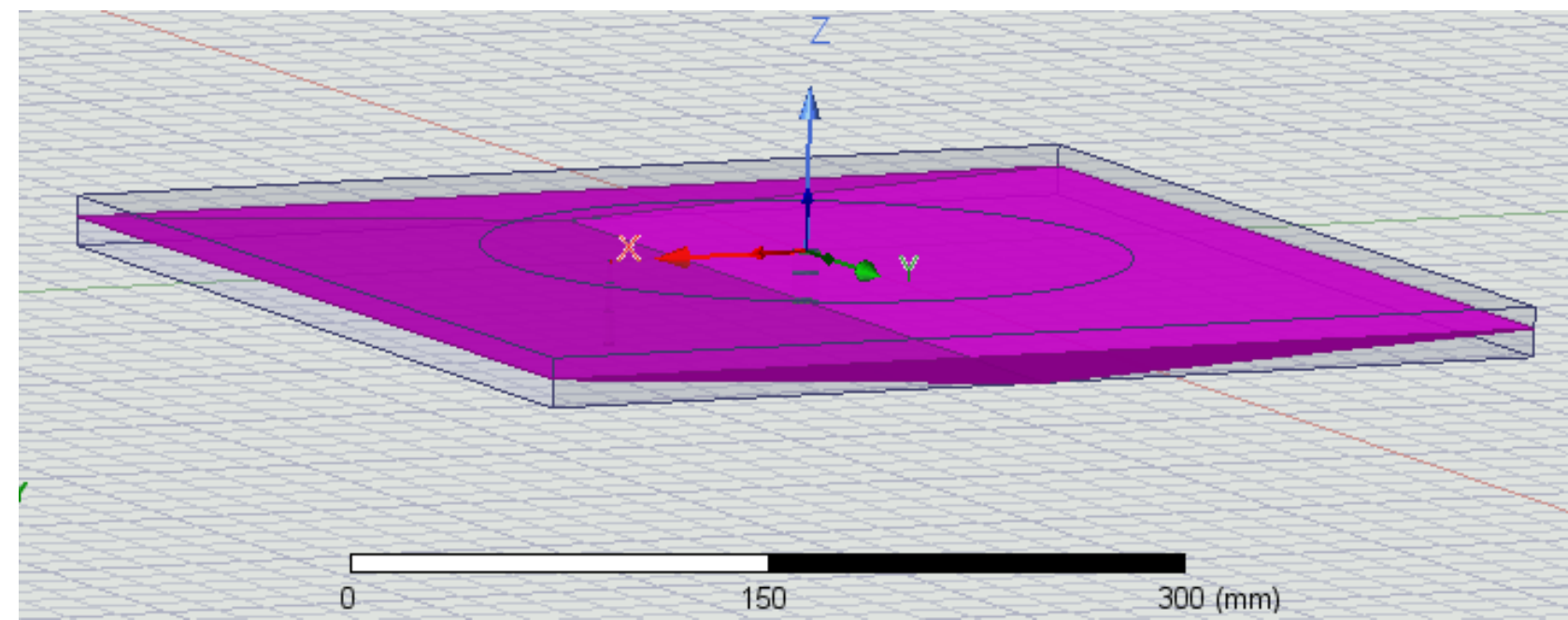


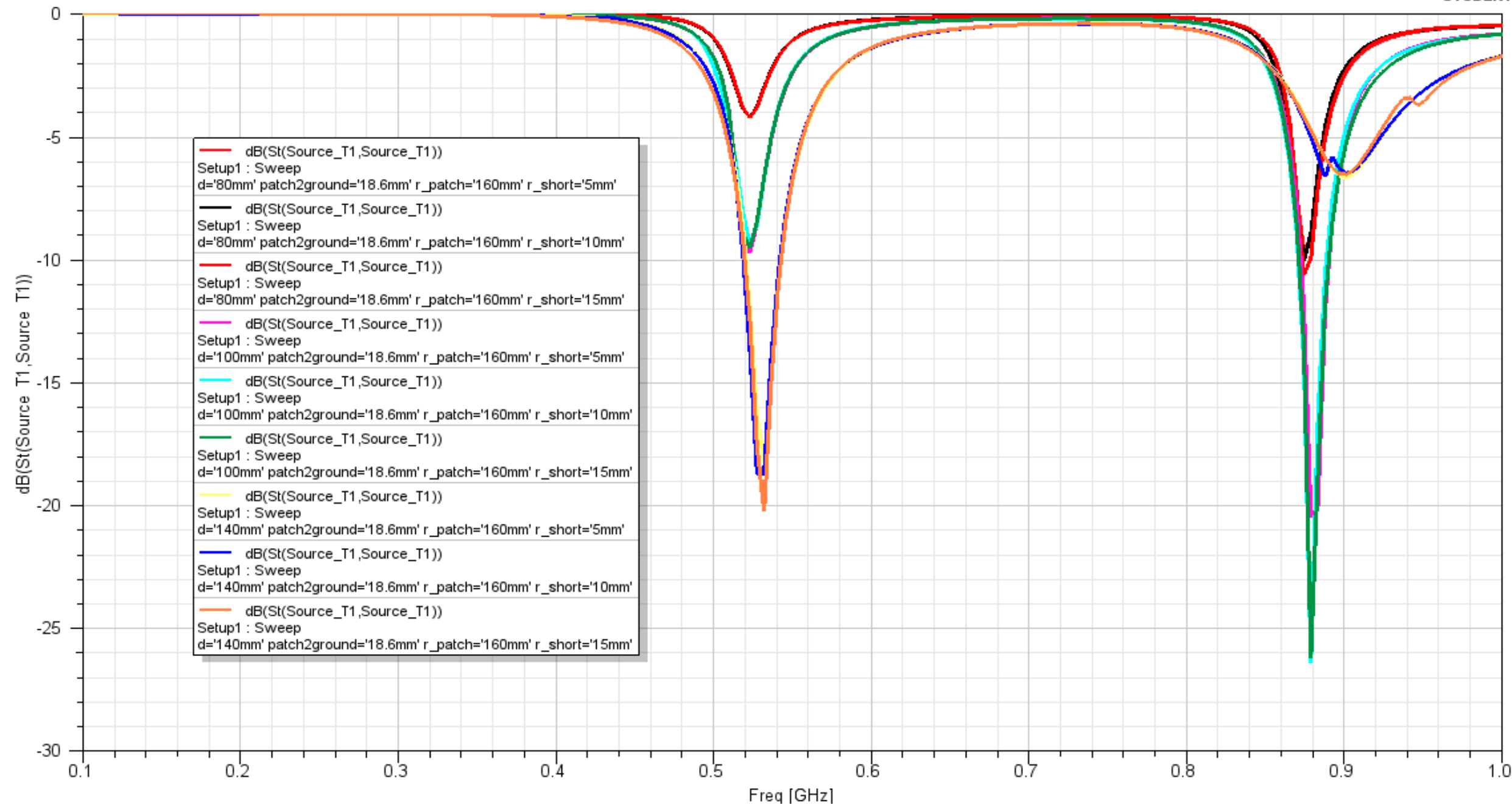
Paramétrico4: ground plane INCLINACIÓN DIEDRO CERRADO

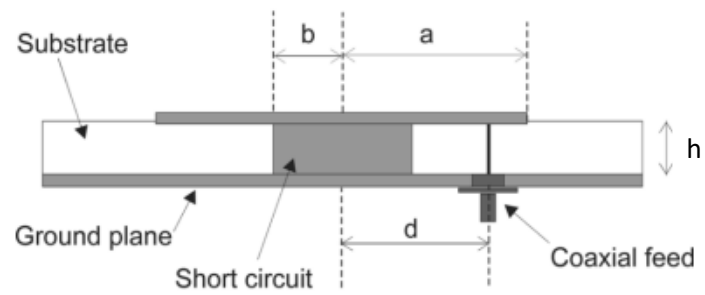


	(mm)
a	160
b	5, 10, 15
d	80, 100, 140
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 18.6mm

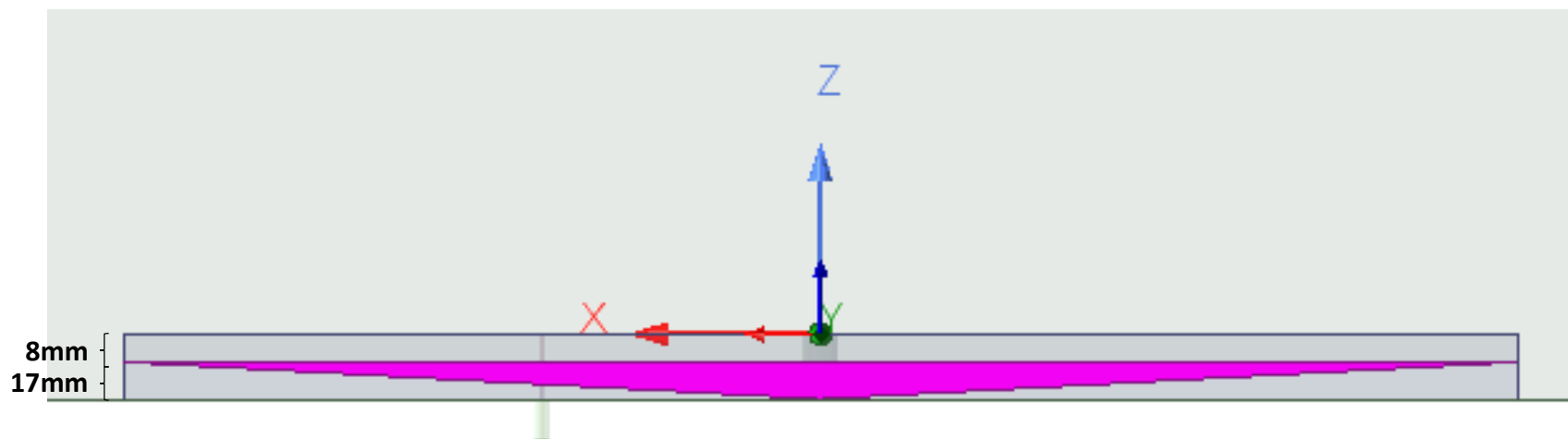
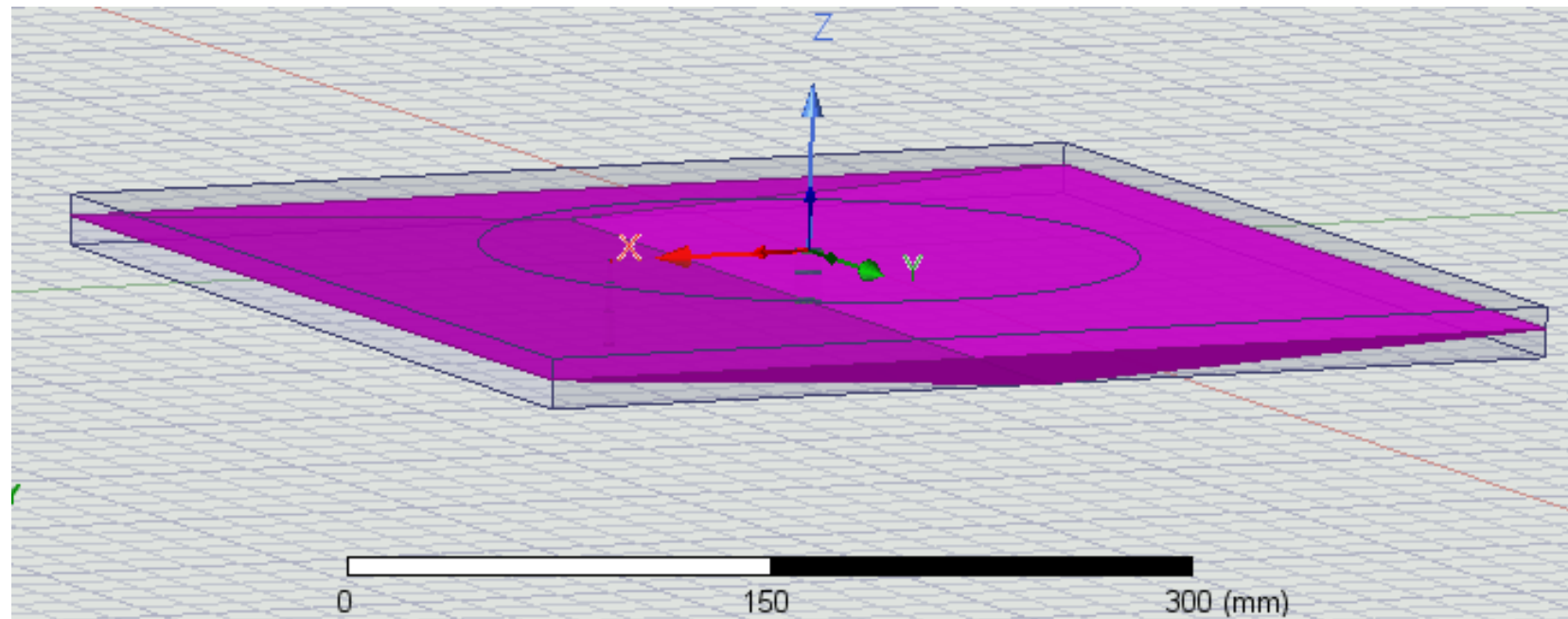






	(mm)
a	160
b	5, 10, 15
d	80, 100, 140
h	8mm + 17mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 25mm

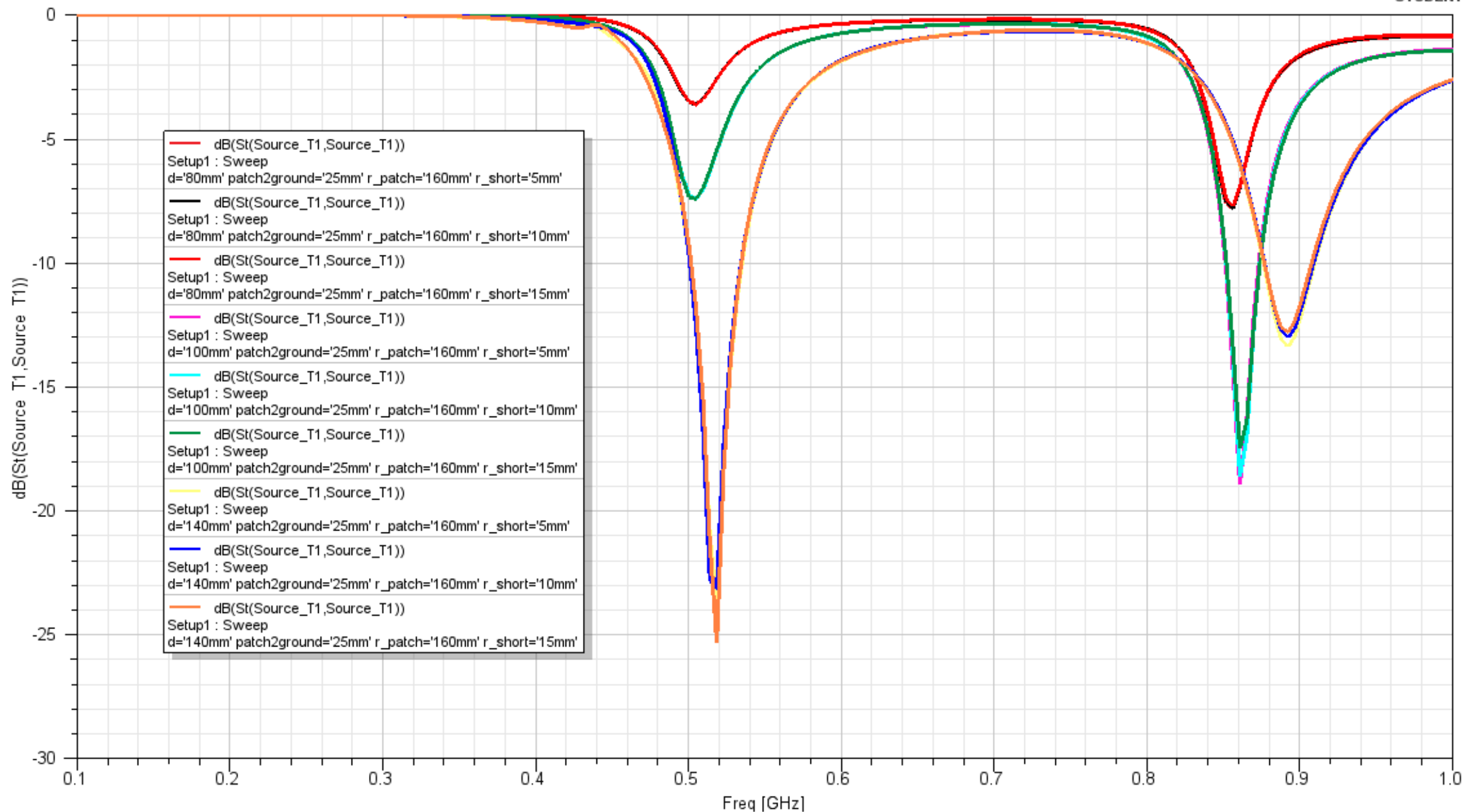


r_patch = 160mm

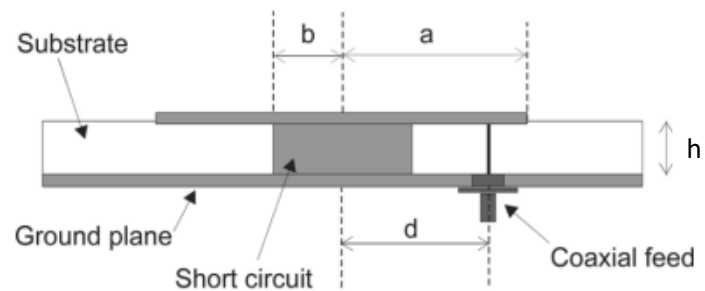
Ground plane DIEDRO CERRADO (r_parch=160mm) (8mm + 17mm))

design145MHz-435MHz

Ansys
2023 R2
STUDENT

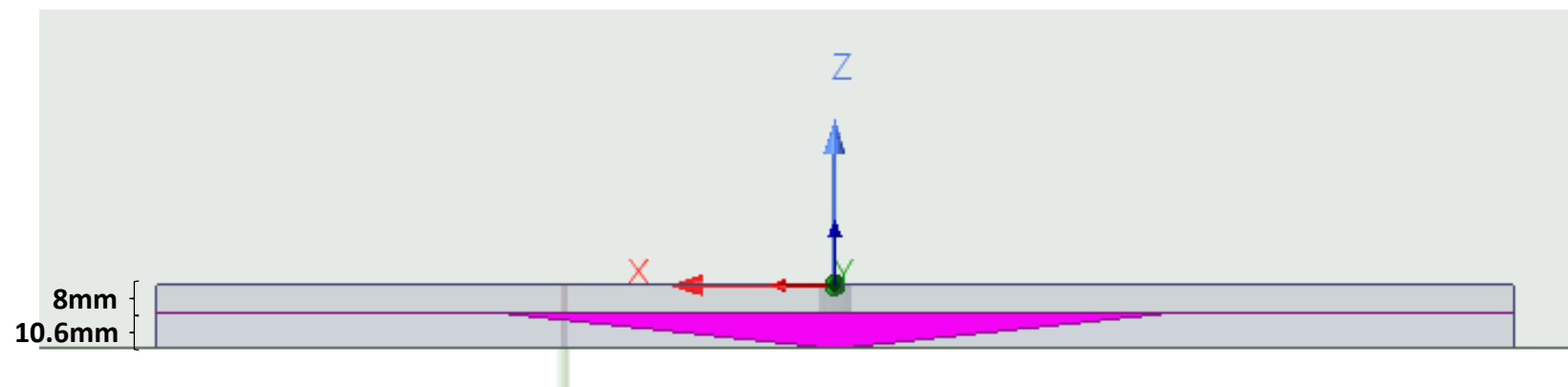
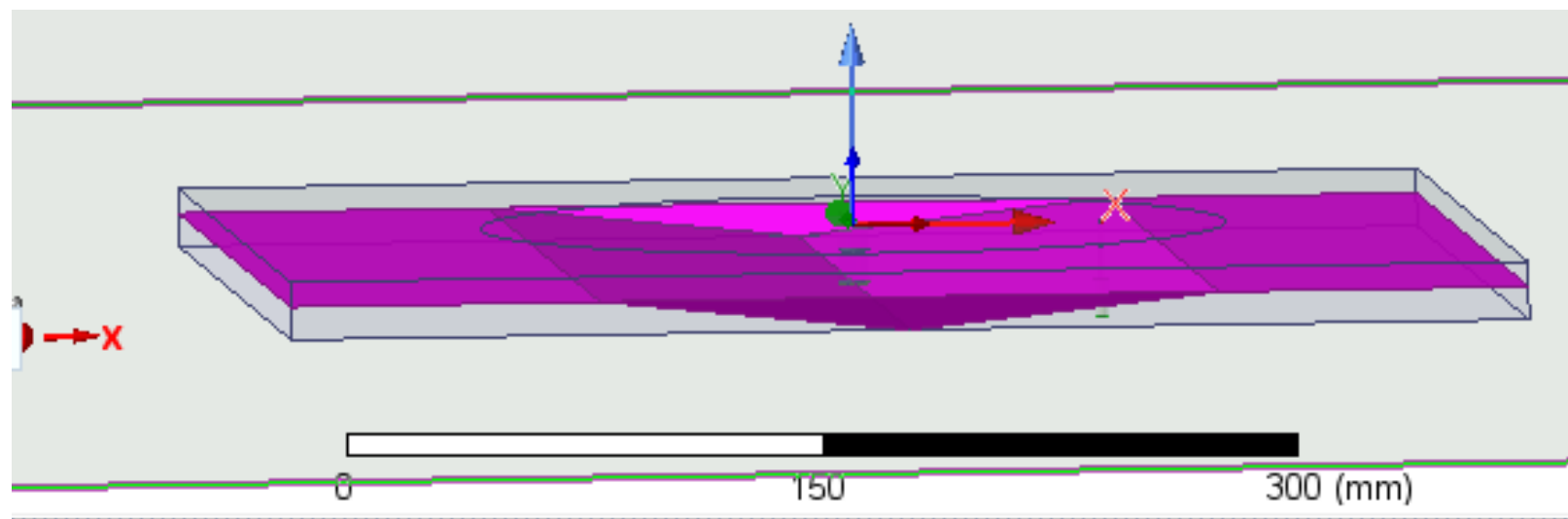


Paramétrico5: ground plane INCLINACIÓN DIEDRO MODIFICACIÓN CERRADO



	(mm)
a	160
b	5, 10, 15
d	80, 100, 140
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 18.6mm

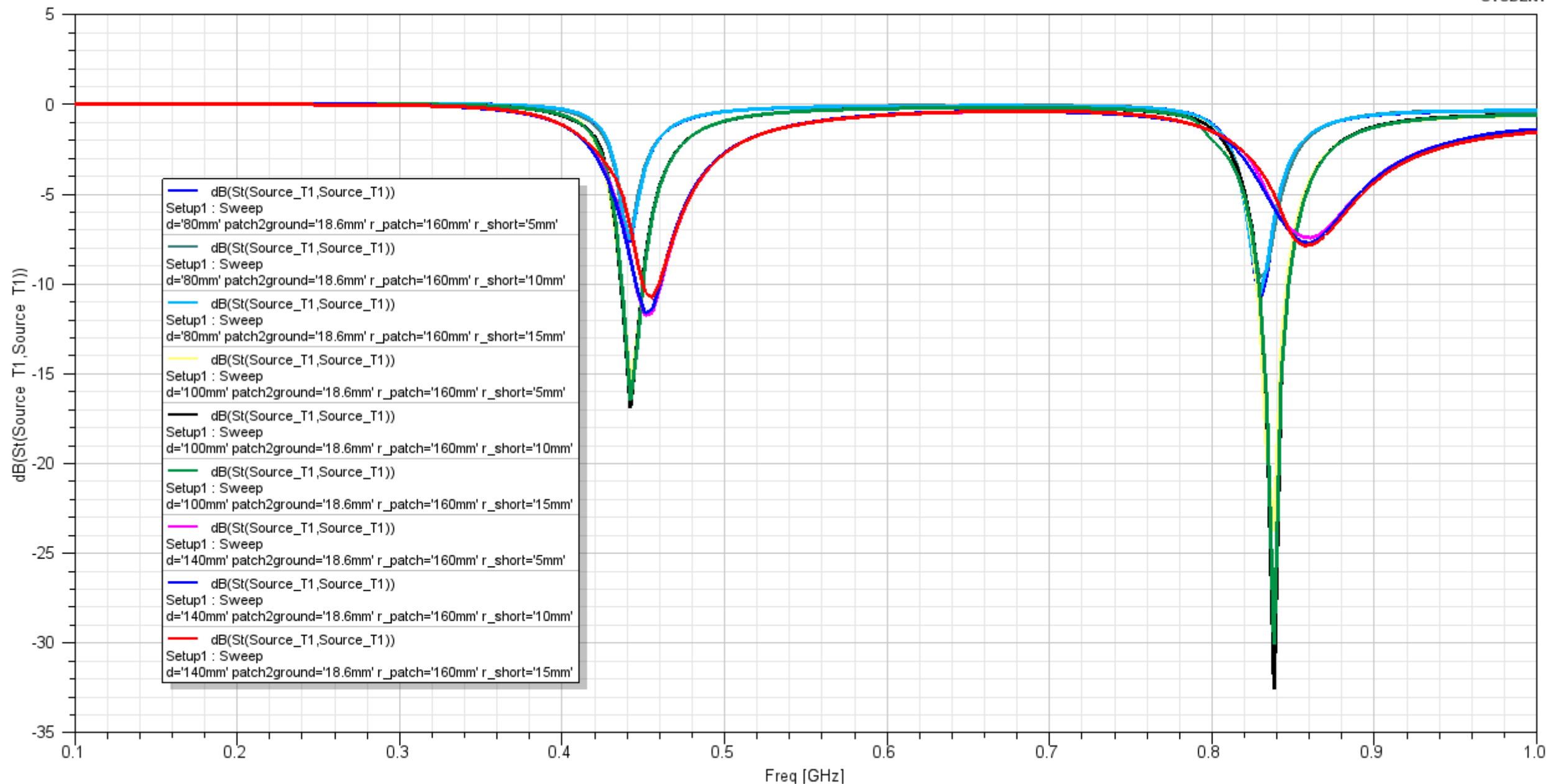


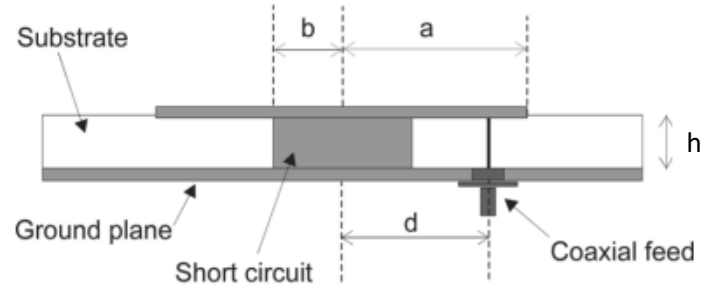
r_patch = 160mm

Ground plane DIEDRO MODIF CERRADO (r_patch=160mm) (8mm + 10.6mm)

design145MHz-435MHz

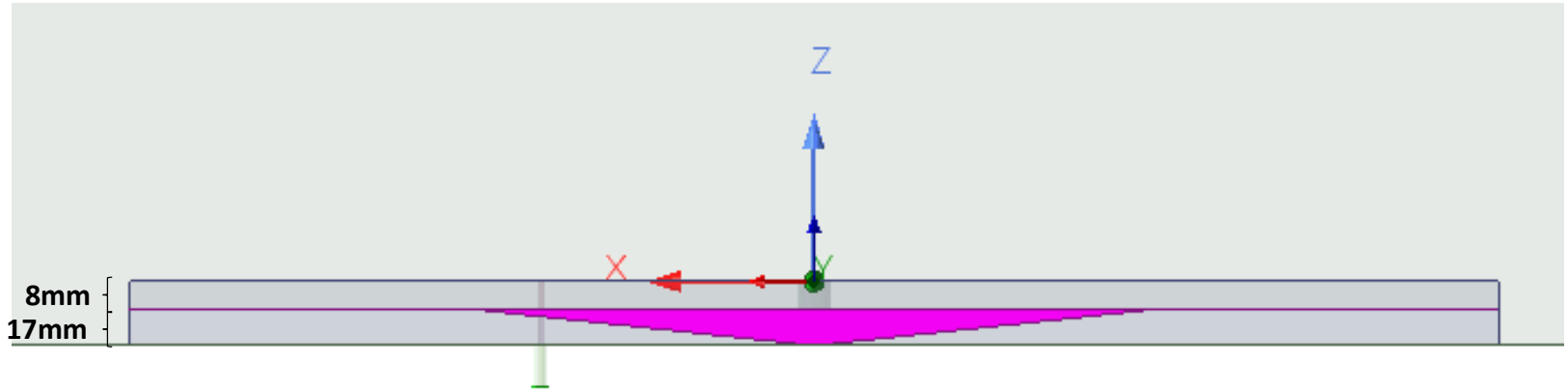
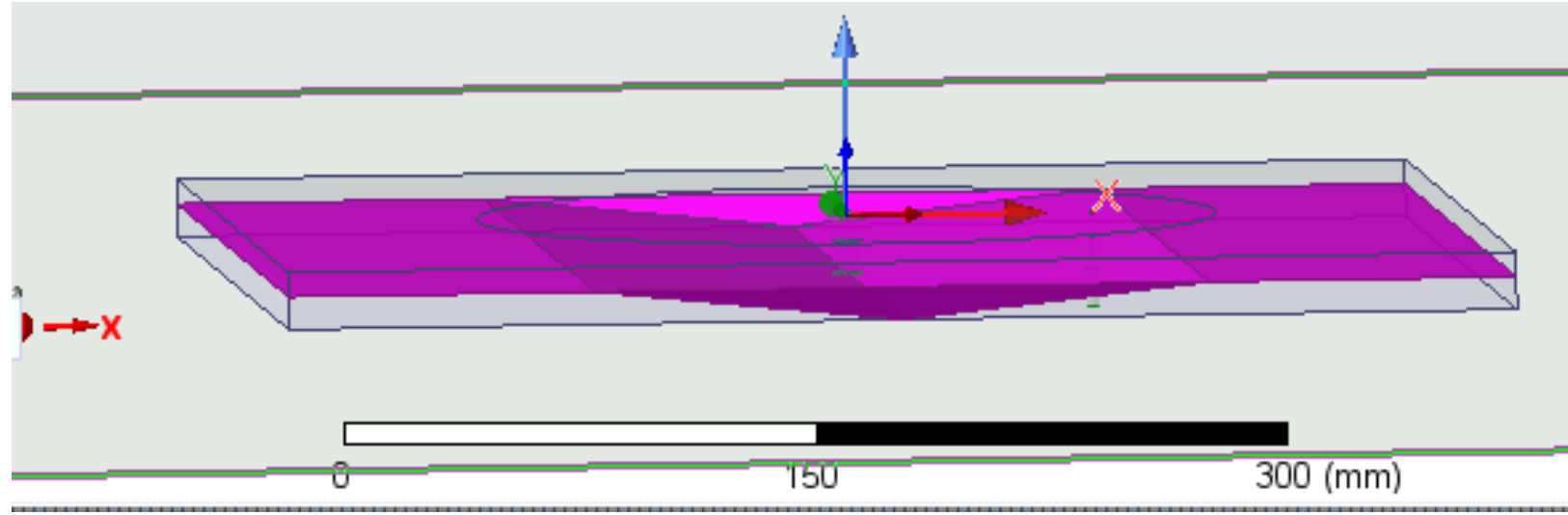
Ansys
2023 R2
STUDENT





	(mm)
a	160
b	5, 10, 15
d	80, 100, 140
h	8mm + 17mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 25mm

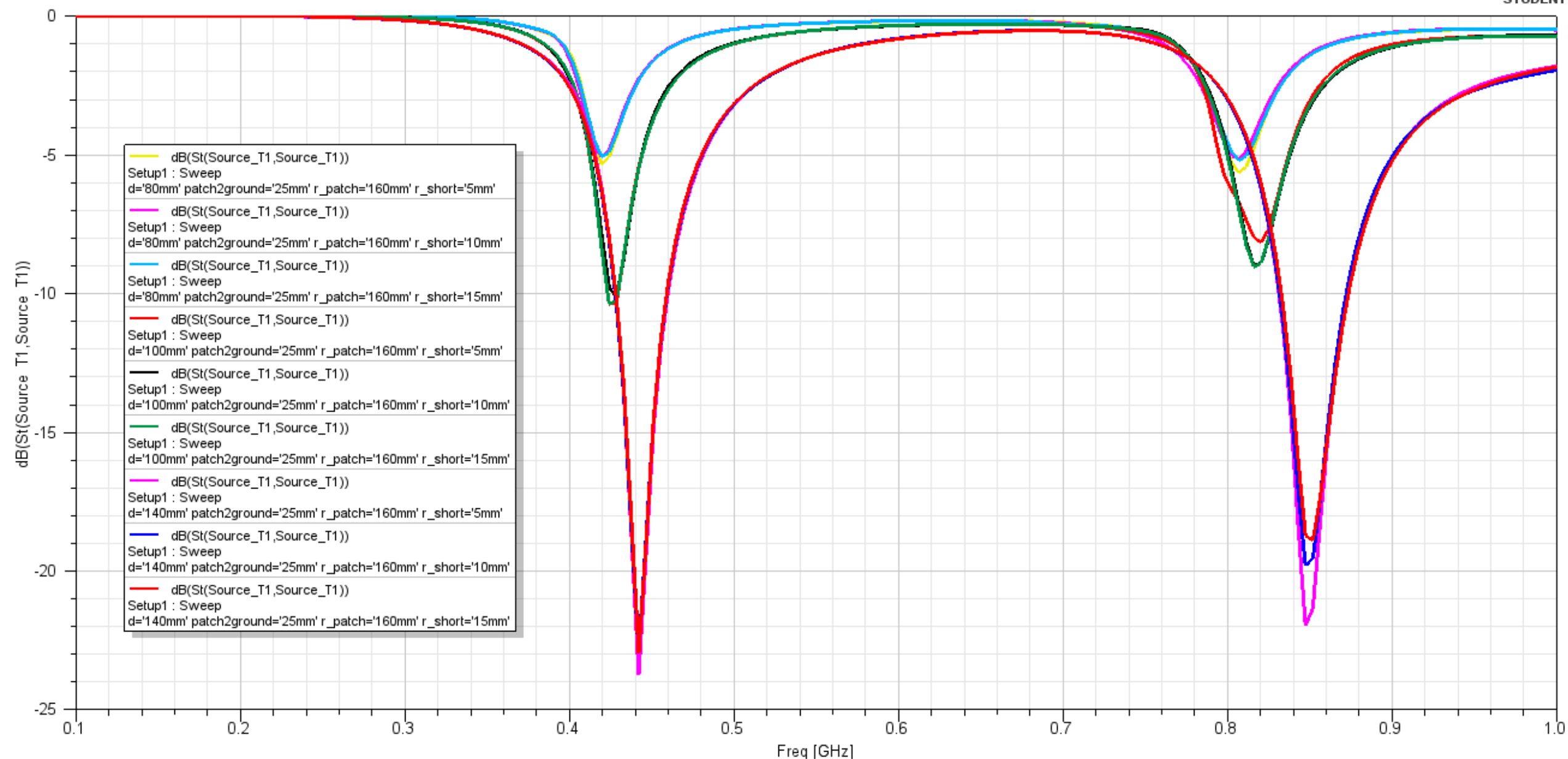


r_patch = 160mm

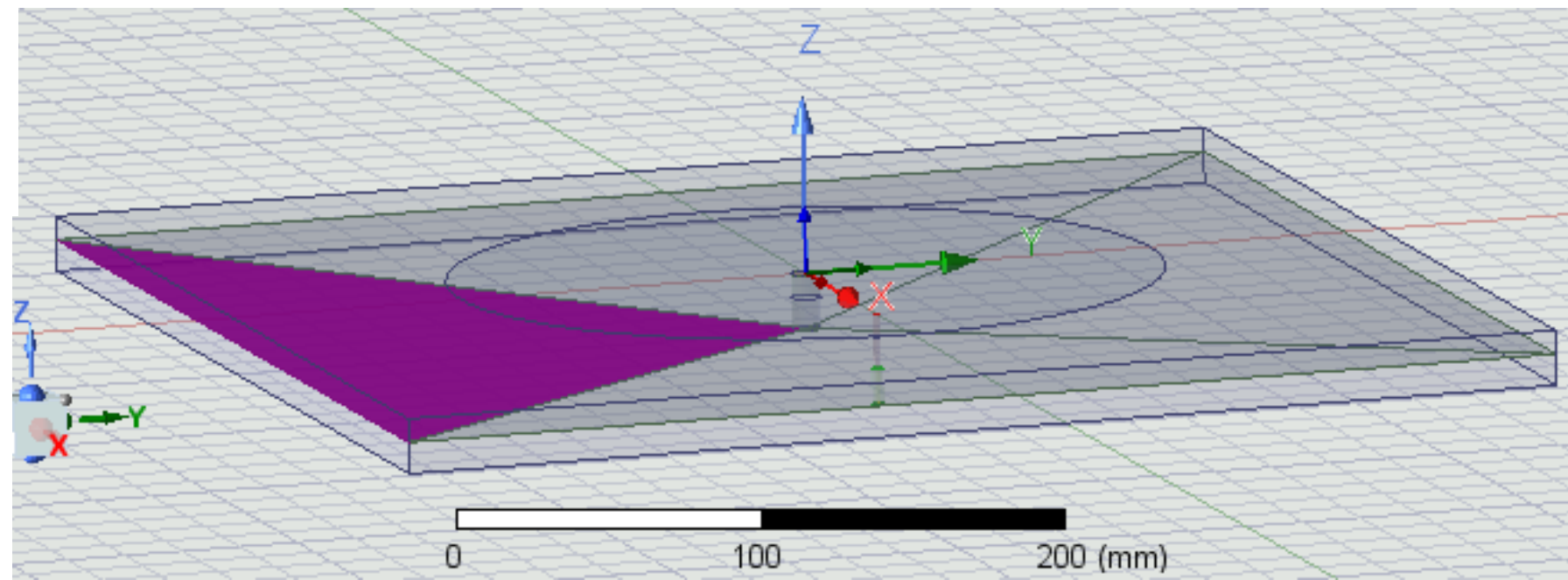
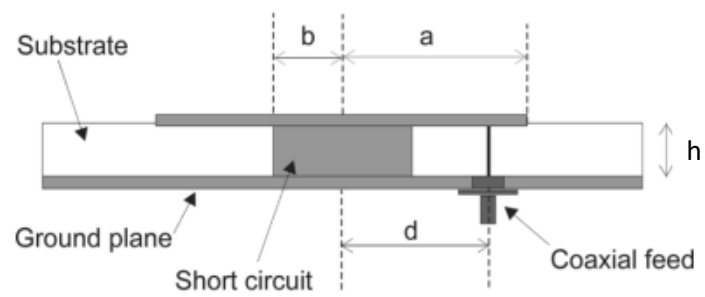
Ground plane DIEDRO MODIF CERRADO (r_patch=160mm) (8mm + 17mm)

design145MHz-435MHz

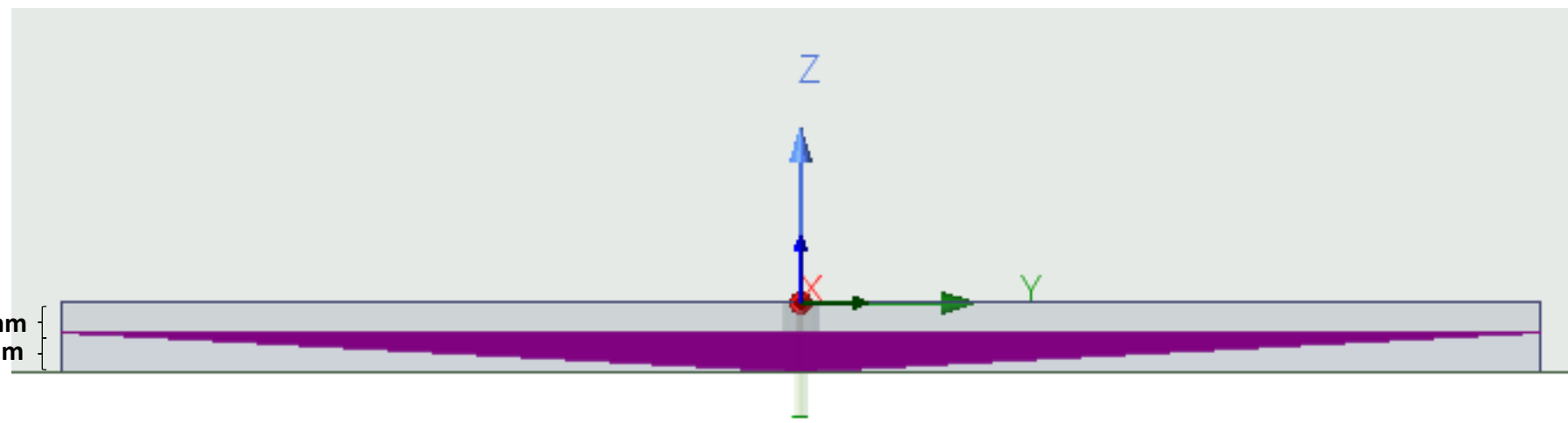
Ansys
2023 R2
STUDENT



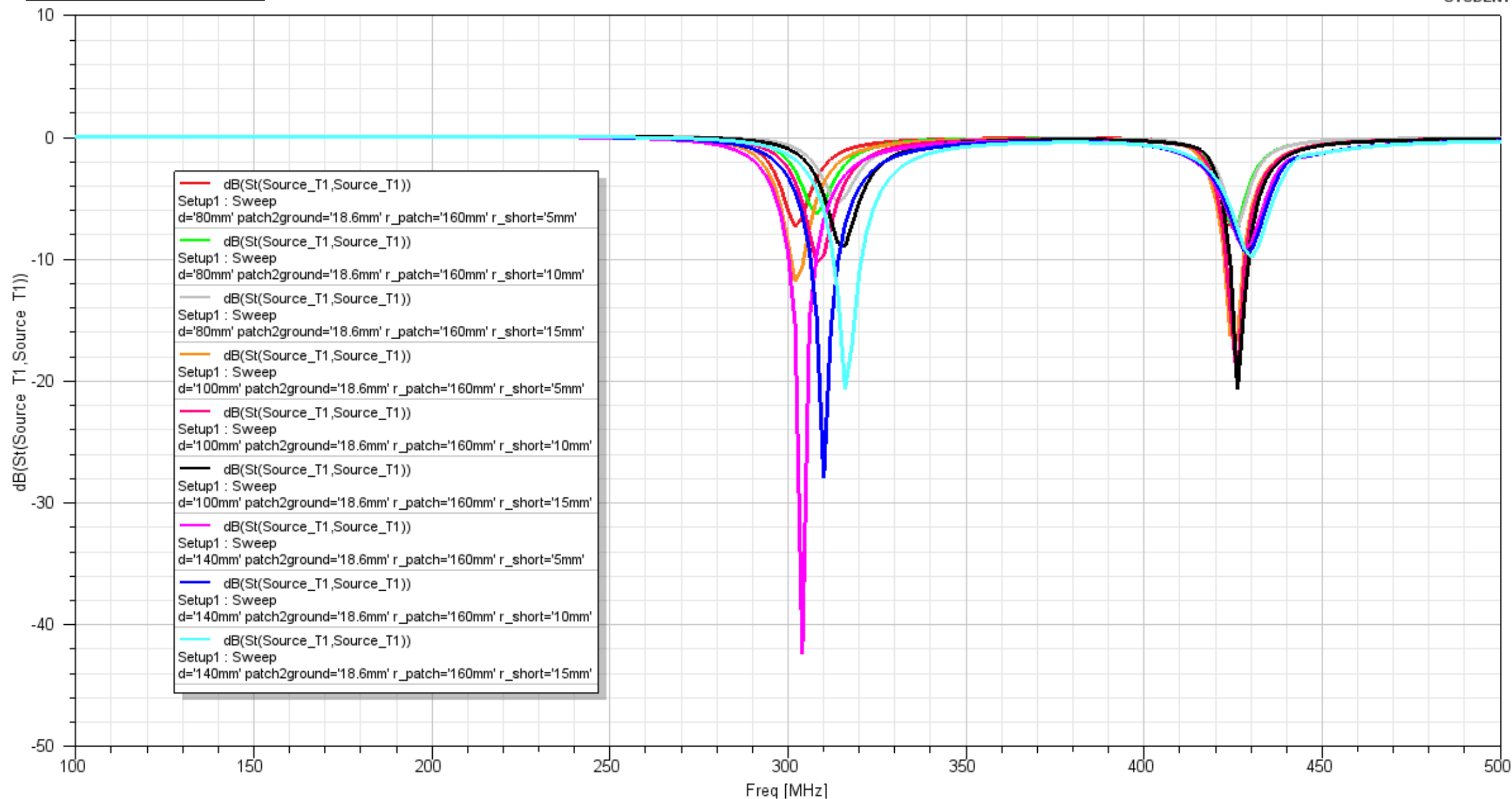
Paramétrico6: ground plane INCLINACIÓN PIRÁMIDE

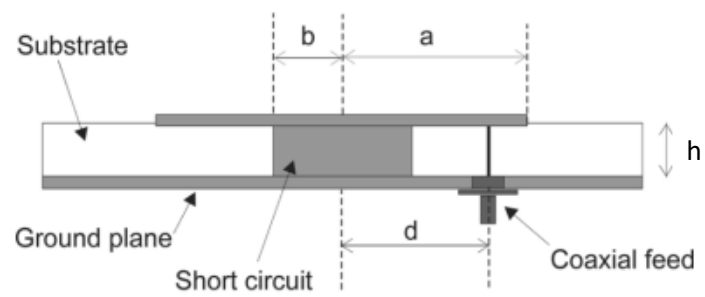


	(mm)
a	160
b	5, 10, 15
d	80, 100, 140
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)



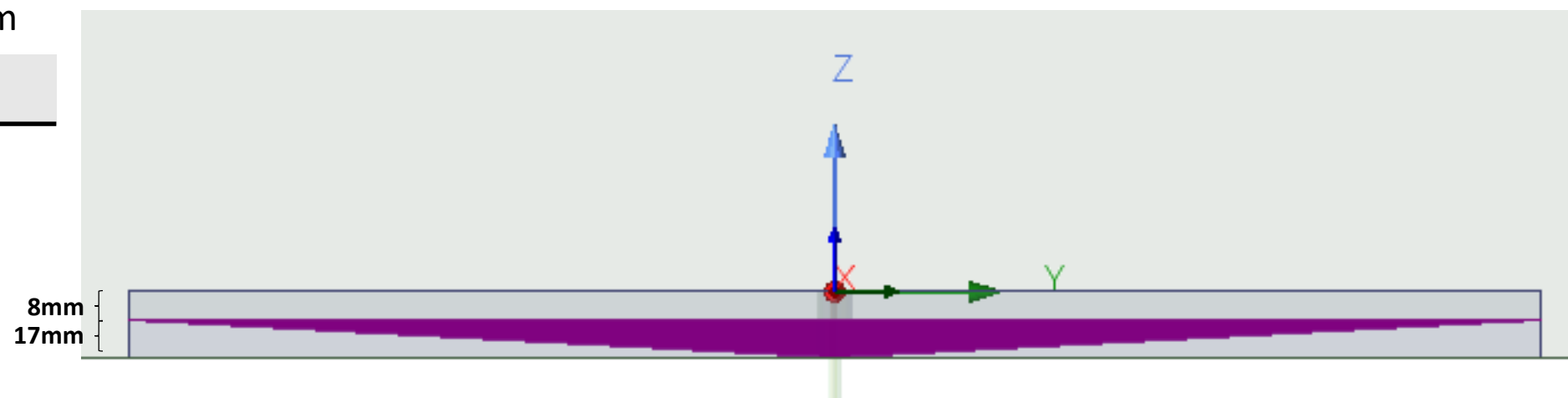
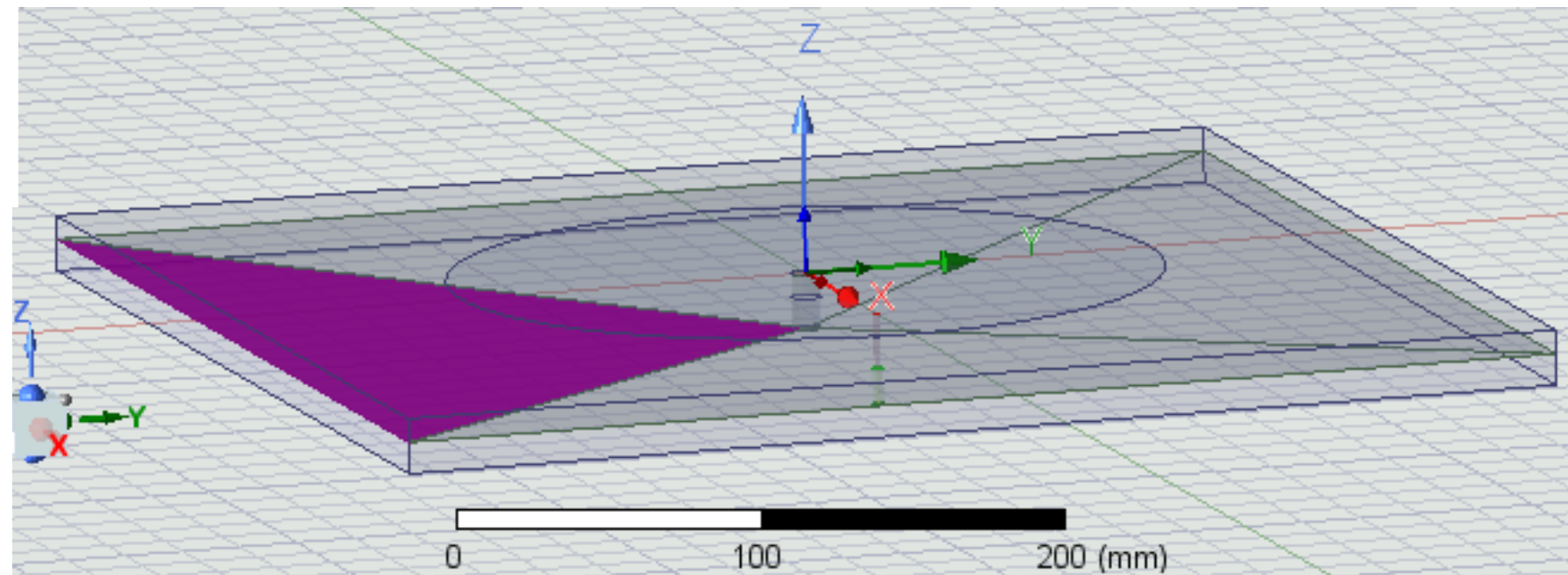
h + inclinación = 18.6mm

r_patch = 160mm



	(mm)
a	160
b	5, 10, 15
d	80, 100, 140
h	8mm + 17mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 25mm

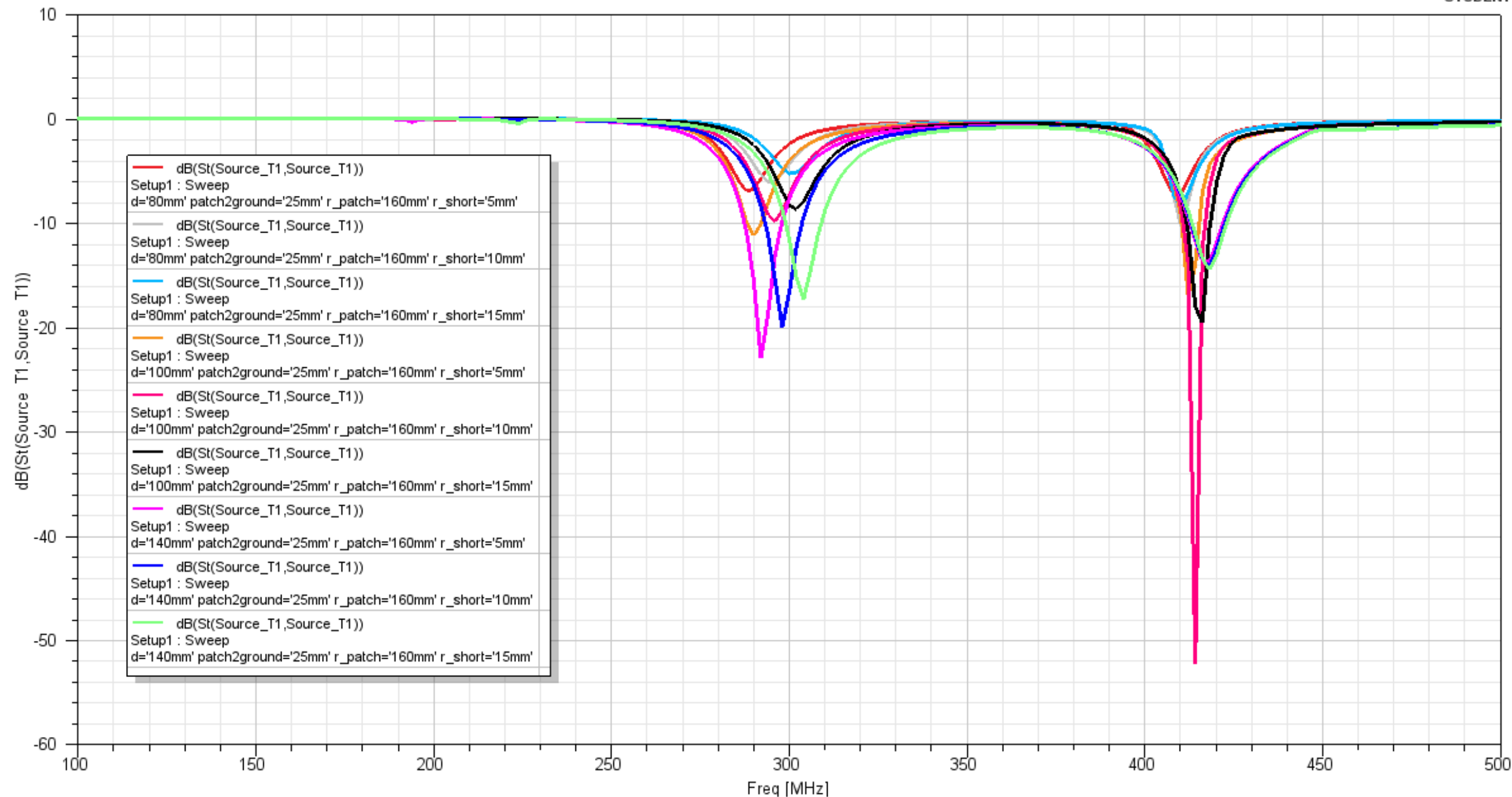


r_patch = 160mm

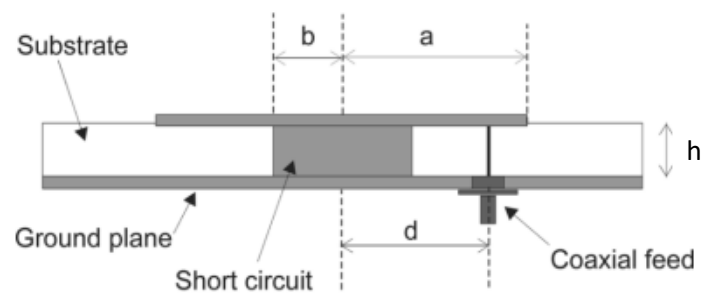
Ground plane pirámide (r_patch=160mm) (8mm + 17mm)

design145MHz-435MHz

Ansys
2023 R2
STUDENT

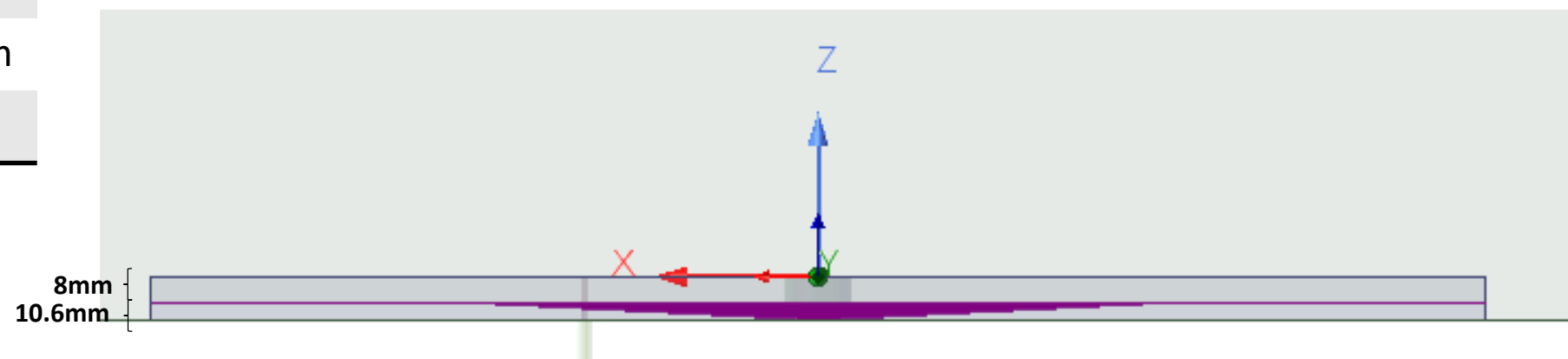
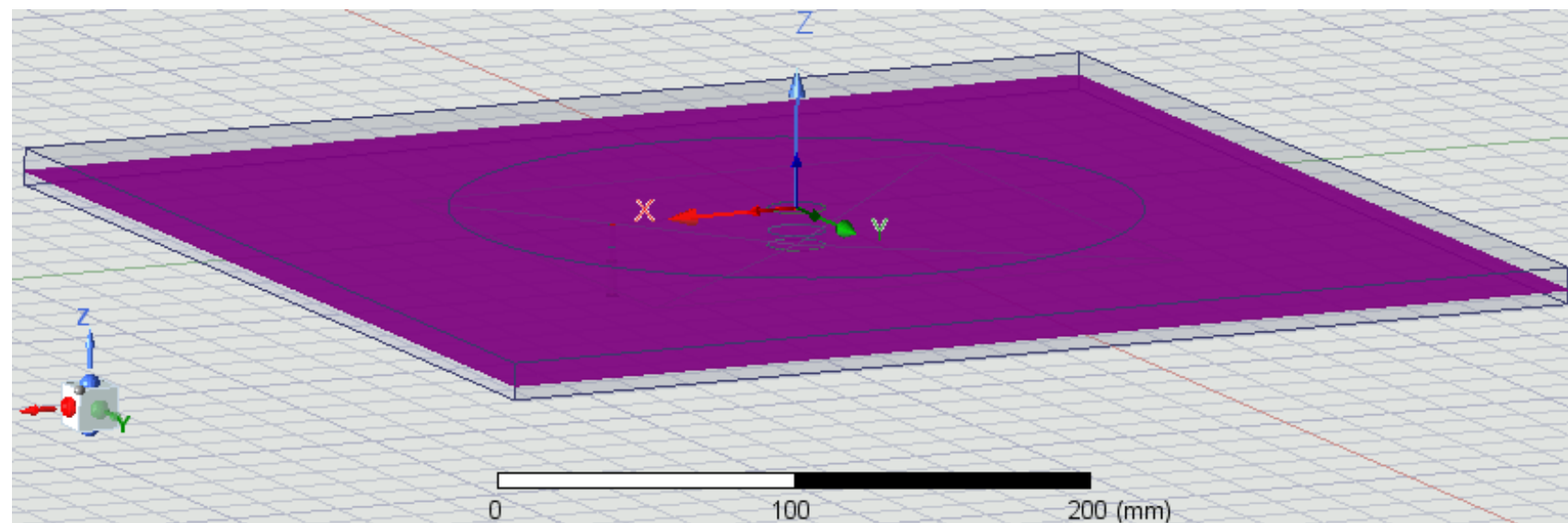


Paramétrico7: ground plane INCLINACIÓN PIRÁMIDE MODIFICACIÓN



	(mm)
a	160
b	5, 10, 15
d	80, 100, 140
h	8mm + 10.6mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 18.6mm

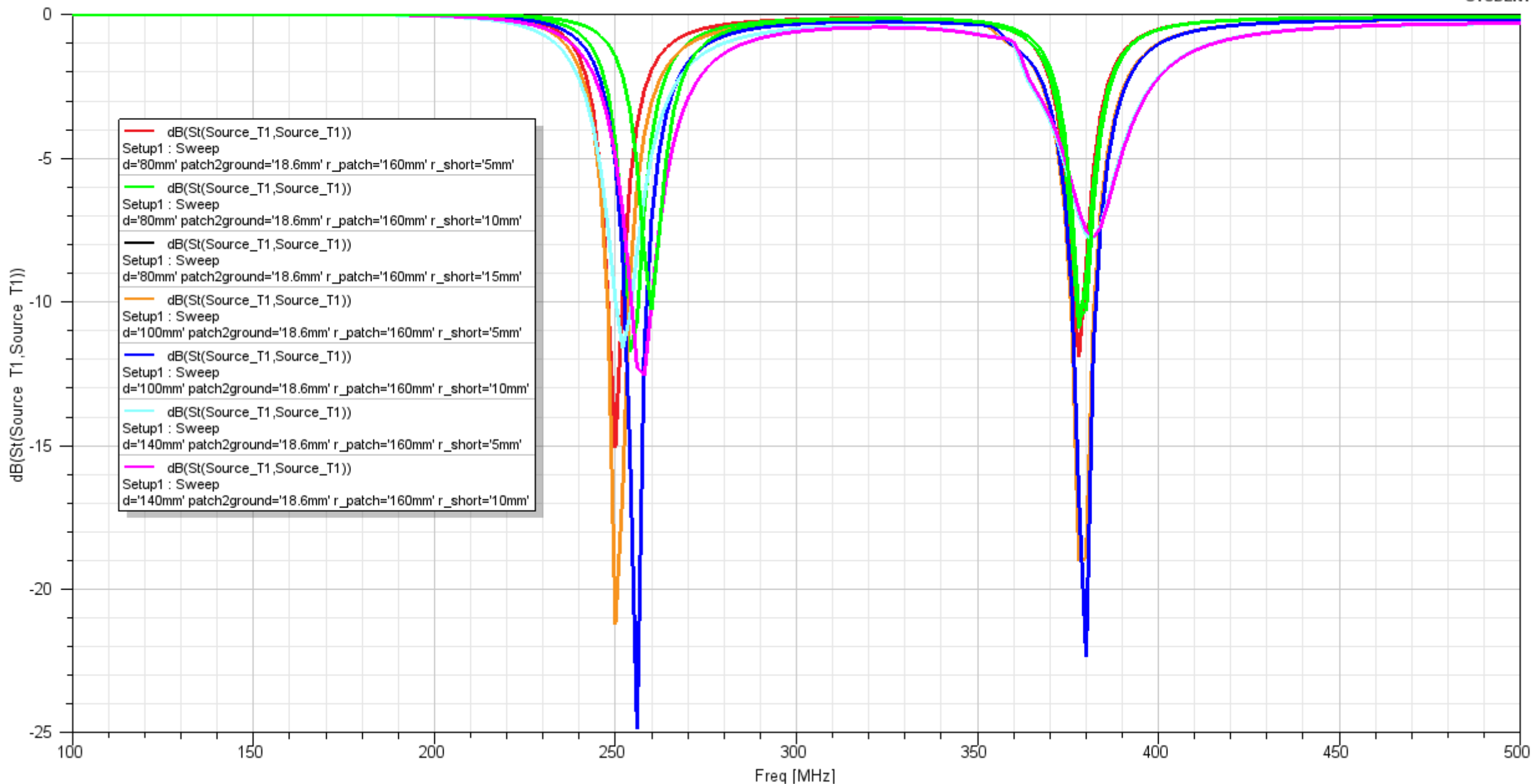


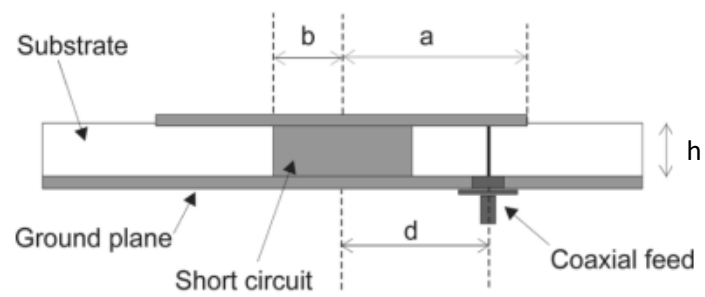
r_patch = 160mm

Ground plane pirámide modificación (r_patch=160mm) (8 + 10.6mm)

design145MHz-435MHz

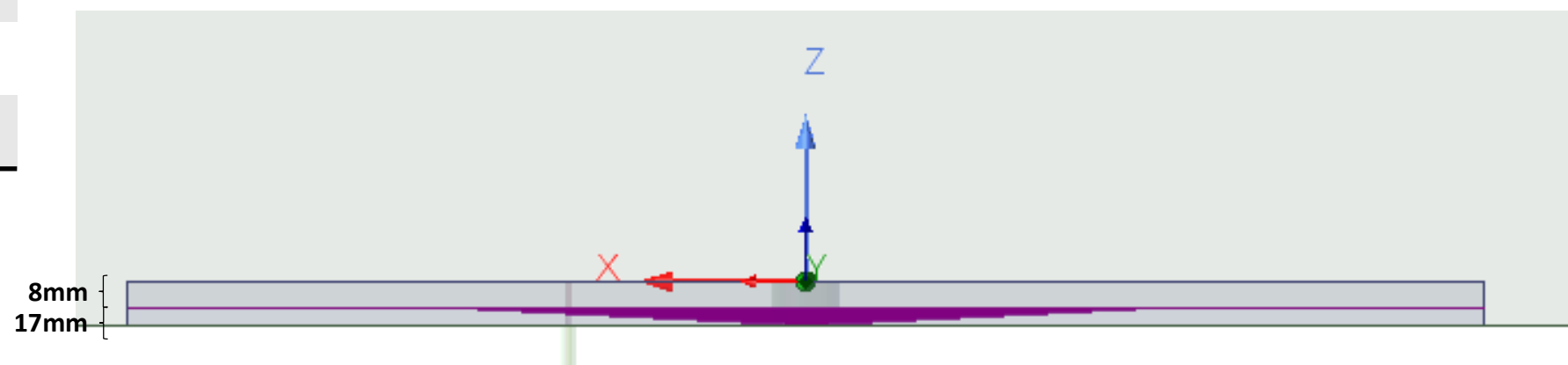
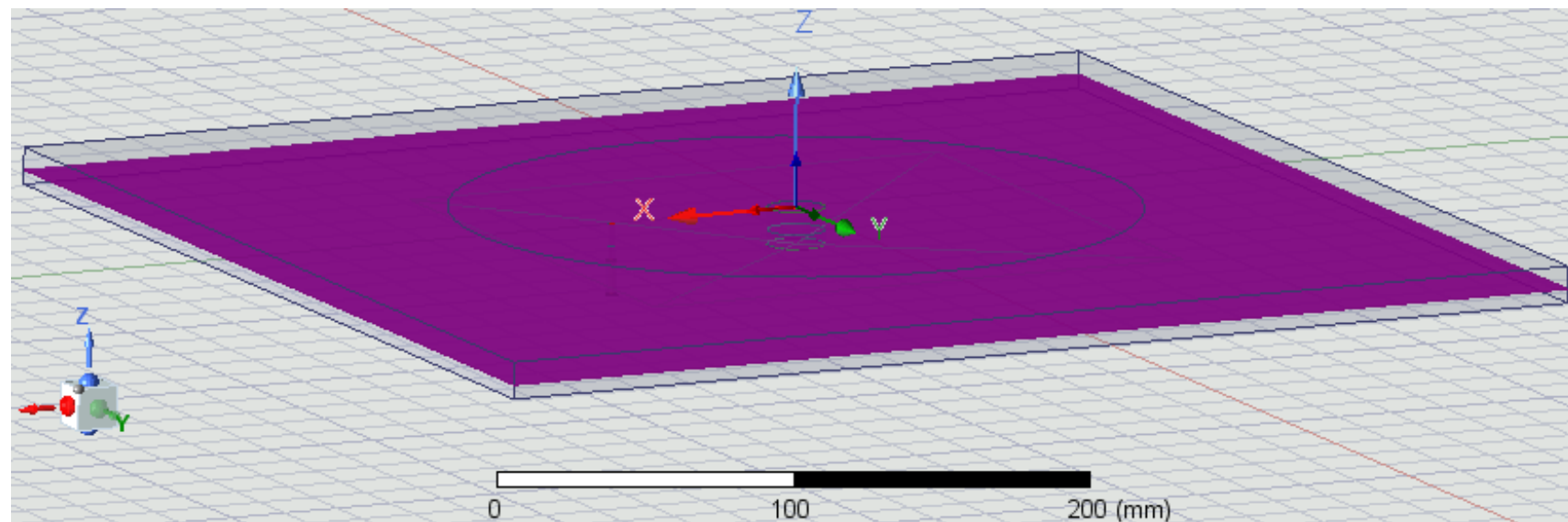
Ansys
2023 R2
STUDENT





	(mm)
a	160
b	5, 10, 15
d	80, 100, 140
h	8mm + 17mm
ϵ	2.7 (PVC)

h + inclinación = 25mm

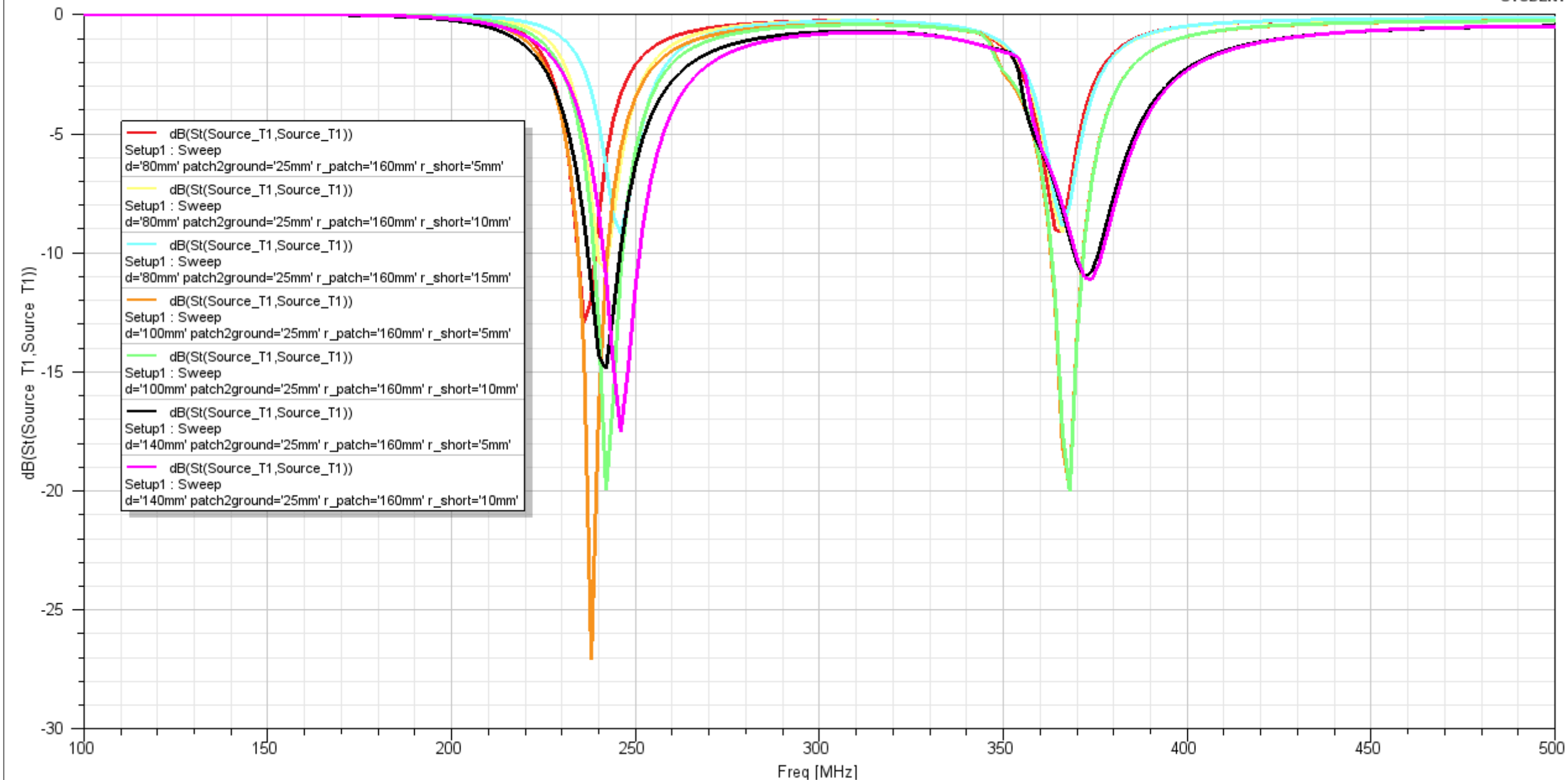


r_patch = 160mm

Ground plane pirámide modificación (r_patch=160mm) (8 + 17mm)

design145MHz-435MHz

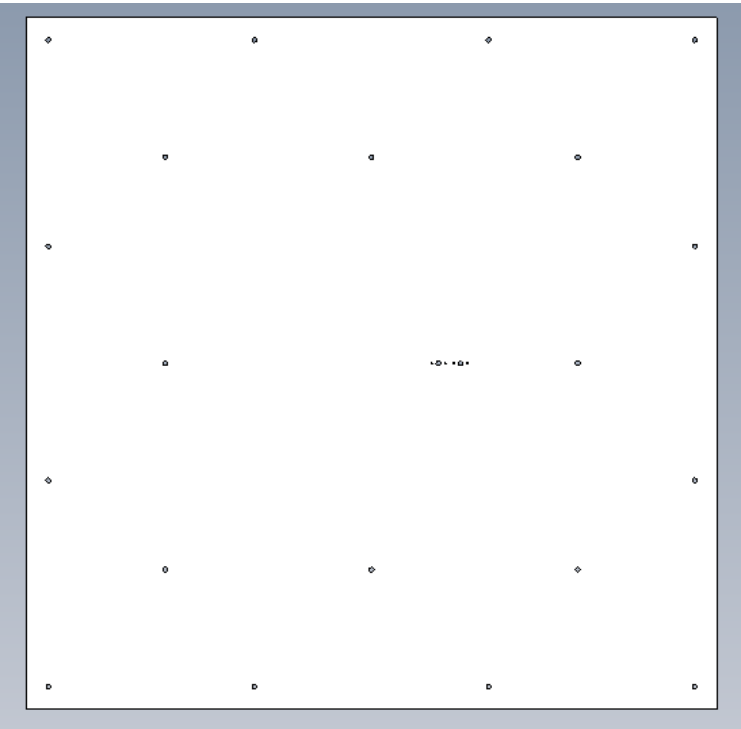
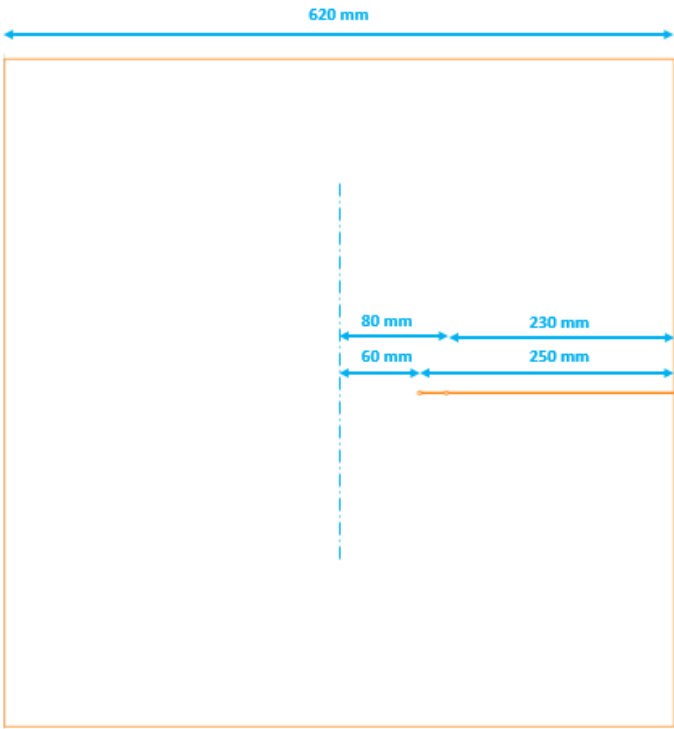
Ansys
2023 R2
STUDENT



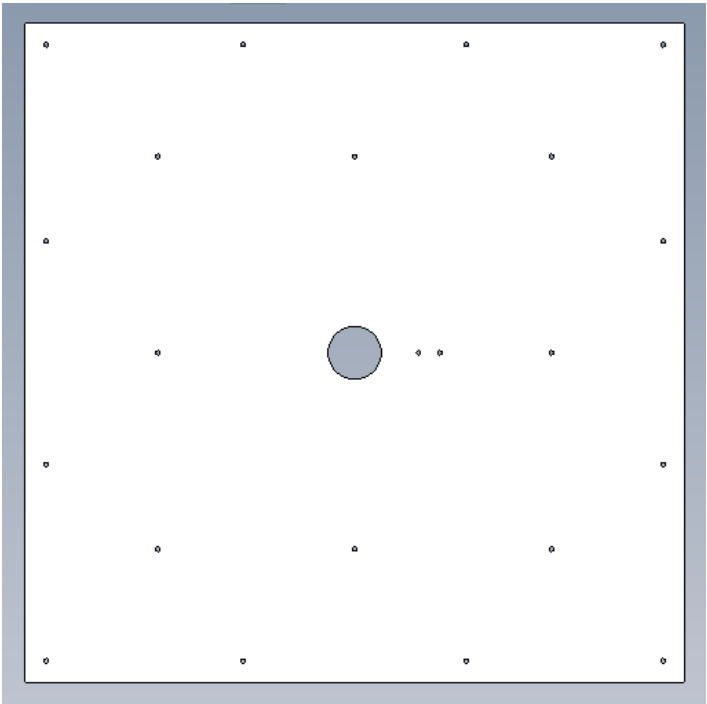
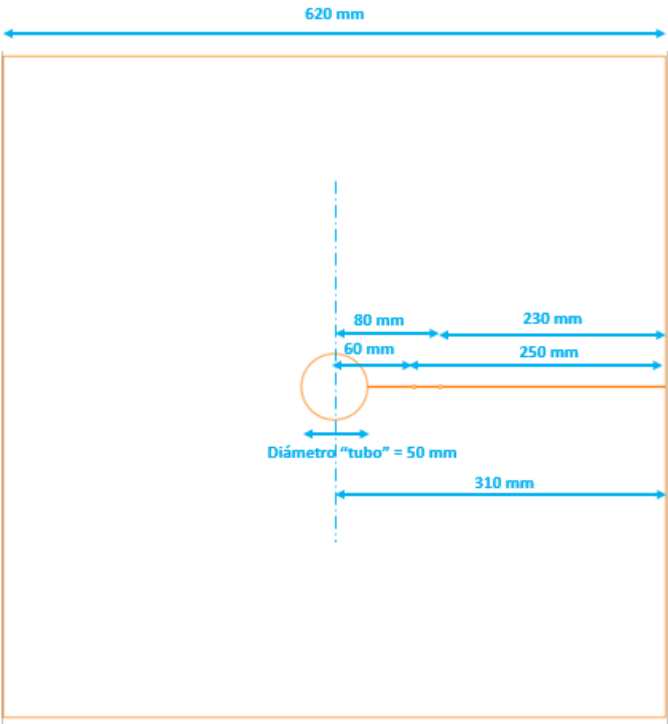
ANEXO 3: Comparativa de masas en función del material del sustrato inferior (PVC => 0.6 g/cm3)		
Sustrato inferior PVC 15mm	Sustrato inferior PVC 20mm	Sustrato inferior FOAM 20mm
MASA PLACA ALUMINIO (plano de masa) Grosor 1 mm => (50cm x 50cm x 0.15cm) x 2.7 g/cm3 = 1013 g	MASA PLACA ALUMINIO (plano de masa) Grosor 1 mm => (50cm x 50cm x 0.15cm) x 2.7 g/cm3 = 1013 g	MASA PLACA ALUMINIO (plano de masa) Grosor 1 mm => (62cm x 62cm x 0.15cm) x 2.7 g/cm3 = 1557 g
MASA PLACA SUSTRATO PVC Grosor 15 mm => 0.6 g/cm3 x 3750 cm3 = 2250 g	MASA PLACA SUSTRATO PVC Grosor 20 mm => 0.6 g/cm3 x 5000 cm3 = 3000 g	MASA PLACA SUSTRATO FOAM Grosor 20 mm => 0.02 g/cm3 x 7688 cm3 = 154 g
MASA PLACAS KAPTON (parche infer) ~~~	MASA PLACA KAPTON (parche infer) ~~~	MASA PLACA KAPTON (parche infer) ~~~
MASA PLACA FOAM Grosor 10 mm => (40cm x 40cm x 1cm) x 0.02 g/cm3 = 32 g	MASA PLACA FOAM Grosor 10 mm => (40cm x 40cm x 1cm) x 0.02 g/cm3 = 32 g	MASA PLACA FOAM Grosor 10 mm => (40cm x 40cm x 1cm) x 0.02 g/cm3 = 32 g
MASA PLACA KAPTON (parche super) ~~~	MASA PLACA KAPTON (parche super) ~~~	MASA PLACA KAPTON (parche super) ~~~
TOTAL Grosor 26.5 mm => 3295 g	TOTAL Grosor 31.5 mm => 4045 g	TOTAL Grosor 31.5 mm => 1743 g

ANEXO 4: Planos 2D de la antena.

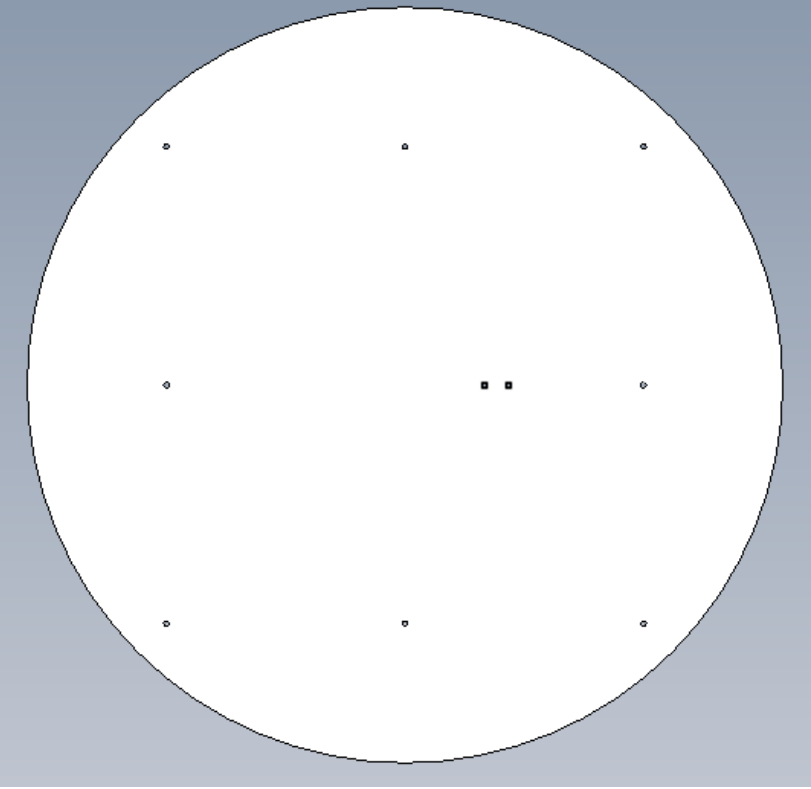
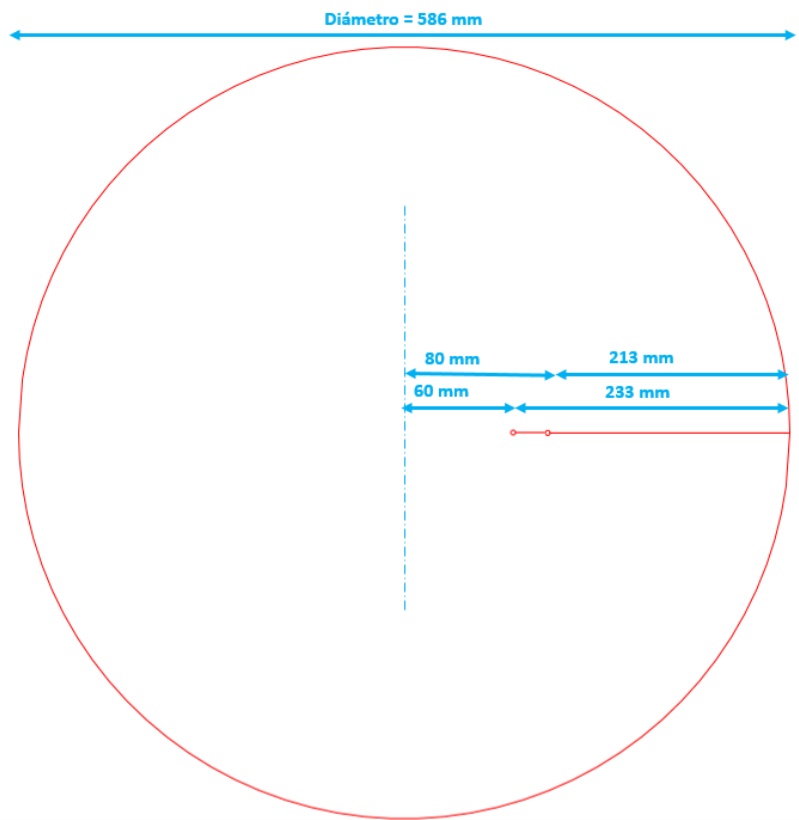
Capa	Material	Permitividad	Grosor (mm)
1	Aluminio	~1	1.5 mm



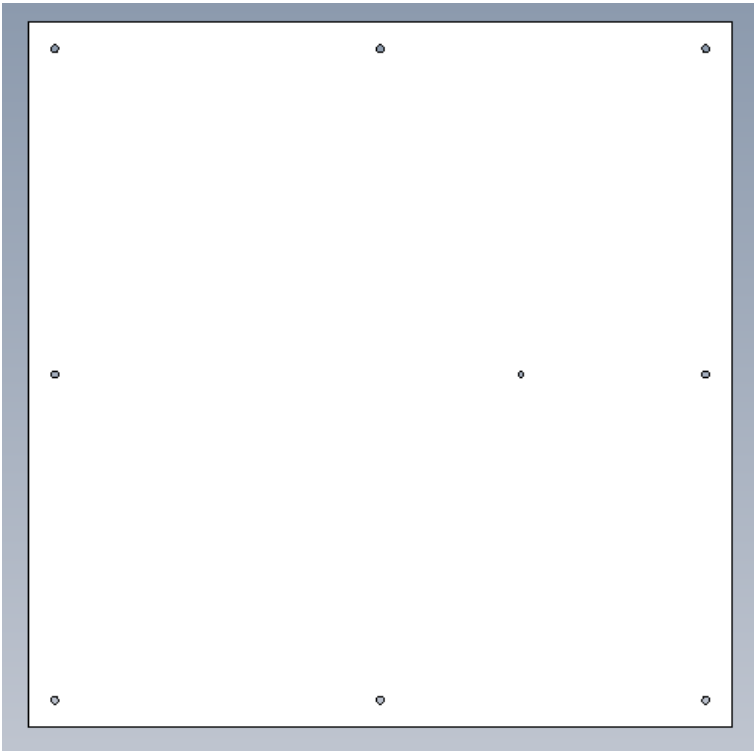
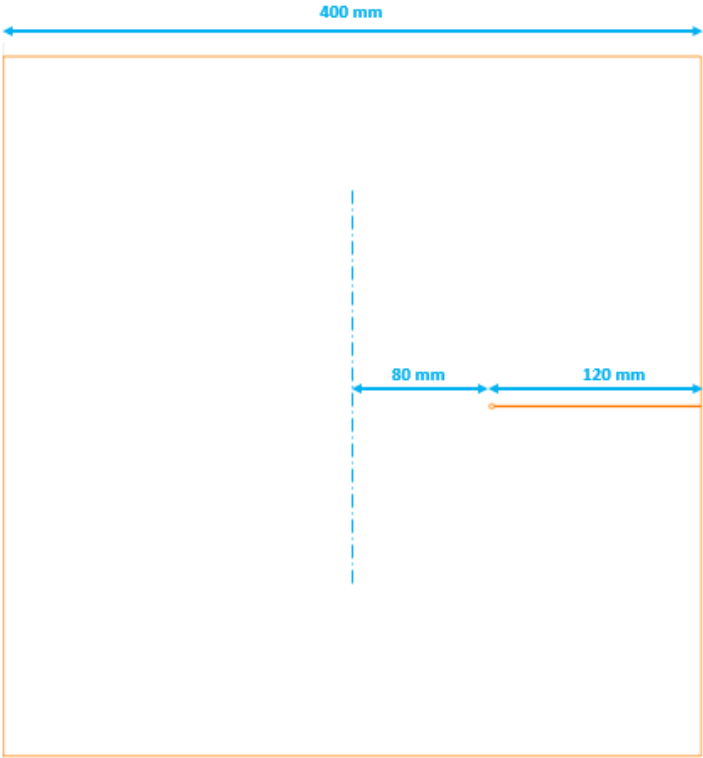
Capa	Material	Permitividad	Grosor (mm)
2	Foam	1.1	20 mm



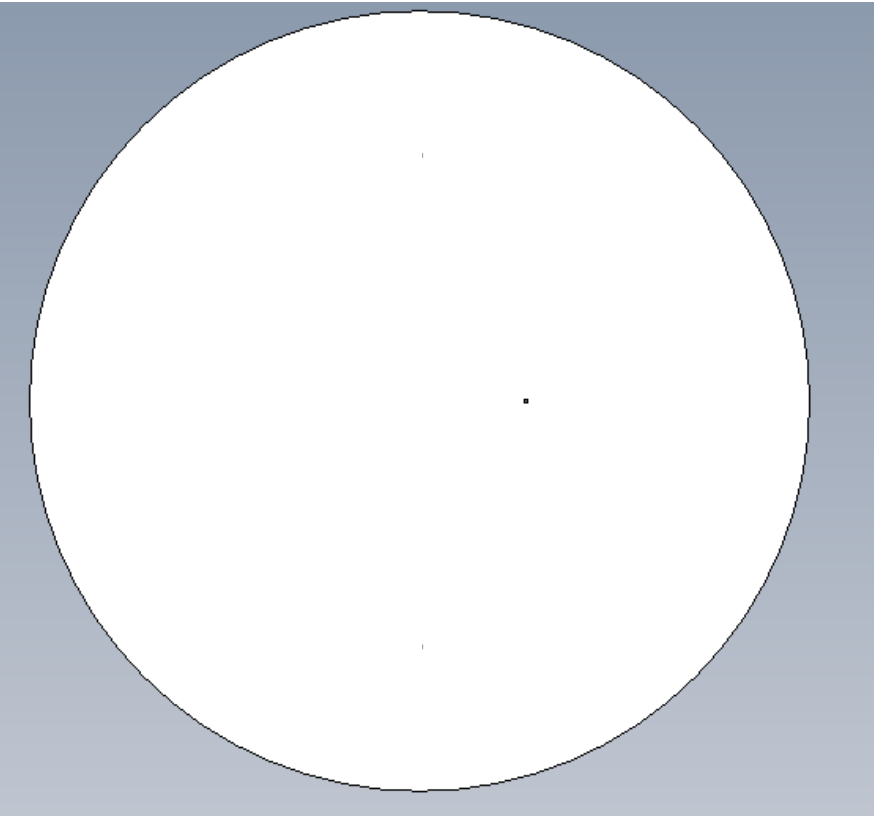
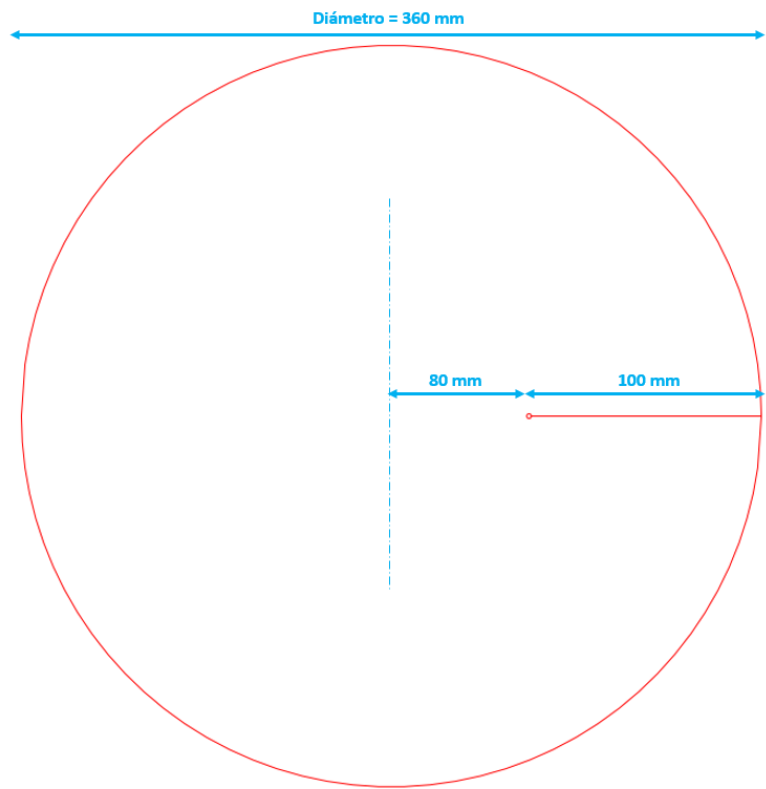
Capa	Material	Permitividad	Grosor (mm)
3	Lámina de cobre	~1	35 μm



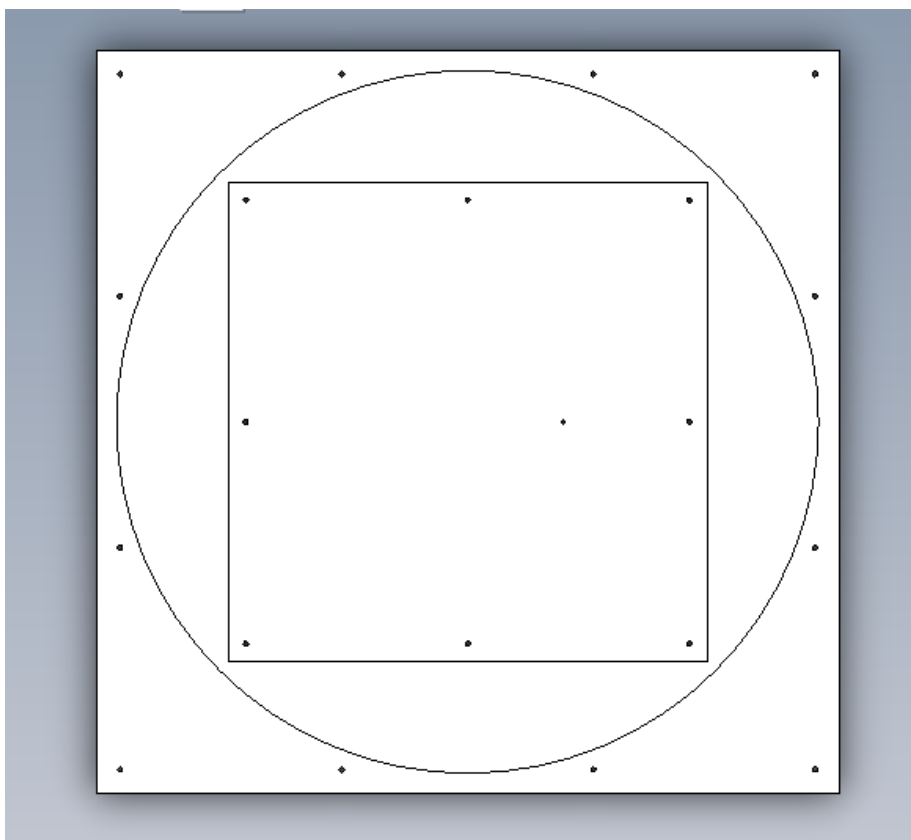
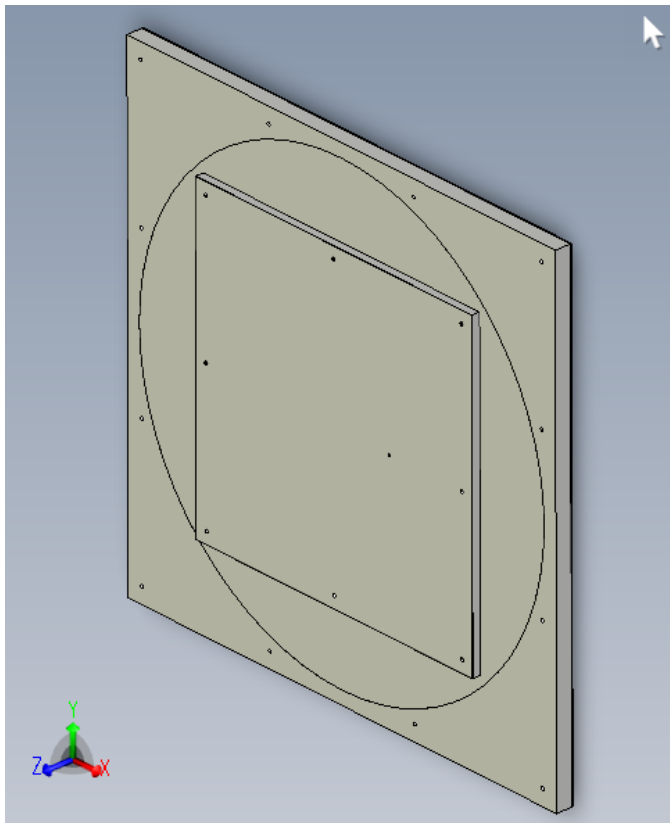
Capa	Material	Permitividad	Grosor (mm)
4	Foam	1.1	10 mm



Capa	Material	Permitividad	Grosor (mm)
5	Lámina de cobre	~1	35 μm

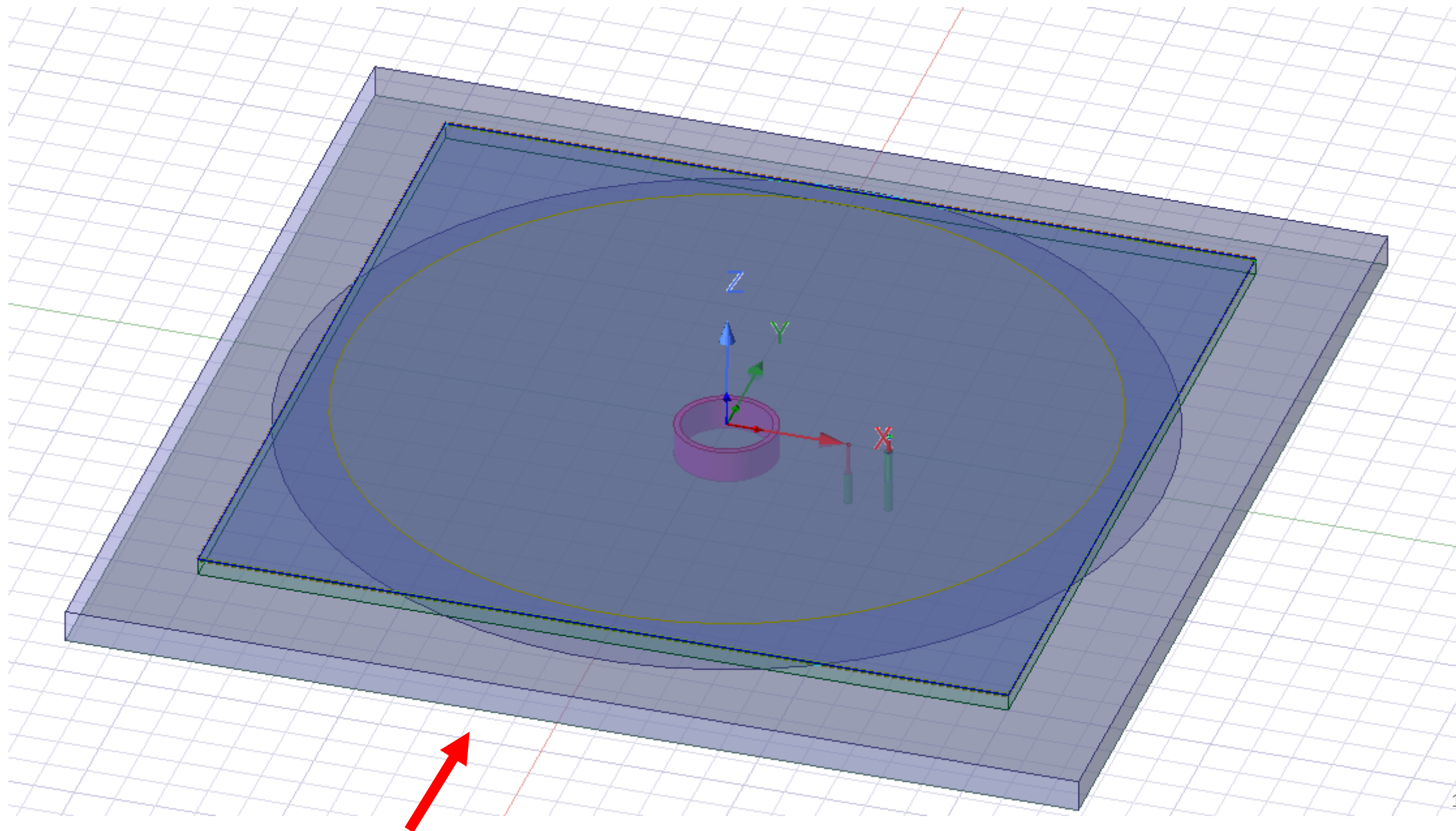


Por último, se muestra un ensamblaje de todas estas capas:

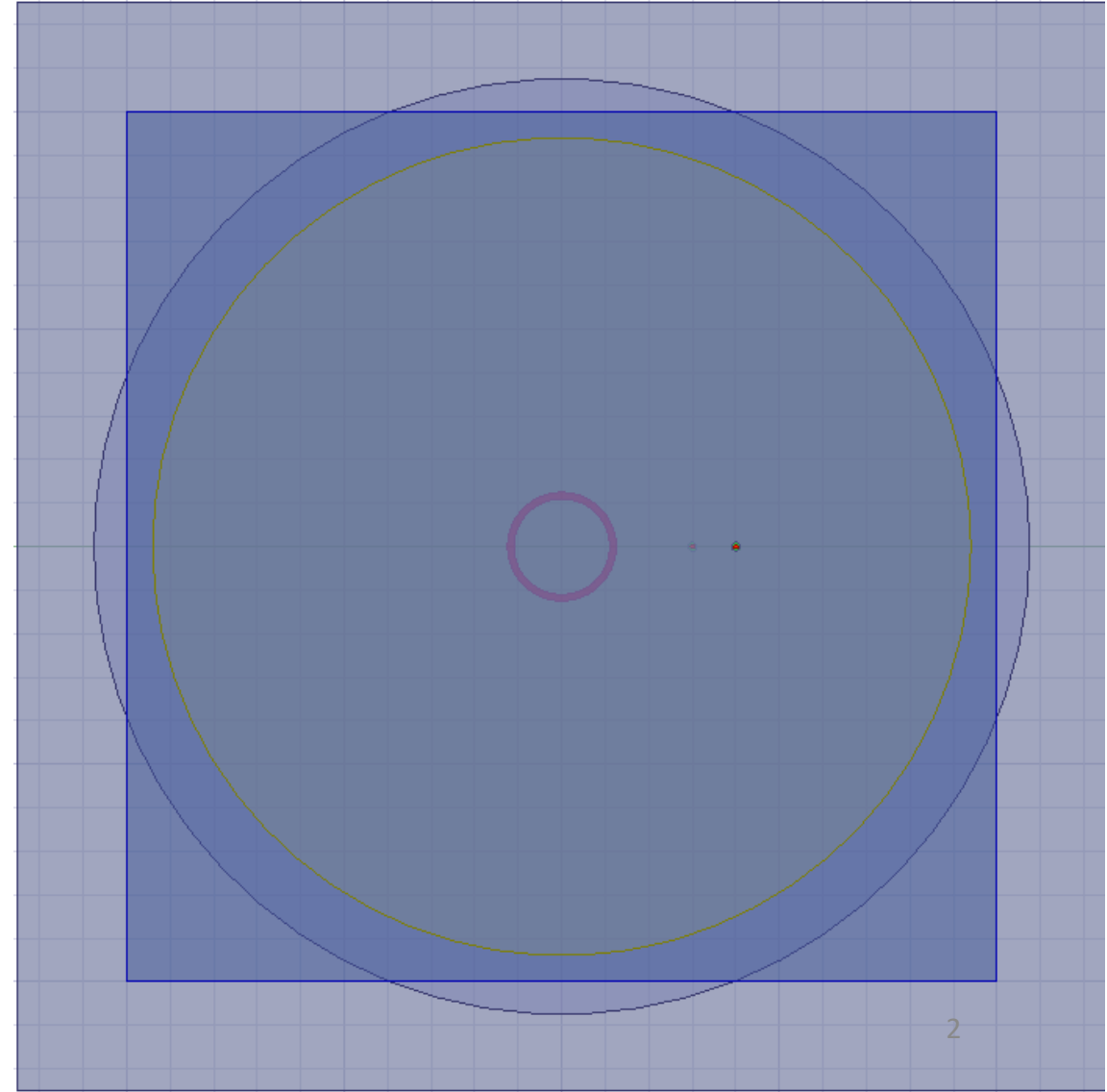
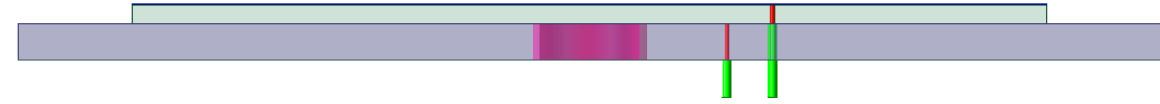
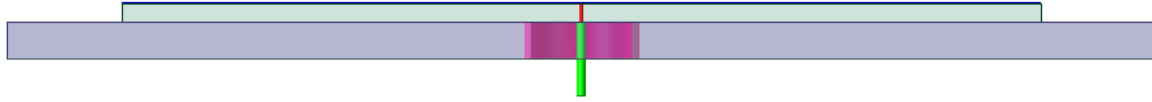


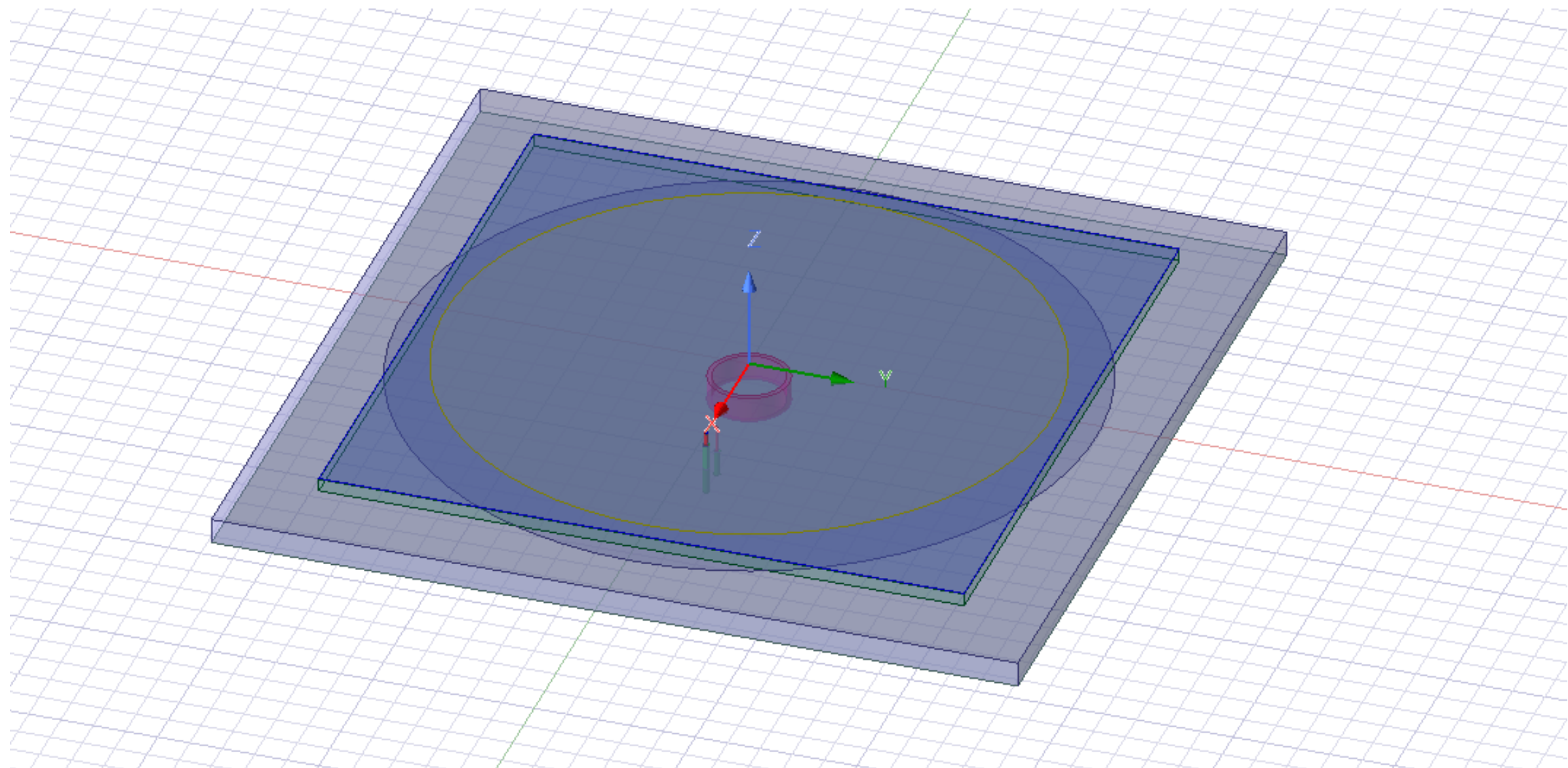
ANEXO 5: Vistas 3D de la antena

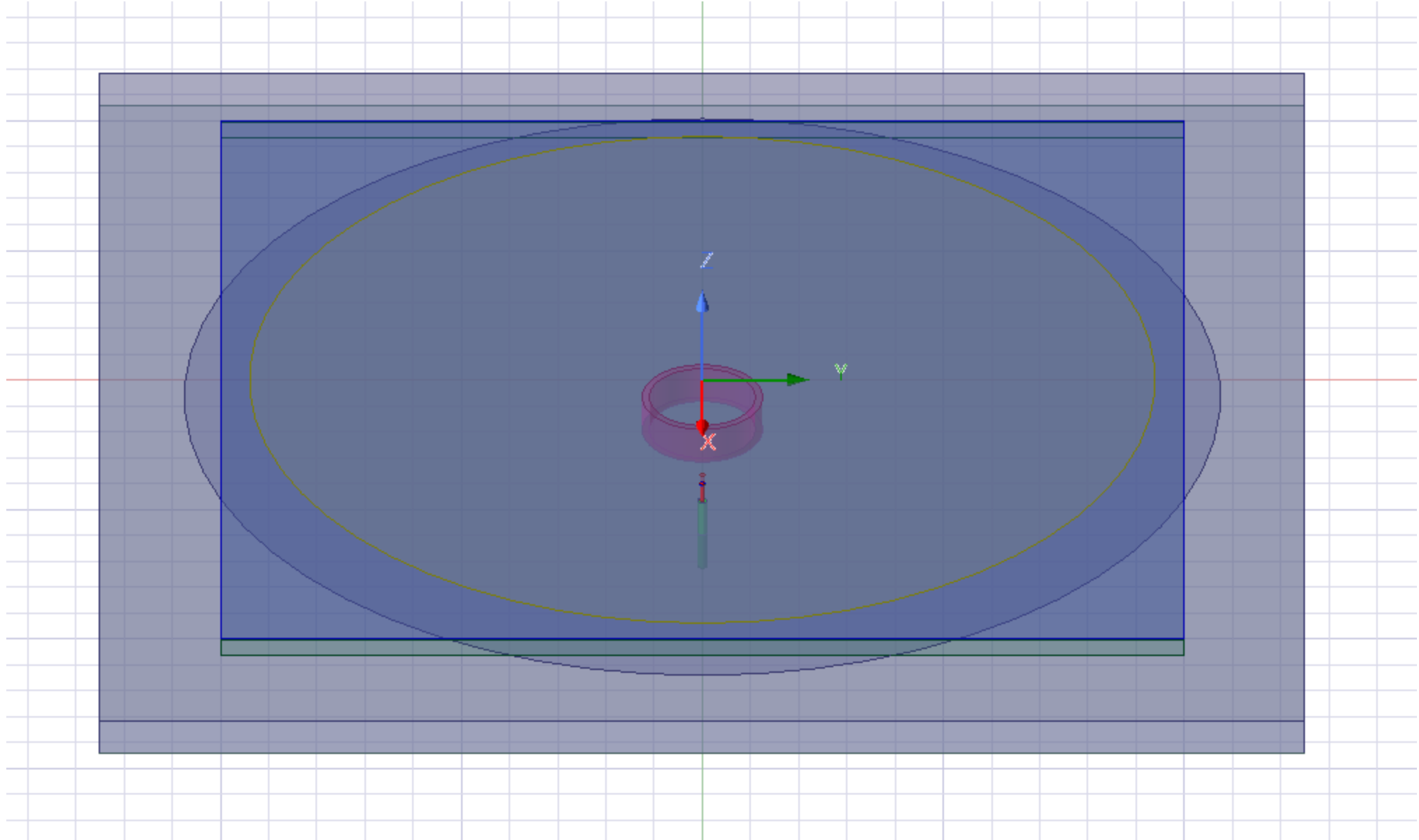
ALZADO, PLANTA Y PERFIL (1/2)

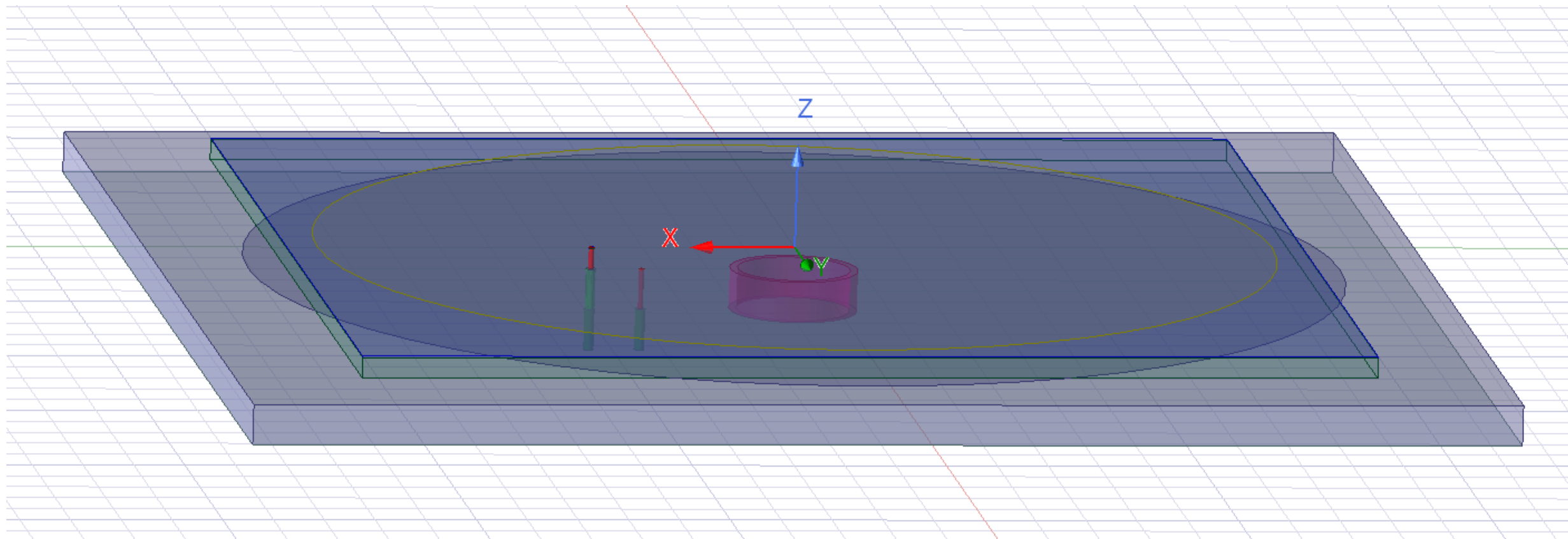


VISTAS 3D:
ALZADO, PLANTA Y PERFIL (2/2)









ANEXO 6: Proceso de fabricación de la antena

Las planchas de aluminio, así como las de foam se compran directamente mecanizadas de los proveedores, a partir de los planos generados como archivos .stp.

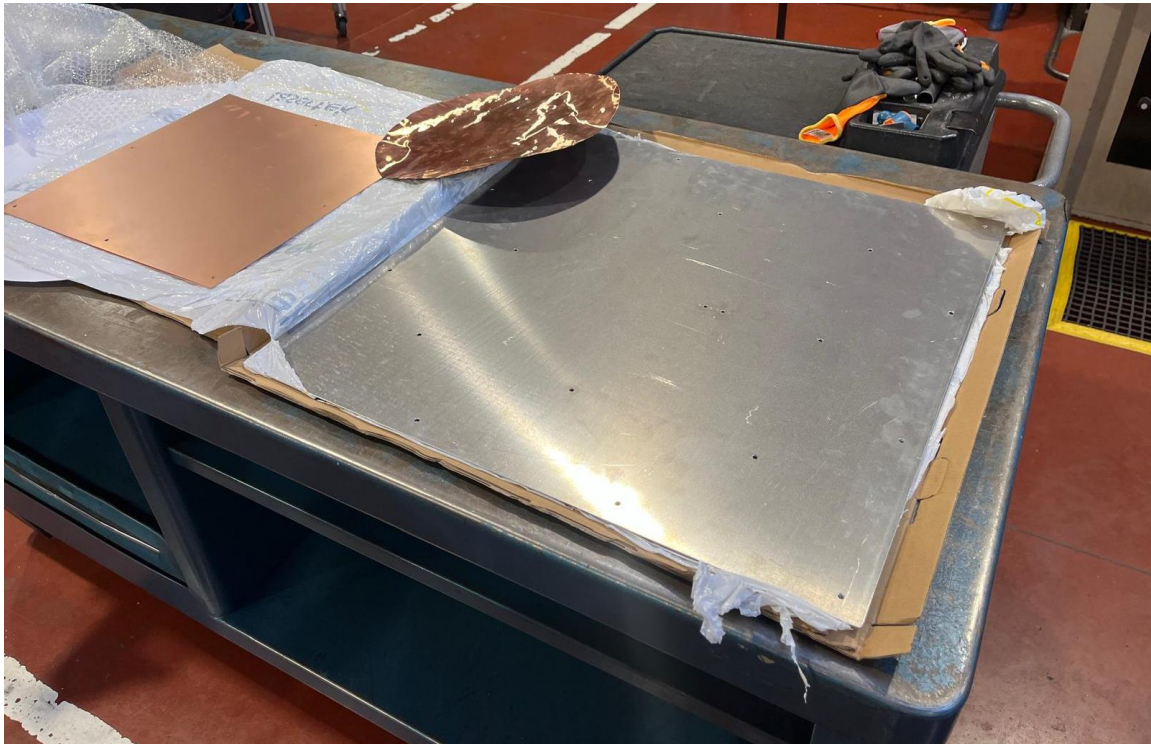


Figura 1. Plancha de aluminio mecanizada con los agujeros de los conectores y tornillos de sujeción.



Figura 2. Plancha de aluminio mecanizada con los agujeros de los conectores y tornillos de sujeción.

Respecto al cortocircuito, en el taller de mecanizado de la Universidad Carlos III de Madrid se modela un tubo de material conductor (aluminio) de dimensiones requeridas por el diseño simulado. Este tubo ha de conectar el plano de masa con el parche inferior, atravesando, por tanto, el sustrato inferior, que son 20 mm de foam.

En este paso, es importante asegurar que el tubo/cortocircuito está haciendo buen contacto con la placa de aluminio y con el parche inferior. Por tanto, el tubo debe sobresalir del foam lo suficiente como para hacer contacto con el parche inferior, pero evitando que cree una “cámara de aire” que afectaría al modelo final.



Figura 3. Tubo de aluminio cuya función es cortocircuitar la capa de aluminio y el parche, atravesando la capa de foam.



Figura 4. Tubo de aluminio cuya función es cortocircuitar la capa de aluminio y el parche, atravesando la capa de foam. Detalle.

Para la fabricación de los parches, hubo que discutir varias soluciones ya que el tamaño de los mismos (586 mm y 360 mm de diámetro) es considerable, por lo que hubo que buscar alternativas. Finalmente, se compraron láminas de cobre adhesivo de dimensiones 200 mm x 300 mm, y se decidió unirlos mediante el uso de una cinta adhesiva de cobre.



Figura 5. Láminas de cobre de 200x300 mm pegadas con cinta de cobre adhesiva.

Para tener una forma circular se imprimieron unas plantillas de papel de ambos parches a tamaño real y se logró el resultado final esperado.



Figura 6. Plantillas de papel de los parches a tamaño real, para realizar el modelado de los mismos.

Las plantillas también se utilizaron para realizar los agujeros correspondientes a los tornillos de sujeción en el propio parche, utilizando un punzón de impacto o botador para ello.



Figura 7. Plantillas de papel de los parches a tamaño real. Los agujeros en el parche se realizaron con el punzón de impacto.



Figura 8. Parche superior (586 mm de diámetro) recortado.

Antes de pegar los parches y soldar los conectores, se realizó un montaje de prueba comprobando que los agujeros de los tornillos de nylon no presentaban ningún problema.



Figura 9. Montaje de prueba de las capas inferiores de la antena.

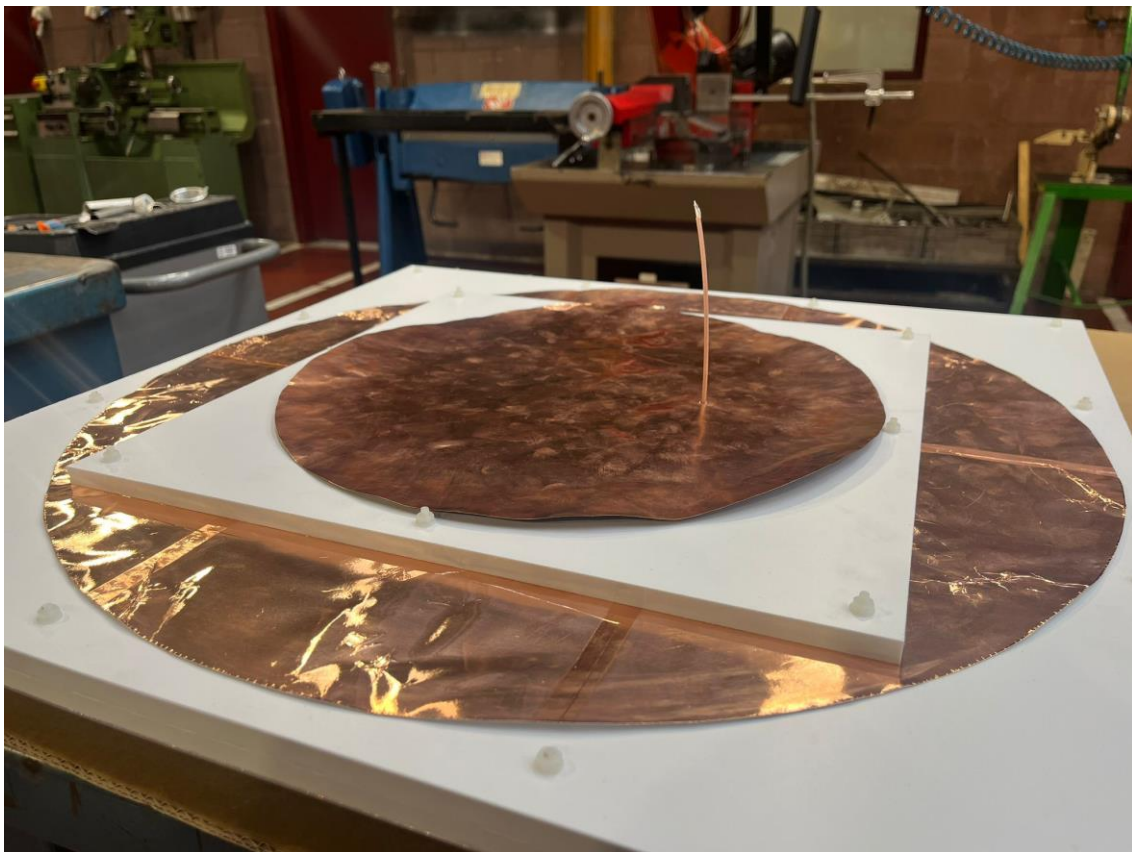


Figura 10. Montaje de prueba completo de la antena, incluyendo conectores.



Figura 11. Montaje de prueba completo de la antena, incluyendo conectores.

A la hora de soldar los conectores a los parches, apareció un nuevo problema, ya que al estar los parches y el foam pegados, existía el riesgo de que el calor provocado por la soldadura quemara el foam. Por tanto, fue necesario soldar los conectores a los parches previamente al pegado de los mismos sobre las planchas de foam.

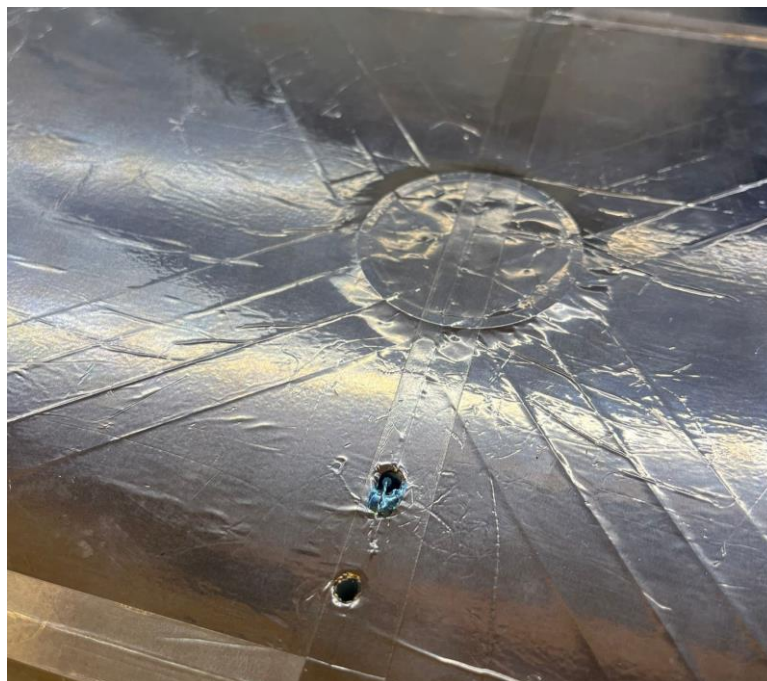


Figura 12. Soldadura sobre el parche de la antena.

Después de pegar los parches adhesivos, y soldar los dos conectores a los dos parches, el resultado final de la antena fabricada se muestra en las imágenes a continuación.

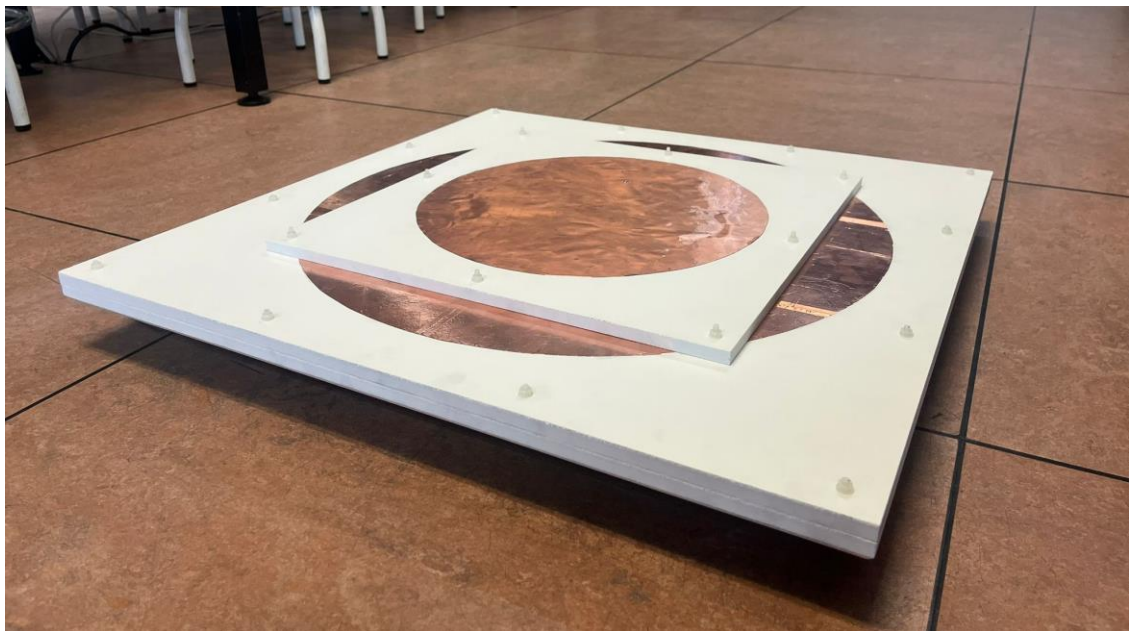


Figura 13. Antena fabricada.



Figura 14. Antena fabricada.