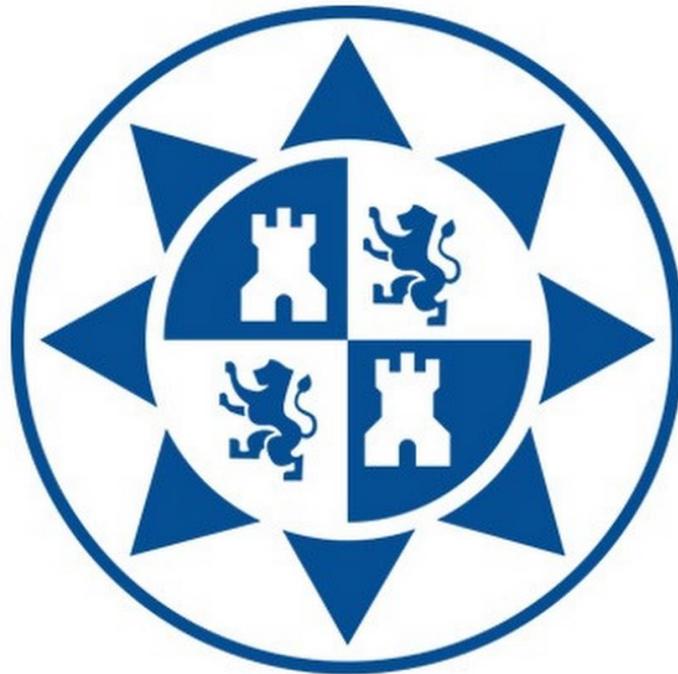


UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES**



Trabajo Fin de Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicaciones

**DISEÑO DE ANTENA CON BARRIDO ANGULAR PARA
RADIOASTRONOMÍA SOLAR EN LA BANDA DE 400 MHz
A 800 MHz PARA EL PROYECTO e-CALLISTO**

Alejandro Rabadán Parra

6 de septiembre de 2022

Director: José Luis Gómez Tornero

**Codirectores: David Cañete Rebenaque
y Miguel Poveda García**



Agradecimientos

Con estas breves líneas quiero presentar mi más sincera gratitud a todos los que de manera directa o indirecta me han apoyado y han hecho posible el haber completado estos últimos años de formación universitaria que concluyen con este trabajo de fin de grado.

En primer lugar, quiero agradecer a todos aquellos profesores que han avivado en mí un interés y auténtico afán de conocimiento en la materia de sus respectivas asignaturas. En especial, agradezco al tutor de este proyecto, José Luis Gómez Tornero por haber logrado despertar en mí un interés que hasta entonces desconocía con su asignatura de Aplicaciones de las Microondas, así como por haberme brindado la posibilidad de llevar a cabo el desarrollo de este proyecto tan estrechamente relacionado con la astronomía, una de mis pasiones.

También quiero agradecer a Miguel Poveda García por haber estado dispuesto a ayudar con todas y cada una de las dudas y problemas que han ido surgiendo durante el desarrollo de este TFG. Por otro lado, a mi compañero Carlos González Cortado, el cual ha desarrollado de manera simultánea y centrado en la misma temática que yo su trabajo de fin de grado, le agradezco haber compartido conmigo todos los momentos de dudas e incertidumbre cuando estos surgían, además de haberme echado una mano con cualquier cosa cuando ha sido necesario.

También dirijo las gracias a mi pareja por haberme acompañado y apoyado incondicionalmente todos estos años, echándome una mano con todo lo que ha hecho falta y por ser como es.

Por último, pero no menos importante, le doy las gracias a todos los familiares que han estado a mi lado. Pero, sobre todo, agradezco con la mayor sinceridad a mis padres el haberme dado la oportunidad de llegar hasta aquí. Sin ellos, no hubiera logrado nada de esto ni sería quien soy.

Contenido

1	Introducción	1
2	Objetivo principal general	7
2.1	Motivo del desarrollo de este proyecto	7
2.2	Análisis para establecer los objetivos en el proyecto	9
2.3	Antena propuesta	11
3	Fundamentos teóricos y descripción de la antena MARsss	13
3.1	Fundamentos teóricos de las antenas Leaky-Wave	13
3.2	Descripción de la estructura de la antena MARsss	17
3.3	Fases del diseño de la antena MARsss	21
4	Desarrollo	23
4.1	Diseño de la parte radiante de la antena	24
4.1.1	Análisis de los resultados de la parte radiante de la antena.....	28
4.1.2	Estudio del efecto de los agujeros sobre el diseño de la parte radiante de la antena	36
4.2	Diseño de la transición entre la guía de onda y la parte radiante de la antena	42
4.2.1	Estudio para la selección del diseño óptimo de la transición	44
4.2.2	Estudio del efecto de los agujeros sobre el diseño de la transición entre la guía de onda y la parte radiante de la antena	50
4.3	Diseño de la red de alimentación	55
4.3.1	Análisis de los resultados de la red de alimentación	60
4.3.2	Estudio del efecto de los agujeros sobre la red de alimentación	63
4.3.3	Incorporación de la red de alimentación a la antena	64
4.4	Inclusión de los flanges en el diseño	73
4.4.1	Análisis de los resultados de la inclusión de los <i>flanges</i>	74
4.5	Valoración de los resultados y objetivos de diseño alcanzados.	81
5	Conclusiones y líneas futuras	83
	Bibliografía	85

Índice de Figuras

Figura 1.1: Fotografía del Observatorio de Dinámica Solar de la NASA que muestra el instante en el que se produce una intensa fulguración solar. Dicha foto ha sido realizada en una longitud de onda en el rango de la luz ultravioleta que revela especialmente bien este fenómeno [4].	2
Figura 1.2: Captura de una CME por parte del Observatorio de Relaciones Solar-Terrestres de la NASA (STEREO por sus siglas en inglés) [4].	3
Figura 1.3: Profesor Christian Monstein, padre de la red e-CALLISTO	4
Figura 2.1: Numero de SRBs observadas en diciembre de 2021 junto a la posición en el ranking de las estaciones en el territorio español.....	7
Figura 2.2: a) VSWR entre los 0 MHz y los 1700 MHz [12, Fig. 5]. b) Zoom del VSWR entre los 30 MHz y los 100 MHz [12, Fig. 4]......	9
Figura 2.3: a) Ganancia medida para la polarización horizontal [13, Fig. 14]. b) Ganancia medida para la polarización vertical [13, Fig. 15]......	10
Figura 3.1: Onda de fuga propagándose en una guía [34, p. 29].....	14
Figura 3.2: Evolución longitudinal de una onda de fuga [34, p. 30].....	14
Figura 3.3: Esquema básico de la antena MARsss (parte radiante junto a la red de alimentación)	18
Figura 4.1: Vista isométrica de la parte radiante de la antena.	29
Figura 4.2: Alzado, planta y perfil de la parte radiante de la antena.	29
Figura 4.3: Diagrama de radiación en el plano H, ganancia normalizada.....	30
Figura 4.4: Escaneo en función de la frecuencia de la parte radiante de la antena.	31
Figura 4.5: Ganancia máxima en función de la frecuencia de la parte radiante de la antena.	32

Figura 4.6: Cambio de la separación aparente entre postes con el aumento de la frecuencia.....	33
Figura 4.7: Eficiencia de radiación de la parte radiante de la antena.	34
Figura 4.8: Parámetro S11 y S21 de la parte radiante de la antena.	35
Figura 4.9: VSWR de la parte radiante de la antena.	36
Figura 4.10: Vista isométrica de la parte radiante de la antena con agujeros.....	37
Figura 4.11: Alzado, planta y perfil de la parte radiante de la antena.	37
Figura 4.12: Comparativa del diagrama de radiación en el plano H con ganancia normalizada entre el diseño sin agujeros y con agujeros.....	38
Figura 4.13: Comparativa del escaneo en función de la frecuencia de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.	39
Figura 4.14: Comparativa de la ganancia máxima en función de la frecuencia de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.	40
Figura 4.15: Comparativa de la eficiencia de radiación de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.	41
Figura 4.16: Comparativa del parámetro S11 y S21 de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.	41
Figura 4.17: Comparativa del VSWR de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.....	42
Figura 4.18: Extremo de la antena donde se muestra la guía de onda que conforman la fila de postes azules.	43
Figura 4.19: Cuatro posibles diseños para la transición.	44
Figura 4.20: Comparativa del diagrama de radiación entre los cuatro posibles diseños de la transición.....	45

Figura 4.21: Comparativa del escaneo entre los cuatro posibles diseños de la transición.....	46
Figura 4.22: Comparativa de la ganancia máxima entre los cuatro posibles diseños de la transición.....	47
Figura 4.23: Comparativa de la eficiencia de radiación entre los cuatro posibles diseños de la transición.....	47
Figura 4.24: Comparativa del parámetro S21 entre los cuatro posibles diseños de la transición.....	48
Figura 4.25: Comparativa del parámetro S11 entre los cuatro posibles diseños de la transición.....	48
Figura 4.26: Comparativa del VSWR entre los cuatro posibles diseños de la transición.....	49
Figura 4.27: Vista isométrica de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones	50
Figura 4.28: Alzado, planta y perfil de la parte radiante de la antena junto a las dos guías de onda y las transiciones.....	50
Figura 4.29: Comparativa del diagrama de radiación en el plano H con ganancia normalizada entre el diseño sin agujeros y con agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.	51
Figura 4.30: Comparativa del escaneo en función de la frecuencia entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.....	52
Figura 4.31: Comparativa de la ganancia máxima en función de la frecuencia entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.	53

Figura 4.32: Comparativa de la eficiencia de radiación entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.....	53
Figura 4.33: Comparativa del parámetro S11 y S21 entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.....	54
Figura 4.34: Comparativa del VSWR entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.	54
Figura 4.35: Comparativa de la evolución del número de onda normalizado $\beta y/k_0$ con la frecuencia entre una LWA rellena de aire y otra rellena parcialmente de dieléctrico [14, Fig. 11-3].....	56
Figura 4.36: Conector coaxial empleado para el diseño de la red de alimentación.	57
Figura 4.37: Sección de la vista superior del extremo de la antena con la incorporación de la primera propuesta para la red de alimentación.	57
Figura 4.38: Vista lateral de la red de alimentación propuesta.	58
Figura 4.39: Vista isométrica de la red de alimentación propuesta.....	58
Figura 4.40: Vista lateral de la red de alimentación propuesta con la "envoltura" de nylon.	59
Figura 4.41: Vista isométrica de la red de alimentación propuesta con la "envoltura" de nylon.	59
Figura 4.42: Vista tridimensional y sección de la red de alimentación.	61
Figura 4.43: Vista lateral de la guía de onda con las dimensiones de la posición de la red de alimentación.....	61
Figura 4.44: Parámetro S11 de la red de alimentación sin agujeros.....	62
Figura 4.45: VSWR de la red de alimentación sin agujeros.....	63

Figura 4.46: Vista isométrica de la red de alimentación con agujeros.	63
Figura 4.47: Comparativa del parámetro S11 entre el diseño con y sin agujeros.	64
Figura 4.48: Comparativa del VSWR entre el diseño con y sin agujeros.	64
Figura 4.49: Vista isométrica de la antena con la red de alimentación.	65
Figura 4.50: Alzado, planta y perfil de la antena con la red de alimentación	65
Figura 4.51: Comparativa del diagrama de radiación en el plano H con ganancia normalizada entre la antena con <i>wave ports</i> y la antena con la red de alimentación.....	66
Figura 4.52: Comparativa del escaneo entre la antena con <i>wave ports</i> y la antena con la red de alimentación.	67
Figura 4.53: Comparativa de la ganancia máxima en función de la frecuencia entre la antena con <i>wave ports</i> y la antena con la red de alimentación.	68
Figura 4.54: Comparativa de la eficiencia de radiación entre la antena con <i>wave ports</i> y la antena con la red de alimentación.....	68
Figura 4.55: Comparativa de los parámetros S11 y S21 entre la antena con <i>wave ports</i> y la antena con la red de alimentación.....	69
Figura 4.56: Comparativa del VSWR entre la antena con <i>wave ports</i> y la antena con la red de alimentación.	70
Figura 4.57: Diagramas UV con la ganancia normalizada del modelo con la red de alimentación a diferentes frecuencias.	72
Figura 4.58: Antena con la inclusión de los <i>flanges</i>	74
Figura 4.59: Vista isométrica de la antena con <i>flanges</i>	75
Figura 4.60: Alzado, planta y perfil de la antena con <i>flanges</i>	75
Figura 4.61: Comparativa del diagrama de radiación en el plano H con ganancia normalizada entre la antena sin <i>flanges</i> y la antena con <i>flanges</i>	76

Figura 4.62: Comparativa del escaneo entre la antena sin <i>flanges</i> y la antena con <i>flanges</i>	77
Figura 4.63: Comparativa de la ganancia máxima en función de la frecuencia entre la antena sin <i>flanges</i> y la antena con <i>flanges</i>	78
Figura 4.64: Eficiencia de radiación entre la antena sin <i>flanges</i> y la antena con <i>flanges</i>	78
Figura 4.65: Comparativa de los parámetros S11 y S21 entre la antena sin <i>flanges</i> y la antena con <i>flanges</i>	79
Figura 4.66: Comparativa del VSWR entre la antena sin <i>flanges</i> y la antena con <i>flanges</i>	79
Figura 4.67: Comparativa entre el diseño con y sin <i>flanges</i> de los diagramas UV con la ganancia normalizada.....	80

Capítulo 1

Introducción

Desde que estudiosos como Coulomb, Ampère, Faraday o Maxwell aplicaron por primera vez el método científico al estudio de la electricidad entre finales del siglo XVIII y la primera mitad del XIX, la población mundial ha manifestado una dependencia cada vez mayor de la energía eléctrica como pilar clave en el desarrollo socioeconómico. Esto se ha visto especialmente reforzado desde mediados del siglo pasado a causa de la revolución informática. Hoy más que nunca dependemos de las redes de comunicaciones, los sistemas de producción que nos proporcionan alimentos, tratamientos médicos, servicios, etc.

Es por ello que eventos naturales que puedan comprometer todo esto suponen un foco de atención y estudio. De entre todos estos eventos encontramos los relacionados a lo que se conoce como clima espacial (*space weather*), el cual se define como el estado físico del medio espacial incluyendo el sol y el medio planetario e interplanetario [1]. Más en concreto nos vamos a centrar en las tormentas geomagnéticas producidas por la actividad solar, siendo este uno de los eventos a nivel global más potencialmente peligrosos para las infraestructuras eléctricas, comunicaciones, etc.

Las tormentas geomagnéticas son perturbaciones temporales (de varias horas o incluso días) del campo magnético de la tierra [2]. Dichas alteraciones son propiciadas principalmente por dos eventos del clima solar. Estas son las fulguraciones solares y las eyecciones de masa coronal (CMEs, por sus siglas en inglés).

Por un lado, las fulguraciones solares son un evento a través del cual los campos magnéticos del sol liberan repentinamente una gran cantidad de energía. Durante este suceso dichos campos calientan material a altísimas temperaturas y producen una gran emisión de radiación en todo el espectro electromagnético, desde las ondas de radio hasta los rayos gamma [3]. Si bien estas no suponen un riesgo para la vida en la superficie terrestre ya que las capas superiores de la atmósfera absorben la radiación más energética,

las fulguraciones solares perturban la ionosfera, afectando así las radiocomunicaciones e incluso pudiendo provocar un aumento del grosor de las capas más exteriores de la atmósfera y dar lugar al decaimiento orbital de múltiples satélites. En la Figura 1.1, se puede ver una fotografía que captura este fenómeno.

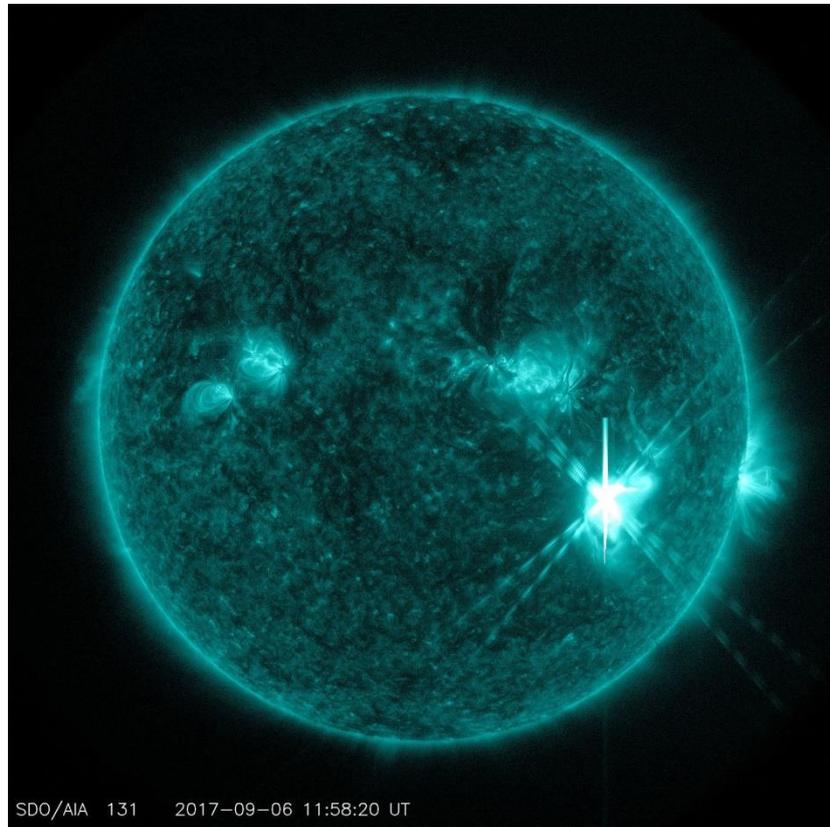


Figura 1.1: Fotografía del Observatorio de Dinámica Solar de la NASA que muestra el instante en el que se produce una intensa fulguración solar. Dicha foto ha sido realizada en una longitud de onda en el rango de la luz ultravioleta que revela especialmente bien este fenómeno [4].

Por otro lado, a veces acompañadas por las fulguraciones solares encontramos las eyecciones de masa coronal. Las CME consisten en grandes emisiones al espacio interplanetario de plasma solar en conjunción a campos magnéticos tras una erupción solar [4]. Cuando esta nube alcanza la tierra se producen perturbaciones geomagnéticas que pueden dañar satélites, dañar la electrónica tanto de vuelos de gran altitud y estaciones o vehículos espaciales, así como suponer un riesgo para la salud de los pasajeros y astronautas respectivamente. Pero la consecuencia más destacable es la posible inutilización de redes eléctricas de regiones enteras por el efecto de las corrientes geomagnéticamente inducidas [5].

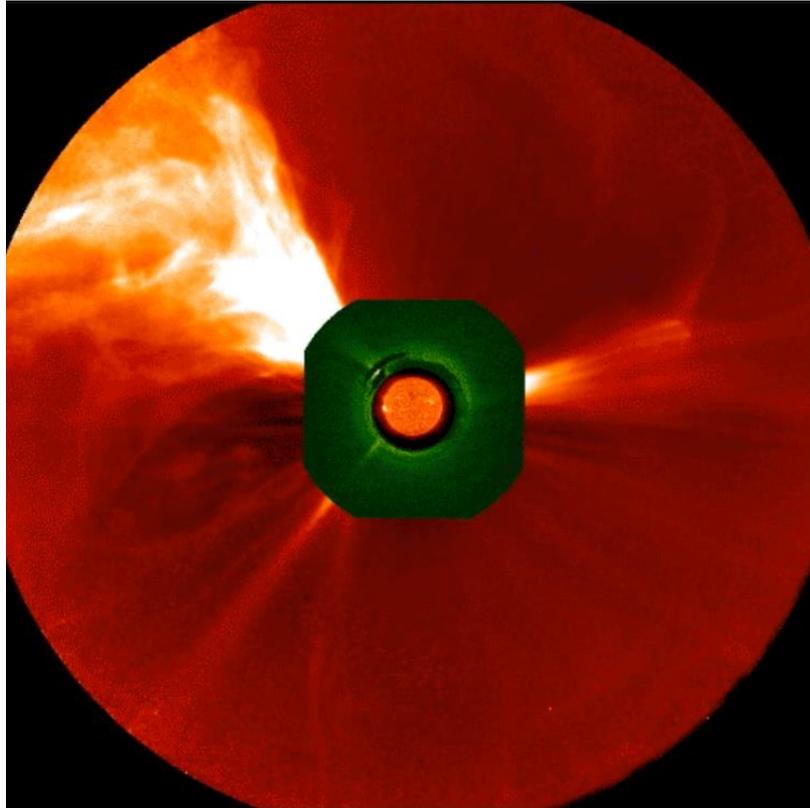


Figura 1.2: Captura de una CME por parte del Observatorio de Relaciones Solar-Terrestres de la NASA (STEREO por sus siglas en inglés) [4].

Un ejemplo de esto último fue la tormenta geomagnética de marzo de 1989. Dicho evento provocó un corte de nueve horas del suministro eléctrico por parte de la planta hidroeléctrica de Quebec, Canadá [6]. Durante esas horas un total de 6 millones de personas se vieron afectadas. Otro suceso que cabe destacar por su magnitud es el evento Carrington, el cual tuvo lugar en 1859 y es considerado como la tormenta solar más intensa desde que se tienen registros. Sin embargo, más allá de la aparición de auroras en latitudes inusualmente bajas, al ser la única gran infraestructura con dependencia eléctrica establecida por aquel entonces, solo la red de telégrafo fue afectada. Esta sufrió múltiples interrupciones además de provocar numerosos cortocircuitos que incluso dieron lugar a incendios. Si un evento de esta magnitud llega a producirse hoy en día tendría consecuencias catastróficas.

Con estos ejemplos podemos comprender la crucial importancia del estudio y la monitorización continua de la actividad solar. Esta tarea es llevada a cabo por misiones científicas espaciales como GOES, STEREO o WIND y también por múltiples observatorios terrestres entre los cuales encontramos la red e-CALLISTO [7].

La red e-CALLISTO está conformada por un conjunto de estaciones de observación distribuidas en múltiples ubicaciones a lo largo del planeta, de esta manera se logra una observación ininterrumpida de la actividad solar. Este proyecto forma parte del programa internacional de la ONU ISWI (*International Space Weather Initiative*), cuyo objetivo es el desarrollo del conocimiento científico necesario para entender y predecir la meteorología espacial cercana al planeta Tierra [8]. Esto incluye la instrumentación, el análisis de datos, modelización, educación, formación de expertos y divulgación.

En concreto, la red se encarga de la observación en ondas de radio para así detectar lo que se conoce como emisiones esporádicas de radio del Sol (*Solar Radio Burst - SRB*), las cuales consisten en aumentos transitorios en las emisiones de ondas de radio por parte del sol, generalmente acompañando eventos como las fulguraciones y las CME. Es de interés el estudio de este fenómeno puesto que se cree que se origina en las mismas capas de la atmósfera solar donde tienen lugar los mecanismos que dan lugar a eventos como las fulguraciones y las CME [9]. Estas emisiones de radio se producen en el rango de las decenas a las centenas de MHz. Entre ellas se puede distinguir un total de cinco tipos diferentes, contando cada uno con un rango característico de frecuencias en el cual se manifiestan.



Figura 1.3: Profesor Christian Monstein, padre de la red e-CALLISTO

Para su estudio, el profesor Christian Monstein de la universidad UTH de Zurich, desarrolló los receptores CALLISTO (*Compound Astronomical Low Cost Low Frequency Instrument for Spectroscopy and Transportable Observatory*) [10], de ahí el nombre de la red. La principal filosofía respecto al diseño de este instrumento era su accesibilidad por parte de cualquier país independientemente de sus recursos gracias a su bajo coste de producción y portabilidad. Cuadrando con el ancho de banda descrito en el párrafo anterior donde se hablaba de los SRB, el receptor CALLISTO trabaja entre los 45 MHz y los 870 MHz. El instrumento es capaz de realizar medidas espectrográficas con una resolución temporal de 0.25 s para adquirir 200 canales de frecuencia (800 píxeles por segundo). El tiempo de integración por canal es de 1 ms y el ancho de banda radiométrico es de 300 kHz, presentando un rango dinámico general de más de 50 dB [10].

Para la puesta en marcha de las estaciones, además de los elementos comunes, los cuales son el receptor CALLISTO y su respectivo software, se requiere de un PC y una antena. En la red típicamente se emplean antenas logoperiódicas, antenas de alta longitud de onda o antenas parabólicas [11].

Debido a la simpleza y reducido coste de los receptores y demás elementos para la puesta en marcha de las estaciones de observación, la red ha logrado realizar un seguimiento eficaz de la actividad solar sin necesidad de grandes infraestructuras de radiotelescopios. Gracias al padre de esta red, el profesor Monstein, disponemos de una solución económica que provee datos para el estudio de la actividad solar y prevención de eventos climatológicos solares que puedan suponer una amenaza.

Capítulo 2

Objetivo principal general

2.1 Motivo del desarrollo de este proyecto

Dentro de la red e-CALLISTO, España cuenta con un total de tres estaciones activas en Peralejos de las Truchas, Alcalá de Henares y Sigüenza. Sin embargo, en cuanto al número de observaciones reportadas, tal y como se puede comprobar en la Figura 2.1, dichas estaciones se encuentran en los puestos 26, 33 y 51 respectivamente. Estas posiciones reflejan únicamente los resultados de diciembre de 2021, aun así, las estaciones españolas se mantienen en posiciones similares a lo largo de los diferentes meses.

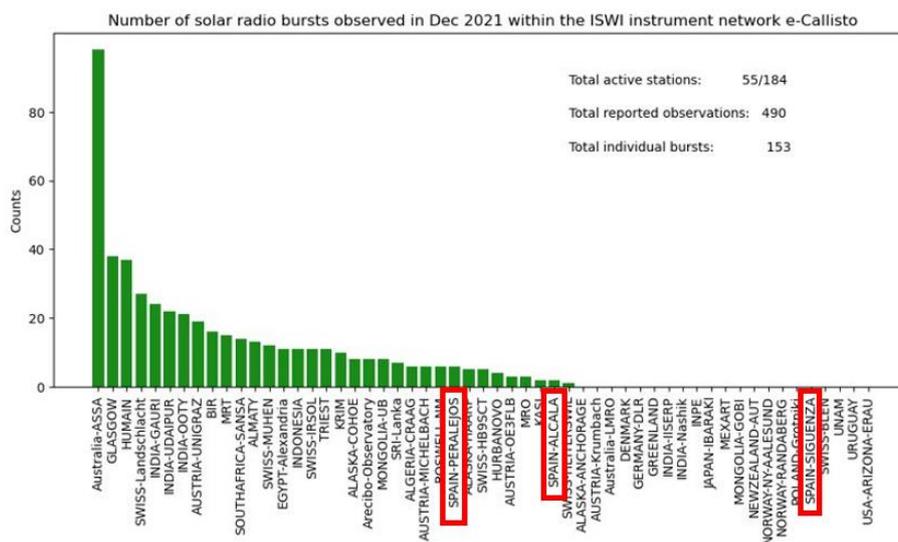


Figura 2.1: Numero de SRBs observadas en diciembre de 2021 junto a la posición en el ranking de las estaciones en el territorio español.

Es en relación a esto donde entra el proyecto CELESTINA (Castillian E-Callisto Leading Experimentation in Solar-Terrestrial Interaction with Novel Antennas), liderado por el Grupo de Investigación Espacial de la Universidad de Alcalá [12]. Además, cuenta

con el apoyo directo del Parque Científico y Tecnológico de Castilla-La Mancha en su delegación de Guadalajara y de investigadores de la Universidad de Murcia, la Universidad Politécnica de Cartagena y el Instituto de Radioastronomía de Ucrania. Este proyecto tiene como objetivo principal, liderando desde Castilla-La Mancha, hacer de los nodos e-Callisto en el territorio español unos referentes de la red. Además, el proyecto también cuenta con otros objetivos tales como contribuir al desarrollo social de las zonas rurales de Castilla-La Mancha, difusión de la ciencia, formación de jóvenes investigadores y sensibilización respecto a la limpieza radioeléctrica y de los cielos nocturnos.

Volviendo al primer objetivo, existen diferentes frentes a través de los cuales se puede trabajar para alcanzarlo. Estos son:

- 1) La mejora de la cadena de recepción.
- 2) La ampliación del ancho de banda y la cobertura.
- 3) Trabajar en la explotación científica de los datos, la ampliación de la red con nuevos nodos.
- 4) Nuevos convenios en el centro de datos de la red.
- 5) El diseño de nuevas herramientas software de discriminación.
- 6) La aportación de nuevos diseños en materia de antenas.

Es precisamente en este último punto donde la Universidad Politécnica de Cartagena como colaboradora del proyecto CELESTINA puede aportar su ayuda.

Este trabajo final de grado forma parte de dicha colaboración y más en concreto se centra en el primer diseño de un prototipo de la antena propuesta por el profesor José Luis Gómez Tornero, catedrático y miembro del Departamento de Tecnologías de la Información de las Comunicaciones. En el desarrollo de este proyecto he colaborado junto a mi compañero Carlos González Cortado, quien también ha llevado a cabo al mismo tiempo el desarrollo de su respectivo TFG. Cada uno de los TFGs se centran en una sección diferente del diseño. Por mi lado detallo el estudio del comportamiento de la antena en este nuevo contexto junto a la optimización del diseño. Aun habiendo colaborado en gran parte con esta primera sección, mi compañero Carlos centra su trabajo en el tratamiento de la señal obtenida a través de esta nueva antena.

2.2 Análisis para establecer los objetivos en el proyecto

Como ya se ha comentado anteriormente, la antena a emplear en la red e-CALLISTO no está fijada, aun así, se recomienda el uso de la CLP-5130-1N, una antena de tipo logoperiódica caracterizada por su gran ancho de banda. Esta servirá de marco de referencia a la hora de determinar los puntos que el nuevo diseño puede mejorar. Posteriormente también servirá para realizar una comparativa y así valorar el nuevo diseño tras su optimización. Como el fabricante proporciona unas características de su antena que se desvían en cierta medida de los resultados que ofrece su comportamiento real, para analizarla se acude a la caracterización realizada en la Universidad de Alcalá por Manuel Prieto, Sebastián Sánchez, Javier Bussons, Diego Pérez y David Sanguino [13].

Revisando los datos extraídos comenzamos por el rango de frecuencias en el cual puede trabajar, yendo este desde los 50 MHz hasta los 1300 MHz. Fijándonos en la Figura 2.2 a y b, podemos ver los valores que toma a lo largo del rango de frecuencias el parámetro *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), el cual determina la adaptación de la antena, es decir, la cantidad de potencia reflejada a su entrada. A lo largo de todo el rango de frecuencias la antena presenta un VSWR muy bueno, siendo este como mucho de 2, lo cual se traduce en que la potencia reflejada será aproximadamente inferior al 10% del total. La única excepción a esto es el pico que presenta alrededor de los 90 MHz. Sin embargo, esto no es relevante para este estudio ya que estamos tratando de extraer el comportamiento general de la antena.

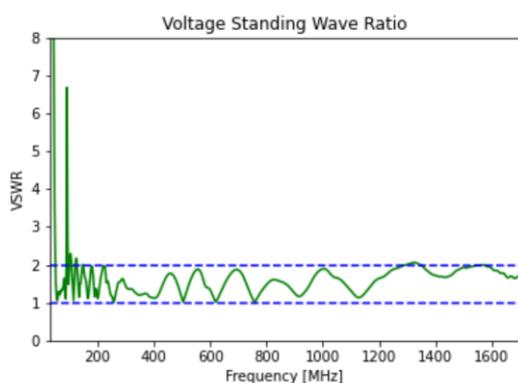


Figure 4: Measured VSWR

(a)

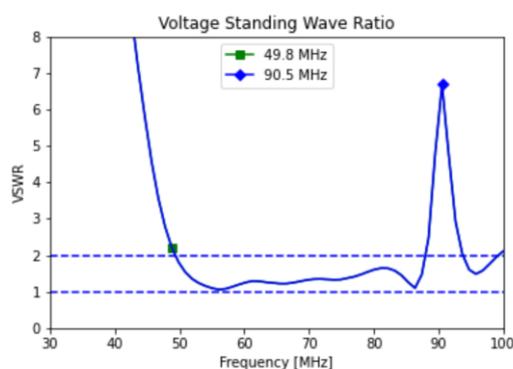


Figure 5: VSWR. Main findings

(b)

Figura 2.2: a) VSWR entre los 0 MHz y los 1700 MHz [13, Fig. 5]. b) Zoom del VSWR entre los 30 MHz y los 100 MHz [12, Fig. 4].

Otra medida importante es la ganancia que ofrece. Echando un vistazo a la Figura 2.3 a y b, correspondiendo cada una a las medidas realizadas con polarización horizontal y vertical respectivamente, comprobamos como para la mayor parte del rango la ganancia se encuentra entre los 5 dB y los 8 dB, llegando en algunas zonas a bajar de los 5 dB y en otras a superar los 10 dB. Sin embargo, en ninguno de estos casos son valores que se mantengan estables a lo largo de un rango frecuencial demasiado grande.

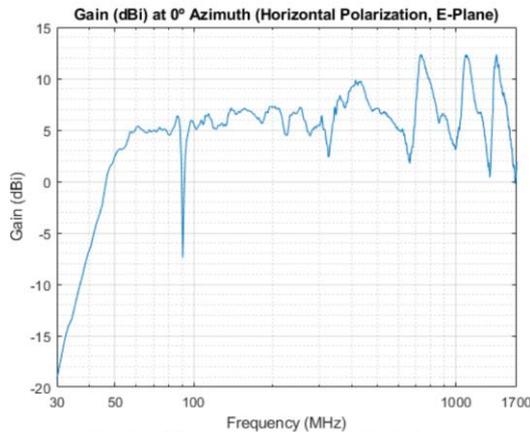


Figure 14: Measured gain for horizontal polarization

(a)

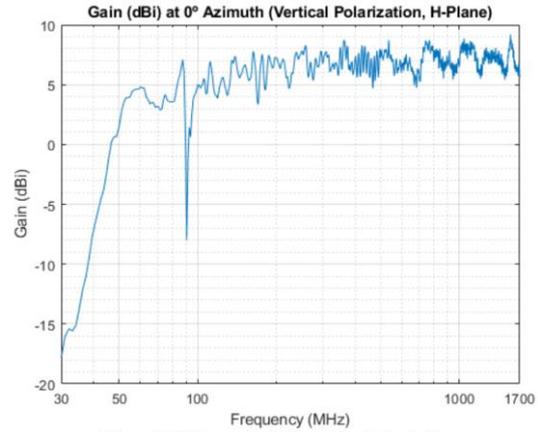


Figure 15: Measured gain for vertical polarization

(b)

Figura 2.3: a) Ganancia medida para la polarización horizontal [13, Fig. 14]. b) Ganancia medida para la polarización vertical [13, Fig. 15].

De estas mediciones se puede extraer que el nuevo diseño ha de buscar dos cosas. La primera es que mantenga una adaptación en el rango frecuencial de trabajo similar a los buenos resultados que proporciona esta antena. Y por otro lado se busca una ganancia que supere de una manera relativamente estable el rango de los 5 dB a los 7 dB que proporciona la antena logoperiódica.

Además de los requisitos extraídos a partir del análisis anterior, también se busca una antena que permita distinguir en qué parte del sol se ha producido la SRB. Por esto se necesita un mecanismo de escaneo de haz para sintetizar diagramas de radiación directivos a diferentes direcciones, pero manteniendo una estructura simple y barata, en consonancia con las estaciones CALLISTO. Así se puede añadir de forma sencilla una nueva funcionalidad a los nodos de la red.

2.3 Antena propuesta

Pasando ahora sí a la descripción de la nueva antena, se propone un diseño basado en la tecnología de antenas de onda de fuga (*Leaky-Wave Antennas*, LWA [14], [15]). Este tipo de antenas tienen la peculiaridad de que realizando un barrido frecuencial se logra generar un haz directivo que realiza un escaneo espacial angular sin necesidad de ningún elemento mecánico que reoriente la antena. Es precisamente con este tipo de tecnología con la que ha desarrollado una amplia experiencia el grupo de investigación GEAT de la UPCT [16], [17], [18], al cual pertenece el tutor de este TFG, José Luis Gómez Tornero y Miguel Poveda García, investigador postdoctoral, el cual nos ha hecho de guía y nos ha ayudado en muchas situaciones a lo largo del desarrollo de este TFG. Este equipo de investigación ha comenzado a aplicar esta tecnología recientemente a la localización radioeléctrica usando redes inalámbricas comerciales [19], tales como WiFi [20], [21], [22], [23], Bluetooth [24], Zigbee [25] en la banda de 2.4 GHz, RFID pasiva [26], [27] o LoRa [28] en la banda de 900 MHz, así como UWB en la banda de 6 GHz a 8 GHz y RADARs en ondas milimétricas en la banda de 60 GHz [29], [30], [31]. La antena propuesta para este proyecto recibe el nombre de MARsss (*Monitoring Antenna for Remote sensing of solar storms*)

Hasta ahora los diseños de este tipo de antenas se han realizado en tecnología planar, usando substratos y técnicas de circuito impreso. En esta ocasión debido al rango de frecuencias de trabajo del receptor CALLISTO, se ha optado por fabricarla en tecnología de guía de onda hueca combinada con postes metálicos para así adaptar su escaneo a la amplia banda de frecuencias de interés, además de facilitar su fabricación y sintonía [32], [33].

En lo que respecta al ancho de banda de trabajo para el cual se va a sintonizar la antena, este irá de desde los 400 MHz a los 800 MHz. De manera habitual la selección de este rango se haría en función del tipo de SRBs que se desean detectar. Sin embargo, al tratarse de un prototipo cuyo objetivo es demostrar la viabilidad de las LWA para esta aplicación, encontramos una serie de limitaciones importantes. Uno de los impedimentos más relevantes es la reducida dimensión de la cámara anecoica que dispone la universidad, en la cual se pretende realizar las medidas para la caracterizar el comportamiento de radiación de la antena. Es por ello que este primer diseño cuenta con una serie de limitaciones en tamaño, lo cual se traduce en una restricción respecto a cuanta

frecuencia se puede bajar en el rango del receptor CALLISTO (a menor frecuencia, mayor longitud de onda y por lo tanto mayor tamaño de la antena). Por esto mismo se ha decidido trabajar en el rango frecuencial mencionado ya que nos seguimos manteniendo dentro del rango del receptor y además se trata de las frecuencias que permiten diseñar la antena con las dimensiones lo más reducidas posibles. Además, también estamos limitados por el ancho de banda de funcionamiento de la propia antena, el cual es menor que el de las estaciones CALLISTO. En consecuencia, no es posible poder cubrir todo el ancho de banda con una sola antena.

Aparte de esto, desde la Universidad de Alcalá han puesto otra serie de requisitos tales como una envergadura no superior a 6 m, peso inferior a 5 Kg, coste inferior a 500 € y otra serie de requisitos relativos a la frecuencia, ganancia y VSWR ya mencionados. Aun sabiendo que el prototipo no va a superar ciertas limitaciones debido a sus dimensiones reducidas respecto al diseño final, eso no quita que se hayan de seguir teniendo en cuenta. Esto permitirá que la transición a nuevas versiones del diseño sea más simple y no aparezcan problemas donde antes no los había. Un ejemplo de esto sería la elección de los materiales en el prototipo, de tal manera que en el momento que se decida diseñar una versión mayor de la antena, el nuevo peso no sobrepase el límite debido a una mala elección de los materiales en un primer momento.

Junto al diseño de esta nueva antena se pueden aplicar nuevas técnicas de procesamiento de señal que abran las puertas a nuevas posibilidades. Mediante las técnicas de Radar de Apertura Sintética (*Synthetic Aperture Radar*, SAR) es posible realizar imagen de microondas a partir de un objeto móvil iluminando en diferentes posiciones. En nuestro caso se desea observar el sol, el cual no se va a mover, en su lugar lo hará el haz con el que lo vemos, es decir, aprovecharemos el escaneo en frecuencia que proporciona la LWA. Este movimiento angular permite crear una pseudoimagen del sol y así ser capaces de discernir la zona del disco solar donde se ha originado la SRB. Como ya he comentado, mi compañero Carlos centra el desarrollo de su TFG en esta cuestión.

Con todo lo descrito en esta sección queda establecido el origen de este proyecto, así como los objetivos y directrices a seguir en el desarrollo de los siguientes apartados.

Capítulo 3

Fundamentos teóricos y descripción de la antena MARsss

Para poder proceder con la descripción del diseño y sus fases, antes se ha de realizar una descripción de los fundamentos teóricos detrás de las antenas *Leaky-Wave*. Esta comprensión a nivel teórico también permite determinar en posteriores secciones los elementos de la antena que se han de ajustar para lograr su optimización.

3.1 Fundamentos teóricos de las antenas Leaky-Wave

Tal y como se ha comentado en el capítulo anterior, las antenas *Leaky-Wave* típicamente están basadas en tecnología planar, mientras que para este proyecto se ha optado por fabricarla en tecnología de guía de onda hueca combinada con postes metálicos. Sin embargo, aun habiendo extraído la información de fuentes que centran el estudio en LWAs de tecnología planar, los fundamentos teóricos son perfectamente extrapolables al diseño con el que se trabaja en este proyecto. Cualquier particularidad relativa al ajuste en la antena MARsss de determinados parámetros es indicada.

Las LWA las podemos definir como aquellas estructuras de guiado electromagnético cuyo mecanismo de radiación se basa en la fuga de potencia a lo largo de su longitud [14]. Las ondas que se propagan en este tipo de antenas se definen como ondas de fuga (*leaky waves*). Esta queda reflejada en la Figura 3.1, donde se observa como la onda guiada manifiesta el efecto de fuga longitudinalmente en la estructura.

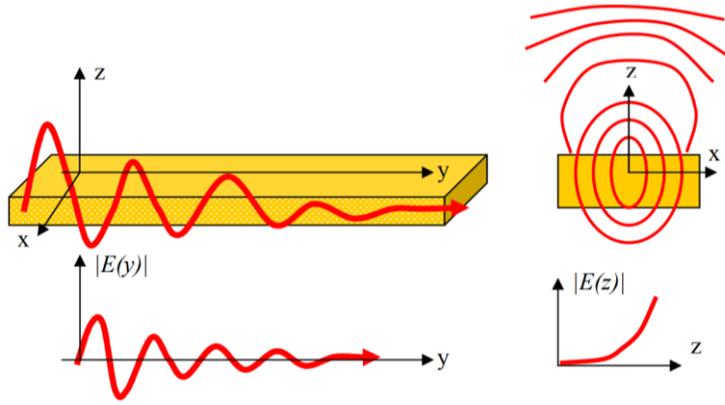


Figura 3.1: Onda de fuga propagándose en una guía [34, p. 29]

La caracterización de estas ondas de fuga viene definida por su constante de propagación longitudinal compleja:

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \quad (3.1)$$

Esta expresión revela que las características k_y (3.1) vienen dadas por la constante de fase o propagación β_y , la cual determina la variación de la fase a lo largo de la dirección longitudinal en rad/m, y por la constante de atenuación o fuga α_y , parámetro el cual determina la cantidad de potencia electromagnética fugada (y por lo tanto radiada) por unidad de longitud [14], medida en (nep/m). Es precisamente por este efecto de radiación que esta última constante también recibe el nombre de tasa de radiación. En la Figura 3.2 se representa como una onda de fuga se atenúa conforme avanza en dirección longitudinal a causa de esta constante de atenuación.

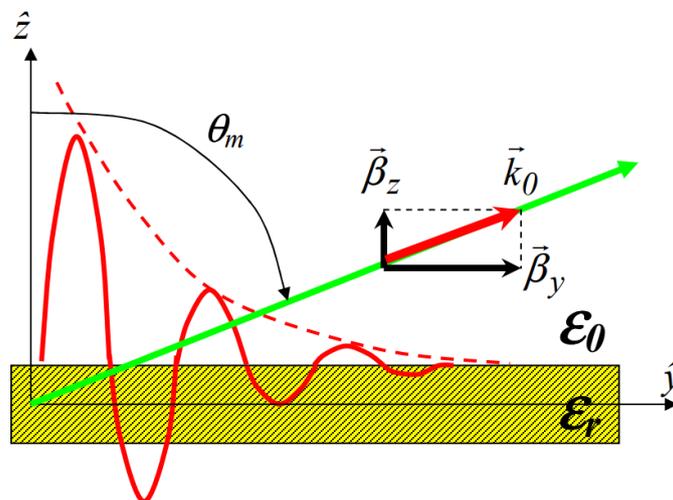


Figura 3.2: Evolución longitudinal de una onda de fuga [34, p. 30]

En el diseño de la antena MARsss este último parámetro es ajustado mediante los postes metálicos, los cuales harán de superficie parcialmente reflectiva, de tal manera que ajustando la separación entre estos se logrará controlar la cantidad de potencia radiada, es decir, se ajustará α_y . Esto es explicado más en detalle en la sección siguiente.

El cálculo de esta constante de propagación longitudinal compleja se realiza a través del cálculo modal, tal y como se haría con cualquier otra guía. La diferencia radica en que las ondas de fuga (también llamadas modos de fuga) aparecen en guías abiertas [34]. Es gracias a la obtención de estas soluciones modales que es posible determinar mediante óptica geométrica el ángulo de radiación (θ_{RAD}).

Como ya se ha comentado con anterioridad, una de las principales características de las LWA es la posibilidad de realizar un escaneo espacial angular mediante barridos en frecuencia. Tal y como queda reflejado en la Figura 3.2, θ_{RAD} marca este desvío angular respecto al eje Z. Para comenzar el restudio mencionado mediante óptica geométrica para la obtención de θ_{RAD} , se parte del vector de propagación longitudinal (3.2) y del vector de propagación transversal (3.3), el cual viene determinado por las soluciones modales obtenidas. Cada modo de fuga corresponderá a un vector de propagación transversal diferente.

$$\vec{\beta}_y = \beta_y \hat{y} \quad (3.2)$$

$$\vec{\beta}_z = \beta_z \hat{z} \quad (3.3)$$

Volviendo de nuevo a la Figura 3.2, se ve como el vector de propagación en espacio libre (\vec{k}_0), también llamado número de onda, está conformado por la suma vectorial de $\vec{\beta}_y + \vec{\beta}_z$. Esto dará lugar a la siguiente expresión:

$$\vec{k}_0 = \vec{\beta}_y + \vec{\beta}_z = \beta_y \hat{y} + \beta_z \hat{z} \quad (3.4)$$

O si en su lugar se expresa únicamente en función de sus módulos, ya que posteriormente será útil:

$$k_0 = \sqrt{\beta_y^2 + \beta_z^2} \quad (3.5)$$

La cual se puede reordenar:

$$\beta_y = \sqrt{k_0^2 - \beta_z^2} \quad (3.6)$$

Y, además, k_0 también es equivalente a:

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{2\pi f}{c_0} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (3.7)$$

Nótese que de haberse diseñado la antena MARsss en tecnología planar usando substratos, la permitividad relativa del medio donde se propaga el modo de fuga habría de estar presente en las expresiones. Sin embargo, se ha optado por no reflejarla en ninguna ya que, por lo que se ha comentado con anterioridad, al estar la antena de este proyecto diseñada en tecnología de guía de onda hueca, esta no contará con ningún dieléctrico en su interior, propagándose así el modo de fuga por el aire ($\epsilon_r \approx 1$).

A partir del triángulo que conforman los vectores en la Figura 3.2 y aplicando la trigonometría correspondiente se extrae la expresión de θ_{RAD} :

$$\sin(\theta_{RAD}) = \frac{\beta_y}{k_0} \quad (3.8)$$

Recuperando las expresiones (3.6) y (3.7), θ_{RAD} se puede reescribir como:

$$\theta_{RAD} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \beta_z^2}}{\frac{2\pi}{\lambda_0}}\right) \quad (3.9)$$

Esta otra forma de la expresión refleja bien como teniendo las soluciones de los modos de fuga, con el simple hecho de modificar la frecuencia, es decir, modificar λ_0 , se logra cambiar el ángulo de radiación.

Sin embargo, para lograr que la onda pueda radiar, se ha de cumplir la expresión (3.10), cuyo significado se traduce en que la constante de propagación longitudinal β_y no puede ser mayor que la constante de propagación en el vacío k_0 . De lo contrario, no podría haber constante de propagación transversal β_z . Esta desigualdad recibe el nombre de condición de radiación:

$$\frac{\beta_y}{k_0} < 1 \quad (3.10)$$

A partir de esta condición también se puede extraer otra característica de las ondas de fuga. Desarrollando (3.10) se obtiene en la expresión (3.11), la cual revela que la velocidad de propagación en la dirección longitudinal v_p es superior a la de la luz en el vacío c_0 . Esto es posible ya que se trataría de la velocidad de fase, no la de grupo. A este tipo de ondas se las conoce como ondas rápidas (*fast waves*) [34].

$$\beta_y < k_0 \rightarrow \frac{\omega}{v_p} < \frac{\omega}{c_0} \rightarrow v_p > c_0 \quad (3.11)$$

Además de esto, también es importante aclarar que en las LWAs hay un compromiso entre la eficiencia de radiación y lo que se conoce como eficiencia de apertura: si la eficiencia de radiación es demasiado alta, esto quiere decir que mucha potencia se ha radiado al principio de la antena, mientras que el final de esta apenas radia. Esto conlleva que la longitud efectiva de la antena sea más pequeña que la deseada y, en consecuencia, el ancho de haz de la antena aumente. Adicionalmente, se desea evitar eficiencias de radiación bajas, las cuales llevarían a que no se aproveche la potencia inyectada en la antena, siendo esta absorbida en parte por el puerto de salida o incluso podría llegar a provocar reflexiones que darían lugar a una onda propagándose hacia atrás, afectando negativamente el comportamiento de la antena. Por ello, estas antenas se diseñan para que a su frecuencia de trabajo, la eficiencia esté entre el 90 y el 95%. Es precisamente la relación entre la eficiencia de radiación, la tasa de escaneo y la longitud de la antena la que queda reflejada en la expresión (3.12) [14].

$$\eta_{RAD} = 1 - e^{2 \cdot \alpha_y \cdot L} \quad (3.12)$$

Siendo estos los principios básicos de las LWA, ahora sí, se puede proceder con la siguiente sección donde se detallan las características principales del diseño, así como las diferentes fases de este.

3.2 Descripción de la estructura de la antena MARsss

Como se ha comentado en secciones anteriores, para la antena MARsss se ha optado por su diseño en tecnología de guía de onda hueca combinada con postes

metálicos. Para comprender mejor la forma de esta estructura se muestra su representación en la Figura 3.3.

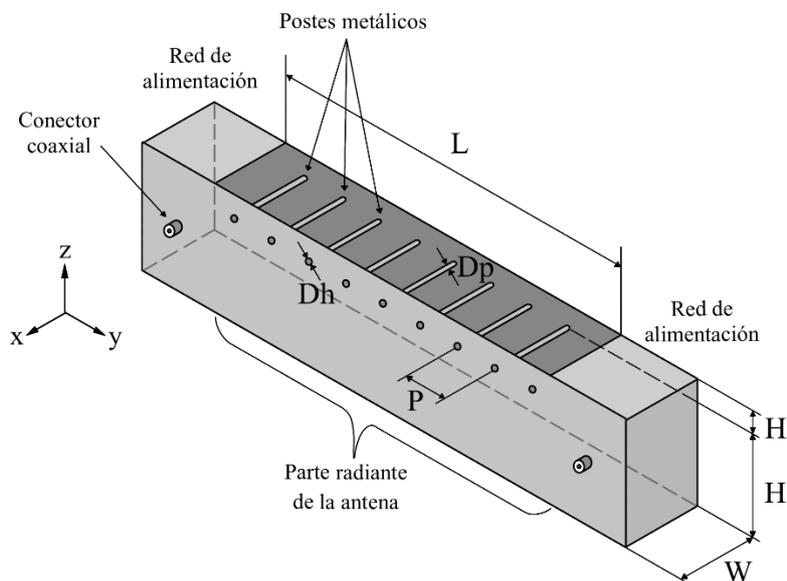


Figura 3.3: Esquema básico de la antena MARsss (parte radiante junto a la red de alimentación)

Tal y como se puede ver, la antena tiene la forma de una guía de onda rectangular a la cual ha sido retirada su pared superior. En su lugar se ha situado una fila de postes metálicos de diámetro D_p separados una cierta distancia P entre sí. Lo que se busca con esto es que parte de la energía electromagnética confinada en el interior de la guía escape y sea radiada al exterior dando así lugar al efecto de fuga característico de las LWAs. Esta fila es lo que se define como una superficie parcialmente reflectiva (*partially reflective surface*, PRS). Realizando el ajuste de la separación entre postes se logra controlar la reflectividad de esta parte de la estructura y, por lo tanto, ajustar la tasa de radiación α_y [35] - [36]. A mayor separación menor reflectividad y por consiguiente más radiación logrará escapar y ser radiada. Ahora bien, para que la fila de postes mantenga su comportamiento como PRS, se ha de respetar que la separación entre postes sea bastante menor que $\lambda_0/2$. Si bien es cierto que la antena va a trabajar a lo largo de un rango frecuencial bastante amplio (de 400 MHz a 800 MHz), en función del caso, a la hora de calcular restricciones como estas, se toma la frecuencia final de dicho rango (800 MHz) o la frecuencia intermedia del ancho de banda de trabajo, siendo en este caso 600 MHz.

Con la restricción de la separación entre postes se tomarían los 800 MHz por ser el valor más restrictivo. En cambio, para las restricciones de la altura H, al tener dos límites laterales tal y como se ve un poco más adelante, se tomarán los 600 MHz, de tal manera que la desviación de los valores límite se igual en ambos extremos frecuenciales. De esta parte en adelante cualquier cálculo para la acotación de las dimensiones es realizado con estos dos valores. La elección de postes metálicos como solución para crear una PRS, radica en su sencillez en términos de fabricación ya que unos simples tornillos o varillas metálicas pueden ser fijadas fácilmente a la estructura a través de unos taladros de diámetro Dh.

Si de nuevo prestamos atención a la Figura 3.3, se puede comprobar como la fila de postes no está situada justo al borde de la apertura de la estructura, si no que esta está distanciada del borde una pequeña distancia. La razón de esto deriva del hecho de que el campo eléctrico en el interior de la estructura se hace prácticamente cero al llegar a la pared de postes metálicos a causa de tener una dirección tangencial a la superficie que estos conforman. Con el objetivo de que los campos no sean radiados en este punto, ya que podría afectar al diagrama de radiación resultante, el borde de la apertura se eleva ligeramente por encima de la fila de postes para que los campos sean radiados donde su nivel no sea prácticamente nulo. Si bien se debe dejar dicha distancia extra, esta tampoco puede ser demasiado grande ya que estaríamos corriendo el riesgo de que se propague un modo no deseado. En concreto, habrá de ser menor a $\lambda_0/4$ [35].

Otra parte del diseño, y quizás una de las más importantes para que la antena tenga el comportamiento deseado, son las dimensiones básicas de la parte radiante de la antena. Estas son: la altura, la anchura y su longitud. Conforme se avanza en las fases del diseño se van añadiendo nuevos elementos cuyas dimensiones ajustan diferentes aspectos del comportamiento de la antena. Sin embargo, estas tres dimensiones ajustan los aspectos más fundamentales de la estructura. Si estas no son bien ajustadas desde las primeras fases del diseño, será imposible que la antena alcance su comportamiento óptimo en ninguna de las fases posteriores.

En primer lugar, tenemos la anchura W. De las tres dimensiones mencionadas es la única cuyo ajuste cumple una única función en el diseño, y esta es prevenir que se propague el modo TE₁₀. En una guía de onda la modificación de sus dimensiones permite controlar los modos que se propagan en su interior, y esto no es diferente con la estructura

de este proyecto. Con el objetivo de tener un mejor control sobre el comportamiento de la antena, se ha determinado que esta trabaje en el rango monomodo, es decir, que únicamente se propague el modo TE01. Por esto mismo es preciso delimitar el valor máximo que esta dimensión no ha de sobrepasar. De esta manera se establece que la anchura de la guía no ha de superar el valor de $\lambda_0/2$. Así se logra que el primer modo que se origina a partir de esta dimensión, el TE01, no se propague.

En segundo lugar, y en parte con un cometido similar al de la anchura, tenemos la altura H. Por un lado, el ajuste de esta permite de nuevo controlar los modos que se propagan, con la diferencia en este caso de que sí que se quiere permitir que un modo se propague, siendo este el TE01 como ya se ha comentado. Es por ello que en este caso tendremos dos límites, uno superior y otro inferior. El inferior garantizará que siempre se propague el modo TE01, mientras que el superior impedirá que se propaguen modos de orden superior, en concreto el TE02. Por lo tanto, se determina que la altura ha de ser mayor que $\lambda_0/2$ y menor que λ_0 . Además de esto, dentro de dichos límites el ajuste de la altura también permite controlar parcialmente el escaneo. Los detalles de esto son desarrollados en la primera sección del siguiente capítulo.

Y por último tenemos la longitud L, la cual en funcionalidad sobre el diseño está más separada de las dos dimensiones anteriores. Esta determina junto a la separación entre postes la cantidad de energía radiada al exterior a lo largo de toda la antena. Es decir, cuanto mayor longitud tenga la antena mayor será la dimensión de la zona a través de la cual el modo de fuga tiene la posibilidad de escapar de la guía. El control de esta dimensión tendrá efecto sobre diferentes parámetros como la eficiencia de radiación, el parámetro S21 o el ancho de haz, lo cual se verá en los desarrollos de secciones posteriores. Si bien es cierto que por los objetivos del diseño de la antena MARsss, dichos parámetros se ven beneficiados al aumentar la longitud, es decir, presentando un aumento en el caso de la ganancia y una disminución en el del parámetro S21 y el ancho de haz (siempre y cuando la tasa de radiación sea bien ajustada), este primer prototipo de la antena estará limitado en longitud, ya que la cámara anecoica de la universidad donde se han de realizar las mediciones ya mencionadas cuenta con un espacio bastante reducido. En concreto esta tiene un ancho de 2,70 m. No solo se habrá de tener en cuenta el tamaño de la parte radiante de la antena si no que la inclusión de ciertos elementos como la red de alimentación también contribuyen a la longitud total.

Estableciendo y ajustando adecuadamente estas dimensiones desde las primeras fases del diseño garantizamos que el resto de adiciones sobre la parte radiante de la antena parten de unos resultados bien optimizados.

Aun sin verse directamente por encontrarse en el interior de las dos guías de onda cerradas de ambos extremos, en la Figura 3.3 se indica la ubicación de la red de alimentación, cuyo propósito en el diseño es alimentar la antena. La razón de que esta cuenta con una en cada extremo es para evitar que la energía no radiada que alcanza el final de la guía no rebote y acabe produciendo un patrón de onda estacionaria que interfiera con el funcionamiento correcto de la antena.

Con esta descripción de las características y dimensiones claves de la antena MARsss se puede proceder a definir las diferentes fases del proceso de diseño.

3.3 Fases del diseño de la antena MARsss

El objetivo de compartimentar el diseño en diferentes fases o secciones es el centrar la optimización en un único elemento o aspecto de la estructura de manera simultánea y no proceder con el siguiente hasta que se dé por concluida dicha sección, de esta manera se logra un proceso de optimización más sencillo, claro y rápido.

La estructuración de estas fases se ha realizado de tal manera que las sucesivas secciones construyan sobre las anteriores, partiendo de lo general como lo es la parte radiante de la antena y avanzando hacia lo específico, como la red de alimentación o la inclusión de *flanges*. Estas fases son las siguientes:

Definir y optimizar la parte radiante de la antena: en esta primera fase se establecen las dimensiones de esta parte dentro de los límites indicados en la sección anterior. Esta primera fase del diseño de la estructura, en lugar de incorporar la red de alimentación, cuenta con un par de *wave ports* que excitan directamente el modo TE₀₁. De esta manera no es necesario tener dicha red de alimentación diseñada de manera previa.

Incorporar la transición entre la parte radiante de la antena y la sección de la guía donde se introduciría la red de alimentación: antes de proceder al diseño de la red de alimentación se han de incorporar en ambos extremos dos secciones de guía de onda cerrada donde posteriormente se realizará el diseño de la red de alimentación. Entre

la parte radiante y dichas secciones es necesario incorporar una transición. Es por ello que se ha de estudiar el efecto de esta sobre los resultados obtenidos en la fase anterior. Su funcionalidad en el diseño es detallada en una sección posterior.

Diseño de la red de alimentación: con el objetivo de alimentar la antena y que esta cuente con una buena adaptación a lo largo del ancho de banda de trabajo, se ha de diseñar una red de alimentación que permita esto.

Incorporación de los *flanges*: si bien la larga longitud eléctrica de la antena permite crear un haz bastante directivo en el diagrama de radiación en el plano H (el cual coincide con el plano YZ en la Figura 3.3), esto no sucede así en el plano transversal de la antena (plano XZ en la misma figura). Por lo tanto, para reducir el ancho de haz en este plano se pueden incluir unos *flanges*, los cuales permiten enfocar la radiación electromagnética en una dirección.

Además de lo descrito en cada una de estas fases, al diseño se le realizarán múltiples filas de agujeros en ambas paredes laterales. Con la inclusión de dichos agujeros se pretende dar flexibilidad para realizar modificaciones en el diseño una vez fabricado, ya sea para sintonizarlo o para cambiar sus características de radiación modulando la estructura a lo largo de su longitud. La antena de este proyecto se puede ver como un array de antenas continuo, ya que la radiación está determinada por los campos a lo largo de la apertura, los cuales vienen definidos por el modo *leaky* que da cierta flexibilidad, aunque más limitada que un *phased array*, para controlar fase y amplitud de dichos campos. Es por ello que la inclusión de los agujeros mencionada posibilitaría la realización de un diseño *taper*, el cual no es más que una estructura en la que la sección transversal varía (cambio de altura y separación entre postes) para modificar los campos en la apertura y así poder mejorar ciertos aspectos del diagrama de radiación de la antena. Sin embargo, pese a que en este TFG no se ha llegado a incluir estos diseños *taper*, se han incluido los agujeros para poder modificar la antena tras su fabricación. Por esto mismo, en varias de las secciones posteriores se incorporan esta serie de agujeros con el objetivo de comprobar el efecto de su presencia sobre los resultados.

Capítulo 4

Desarrollo

De manera habitual, el proceso de desarrollo seguido en este tipo de proyectos comienza haciendo uso de un script de MATLAB, el cual, a través del equivalente circuital de las LWAs permite realizar una primera aproximación de los parámetros clave de la antena. El objetivo de esto es acelerar las primeras fases del diseño ya que estas simulaciones tienen un bajo coste computacional y, por lo tanto, un menor tiempo de cálculo respecto a las posteriores aproximaciones realizadas con el software HFSS de Ansys [37].

Sin embargo, este código ha sido desarrollado teniendo en mente las LWAs basadas en tecnología planar. Es por ello que, aunque dicho script dé la opción de trabajar con LWAs basadas en guía de onda hueca, es bastante probable que el modelado de los postes para anchuras tan altas esté fallando y, por lo tanto, da lugar a resultados que se desvían bastante del comportamiento que realmente tendría la antena. Por esto mismo, desde las primeras fases del diseño se ha optado por realizar las simulaciones directamente con HFSS.

HFSS se trata de un software de simulación electromagnética en 3D capaz de obtener los resultados a partir de la resolución de las ecuaciones de Maxwell. Gracias a esto, los resultados que proporciona muestran una considerable precisión respecto al comportamiento real de las antenas. El único inconveniente y razón de que en otras situaciones se comience trabajando con el script de MATLAB, es que la complejidad de la resolución de las ecuaciones de Maxwell conlleva largos tiempos de simulación. Aun con todo, en este proyecto la única opción ha sido recurrir directamente a este software.

Con la finalidad de facilitar en las siguientes secciones la optimización de la antena, cada una de las dimensiones que juegan un papel en este proceso han sido parametrizadas. Esto además de permitir un acceso directo al control de dichas dimensiones, proporciona la posibilidad de realizar análisis paramétricos y así acelerar el proceso de ajuste. Además de esto, si bien es cierto que para la aplicación de este proyecto

se está diseñando una antena receptora, al cumplir el teorema de reciprocidad, es decir, que la antena proporciona unos mismos resultados ya sea en transmisión o recepción, se ha tomado la decisión de diseñar en HFSS la antena como si esta fuera transmisora con el objetivo de facilitar el proceso de simulación y optimización.

De manera común a la mayoría de las secciones del diseño, cada una de las fases de optimización comparten un mismo procedimiento. El hecho de haber realizado un proceso de ajuste similar en cada una de las fases no es algo planeado, si no la consecuencia natural de llevar a cabo este proceso múltiples veces y coincidir en que el procedimiento más directo y eficiente es el siguiente:

En primer lugar, se realiza un análisis paramétrico de la dimensión a ajustar, de tal manera que a partir de los resultados obtenidos se puede verificar que estos siguen el comportamiento esperado. Tras esto existen dos posibilidades. Si los resultados siguen el comportamiento esperado, basta con afinar el rango de los valores del análisis paramétrico y seleccionar el valor que proporcione mejores resultados. Si este no es el caso, se realizan nuevos análisis paramétricos que permitan analizar y determinar el efecto de la modificación de la dimensión sujeta al ajuste sobre el comportamiento de los resultados, para finalmente determinar el mejor valor al que podemos fijar la dimensión que estamos ajustando.

Mediante este procedimiento se han extraído la mayor parte de los resultados de las siguientes fases del diseño. Cualquier otro proceso seguido que se sume o desvíe de lo explicado, es aclarado en su respectiva sección.

4.1 Diseño de la parte radiante de la antena

Tal y como se ha comentado en el capítulo anterior, con el objetivo de que en posteriores fases del diseño la antena alcance su comportamiento óptimo, es esencial que en esta sección se realice un buen ajuste y optimización de la parte radiante de la estructura. Esto involucra modificar y ajustar la separación entre postes, la altura de la guía desde la base hasta la fila de postes, el ancho, la longitud y la separación entre el borde de la apertura y la fila de postes.

De entre todos, quizás el más importante es el ajuste de la altura. No solo por el control de la propagación del modo TE₀₁, sino también por el control del escaneo. Esto

se puede comprender mejor recuperando el estudio mediante óptica geométrica de las constantes de propagación, más en concreto la expresión (3.9), la cual se puede desarrollar un poco más y llegar a (4.1). La constante de propagación transversal β_z viene determinada por las soluciones modales, pudiéndose reescribir como $2\pi f_c/c$, siendo f_c la frecuencia de corte del modo de fuga. Es precisamente esta nueva forma de β_z la que se ha empleado para llegar a (4.1).

$$\theta_{RAD} = \arcsin \left(\frac{\sqrt{(2\pi f/c)^2 - (2\pi f_c/c)^2}}{2\pi f/c} \right) \quad (4.1)$$

Recordemos que la altura desde la base hasta la fila de postes, a la cual nos referiremos ahora simplemente como altura o H, determina la frecuencia de corte del modo de fuga. Por lo tanto, mediante (4.1), podemos comprobar como cuanto más nos acerquemos a la frecuencia de corte, la radiación apuntará más a la dirección *broadside* ($\theta_{RAD} = 0^\circ$). De esto se puede extraer que mediante el ajuste de la altura H controlaremos la “ubicación” del escaneo dentro del rango frecuencial, es decir, a que frecuencia corresponde un determinado valor del θ_{RAD} . Por ejemplo, si $\theta_{RAD} = 20^\circ$ se obtiene a los 500 MHz y se desea bajarlo a los 400 MHz, lo que se ha de hacer es aumentar la altura, es decir, reducir la frecuencia de corte del modo de fuga. Con esta consideración podemos controlar de manera parcial el escaneo en el ancho de banda de trabajo establecido (de 400 MHz a 800 MHz). El hecho de que el ajuste de la altura H posibilite un control parcial y no completo es porque no se podrá alterar la tasa de escaneo, parámetro que determina la variación del ángulo de radiación por unidad frecuencial. El ajuste de esta tasa de escaneo depende de la estructura en sí. Además, sería necesario añadir algún otro mecanismo de control que permitiera ajustarla.

Para comenzar con el ajuste de H en HFSS, se parte del valor $\lambda_t/2$, siendo λ_t la longitud de onda transversal del modo de fuga. Si se recuperan las expresiones (3.5) y (3.8), se puede reescribir la fracción para obtener este valor de partida en función de la frecuencia y de θ_{RAD} , tal y como es mostrado en la expresión (4.2). Esta H inicial se extrae empleando en la expresión valores de trabajo intermedios tanto para la frecuencia como para el ángulo de radiación, siendo en este caso 600 MHz y 40° respectivamente. A partir

de dichos valores se obtiene una altura inicial en torno a los 326 mm. Esta dimensión se va ajustando hasta finalmente alcanzar su H óptima.

$$\lambda_t/2 = \frac{2\pi/\beta_z}{2} = \frac{2\pi/\sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - \left(\frac{\sin(\theta_{RAD}) \cdot \left(\frac{2\pi f}{c}\right)}{2}\right)^2}}{2} \quad (4.2)$$

Por otro lado, tenemos la separación entre postes. Como ya se ha comentado, esta dimensión controla la reflectividad de la PRS, influyendo directamente en la tasa de radiación α_y . A mayor separación entre postes, mayor porción de la potencia es radiada por unidad de longitud. De esta manera, dicha separación tiene una relación directa con la eficiencia de radiación de la estructura a través de la expresión (3.12) de la sección donde se desarrollaban los Fundamentos teóricos de las antenas Leaky-Wave.

Recuperando también de la sección mencionada la explicación del porqué en las LWAs hay un compromiso entre la eficiencia de radiación y lo que se conoce como eficiencia de apertura, recordamos que las LWAs se diseñan para que a su frecuencia de trabajo, la eficiencia esté entre el 90 y el 95%. Como la antena MARsss tiene un ancho de banda bastante amplio y su tasa de radiación disminuye con la frecuencia, la eficiencia también se reduce. Por esto se busca que a frecuencias bajas la eficiencia sea más alta (95%) para que el comportamiento en todo el ancho de banda sea lo mejor posible.

Con todo esto en consideración, se ha de realizar el ajuste de la separación entre postes. Tanto por los resultados obtenidos a través de HFSS como por lo aquí expuesto, se puede comprobar como el incremento de la separación entre estos conlleva el aumento de la eficiencia de radiación junto a la disminución del parámetro S21. De nuevo, el ajuste de esta separación habrá de ser menor a $\lambda_0/2$, tal y como se ha establecido en el capítulo anterior.

En lo respectivo a la longitud de la antena L, retomando de nuevo lo descrito en el capítulo anterior, se explicó como por las limitaciones comentadas de la cámara anecoica, se ha establecido que esta cuente con un valor máximo en torno a los 1,5 m, ya que aún se habrán de incorporar otros elementos como la red de alimentación que incrementan la longitud total

4.1 Diseño de la parte radiante de la antena

Los otros dos parámetros restantes tienen una menor influencia sobre los resultados. Según las pruebas realizadas, el ancho de la antena W , el cual ha de ser menor a $\lambda_0/2$ para prevenir que se propague el modo TE₁₀, tiene un efecto menos evidente sobre los resultados. Si se realizara un incremento de esta dimensión, en un primer momento se podría pensar que el aumento de la apertura a través de la cual puede radiar la antena daría pie a un aumento de la eficiencia de radiación y del parámetro S₂₁. Esto sucede así, sin embargo, conforme W va aumentando se llega un punto en el que ambos parámetros disminuyen con dicho aumento. Aunque por esto se pudiera determinar que lo ideal es emplear un valor para la anchura cercano a este punto de inflexión, esta conclusión sería errónea. Al comprobar como la modificación de esta dimensión afecta al escaneo, se extrae que la reducción de la anchura provoca una disminución del escaneo especialmente en las frecuencias más bajas del ancho de banda de trabajo. Por ello, a la hora de la selección del ancho W de la antena, se ha de realizar un compromiso entre la eficiencia de radiación, el parámetro S₂₁ y el escaneo.

Por último, está la separación entre el borde de la apertura y la fila de postes H' , cuya variación no tiene un impacto especialmente significativo sobre los resultados. En consecuencia, se ha optado por dejarla con el valor sugerido por Miguel Poveda durante el desarrollo de esta parte.

Recordemos que en esta fase del diseño se han empleado un par de *wave ports*, de tal manera que no sea necesario tener la red de alimentación diseñada de manera previa. El inconveniente de esto es que dichos *wave ports* excitan el modo TE₀₁ de una guía de onda cerrada en lugar del modo de fuga que se excitaría si se hiciera uso de la red de alimentación. Por esto mismo en los resultados surgen ciertos errores de simulación en las frecuencias más bajas. Con el objetivo de estudiar este comportamiento y el de la auténtica frecuencia de corte de la estructura una vez se incorpore la red de alimentación, se ha optado por extender el rango frecuencial en el cual se realiza la simulación. En lugar de realizar los análisis justo en el ancho de banda de trabajo de la antena, de 400 MHz a 800 MHz, se ha extendido de los 350 MHz a los 800MHz.

4.1.1 Análisis de los resultados de la parte radiante de la antena

Teniendo en mente todas las consideraciones anteriores, se ha llevado a cabo en HFSS el proceso de optimización mediante los métodos descritos. De esta manera se han obtenido los siguientes resultados:

La estructura resultante de este proceso de optimización se puede ver tanto en la Figura 4.1 como en Figura 4.2. Recuperando las variables indicadas en la Figura 3.3, sus dimensiones son:

P	200 mm
Dp	10 mm
Dh	8 mm
H'	100 mm
H	350 mm
W	150 mm
L	1600 mm

Respecto a las dimensiones resultantes, cabe aclarar que la elección de la longitud deriva del valor de la separación entre postes. La razón de esto es que tras determinar que el valor óptimo para dicha separación es de 200 mm, se ha de establecer una longitud múltiplo de este valor, de tal manera que coincida un poste con el principio y final de la estructura para que estos encajen bien. Por esto mismo se ha determinado que la longitud sea de 1600 mm por ser el valor más cercano al límite de 1500 mm establecido con anterioridad. A parte de esto, se ha de aclarar que la selección del diámetro de los postes Dp, atiende principalmente a cuestiones de fabricación. Con el objetivo de facilitar esta tarea, dichos postes van a ser implementados mediante tornillos metálicos. Por ello, la elección de la dimensión Dp ha sido realizada en función a las dimensiones de los tornillos disponibles para la fabricación. Por último, de manera separada al resto de dimensiones, el parámetro Dh corresponde al diámetro de los agujeros a incluir para posteriormente

4.1 Diseño de la parte radiante de la antenna

poder permitir modificaciones en el diseño una vez fabricado. Sin embargo, la inclusión de estos y su efecto sobre los resultados es estudiado en la sección siguiente.

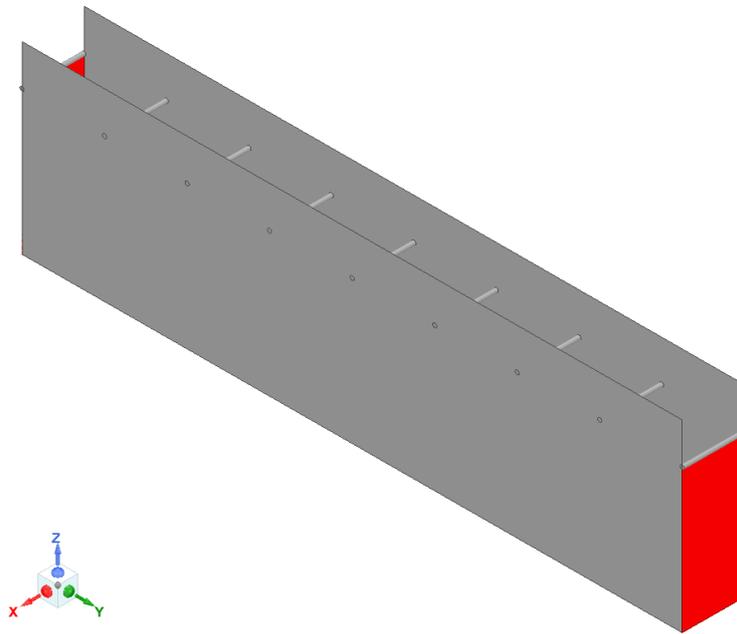


Figura 4.1: Vista isométrica de la parte radiante de la antenna.



Figura 4.2: Alzado, planta y perfil de la parte radiante de la antenna.

Pasando al análisis de los diferentes parámetros de la antenna, en primer lugar encontramos en la Figura 4.3 el diagrama de radiación en el plano H (plano YZ). En

concreto, dicha figura representa la ganancia en dB normalizada para diferentes frecuencias pertenecientes al ancho de banda de trabajo. Tal y como era de esperar por lo explicado en el capítulo donde se desarrollaban los fundamentos teóricos, se puede comprobar por la posición de los lóbulos principales como la variación de la frecuencia permite el escaneo angular espacial. En lo que respecta al HPBW (*Half Power Beam Width*, parámetro el cual determina el ancho de los haces principales a partir de la caída a -3 dB) adquiere unos valores que varían de los 27° para 400 MHz a los $20,5^\circ$ para 800 MHz. Por otra parte, se puede comprobar como los lóbulos secundarios mantienen valores cercanos a los -9 dB. La excepción a esto es el diagrama de radiación correspondiente a los 800 MHz, el cual presenta un lóbulo secundario bastante pronunciado, alcanzando un valor de -5 dB. Afortunadamente, este decae rápidamente conforme se baja en frecuencia, pasando a valer -16 dB aproximadamente con 700 MHz.

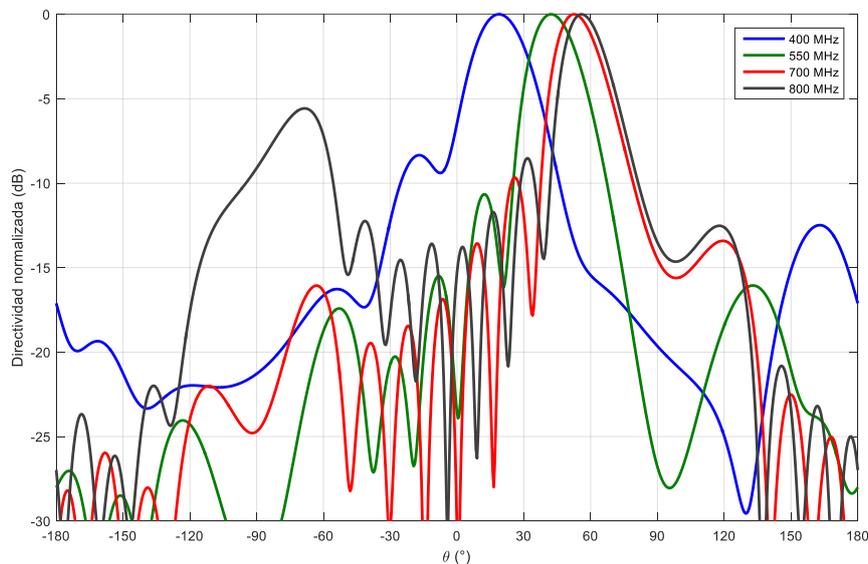


Figura 4.3: Diagrama de radiación en el plano H, ganancia normalizada.

De este diagrama de radiación derivan otras dos representaciones. La primera de estas es la Figura 4.4, en la cual está representado el escaneo, es decir, la variación del ángulo de radiación θ_{RAD} en función de la frecuencia. A partir de esta se puede determinar que en el ancho de banda de trabajo (de 400 MHz a 800 MHz) se alcanza un escaneo de 19° a 56° . La otra peculiaridad que se puede observar es como la tasa de escaneo es mayor para las frecuencias bajas que para las frecuencias altas. Esto se trata de un comportamiento característico de las LWAs. La explicación a esto se puede extraer a partir de la expresión del ángulo de radiación (3.9) del capítulo anterior. Si esta fuera

4.1 Diseño de la parte radiante de la antena

derivada respecto a la frecuencia para obtener la tasa de escaneo, se podría comprobar cómo se obtienen valores mayores cuanto menor sea la frecuencia.

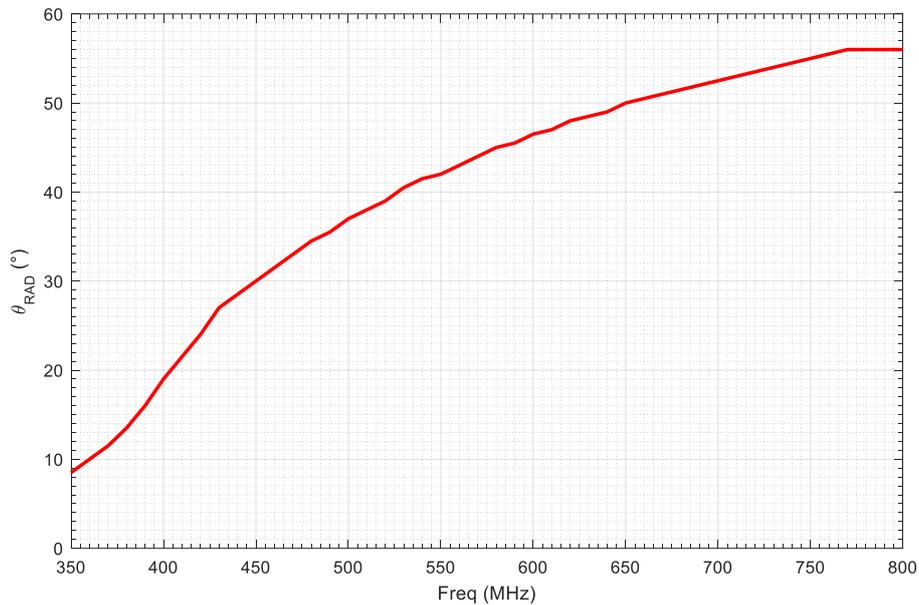


Figura 4.4: Escaneo en función de la frecuencia de la parte radiante de la antena.

La segunda representación que deriva del diagrama de radiación es la Figura 4.5. El objetivo de haber representado el diagrama de radiación con la ganancia normalizada es poder comparar de manera más clara las curvas de las diferentes frecuencias. Sin embargo, realizando la representación de esta manera se pierde la información respectiva al nivel real de ganancia de los lóbulos principales. Por esto es necesario representar la ganancia máxima en función de la frecuencia. En los respectivo a los niveles resultantes del proceso de optimización, se obtienen unos 7,5 dB bastante estables a lo largo del ancho de banda de trabajo. Si bien es cierto que la estabilidad de este nivel supone una mejora respecto a la antena logoperiódica empleada como referencia, la ganancia de la antena MARsss se puede mejorar con la posterior inclusión de los *flanges*, los cuales permiten concentrar la radiación electromagnética en una dirección. Otra opción sería usar una antena más larga que aumentara la directividad reduciendo el ancho de haz, algo que se puede comprobar con la expresión (4.3). Aun así, por lo ya comentado respecto a las dimensiones de la cámara anecoica de la universidad, esto no es posible.

$$HPBW = \frac{180/\pi}{L/\lambda_0 \cdot \cos(\theta_{RAD})} \quad (4.3)$$

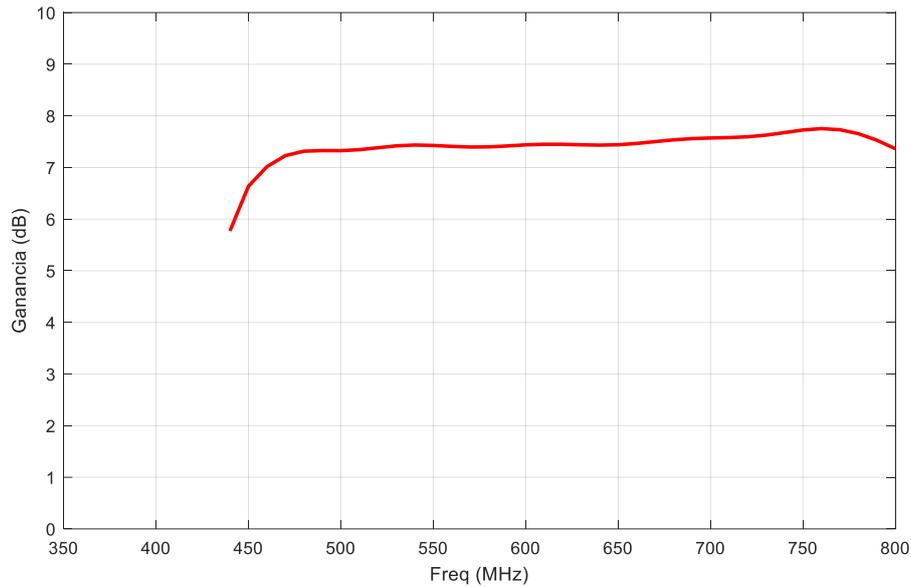


Figura 4.5: Ganancia máxima en función de la frecuencia de la parte radiante de la antena.

Algo que a primera vista puede resultar extraño, es el hecho de que entre los 350 y los 440 MHz la curva no muestre ningún valor. Sin embargo, recordemos que los *wave ports* con los que se han realizado las simulaciones de esta sección excitan el modo TE₀₁ de una guía de onda cerrada en lugar del modo de fuga característico de las LWAs. Es por ello que en torno a la frecuencia de corte que presentaría una guía de onda cerrada con las mismas dimensiones que la antena, se producen errores de simulación que dan lugar a representaciones que se desvían de los valores que realmente se habrían de obtener. O como es el caso de la Figura 4.5, en dicho rango los valores directamente no son representados. Por esta razón, en esta y en las secciones posteriores donde se haga uso de los *wave ports*, se ha de tener en cuenta la invalidez de los resultados en estas frecuencias.

Pasando a la representación de la eficiencia de radiación en la Figura 4.7, se puede comprobar cómo se ha logrado que esta tome unos valores próximos al 95% en las frecuencias más bajas y no inferiores al 55 % para las frecuencias más bajas. La reducción de la eficiencia con el aumento de la frecuencia es algo natural, siendo este un efecto que deriva del escaneo. Conforme el ángulo de radiación θ_{RAD} aumenta con la frecuencia, la separación aparente entre postes para el modo que se propaga en el interior disminuye. Como se puede ver en Figura 4.6, cuando la frecuencia aumenta, el vector de propagación en el vacío k_0 apunta a una dirección más cercana a la longitudinal, de tal manera que la separación aparente entre postes a través de la cual puede escapar el modo de fuga se ve

4.1 Diseño de la parte radiante de la antenna

reducida. De esta manera la relación entre la potencia inyectada y la radiada es menor, es decir, disminuye la eficiencia de radiación. Este comportamiento de reducción de la eficiencia con el aumento de la frecuencia es típico de las LWAs, independientemente de si estas cuentan con otra topología que no sea una pared de postes.

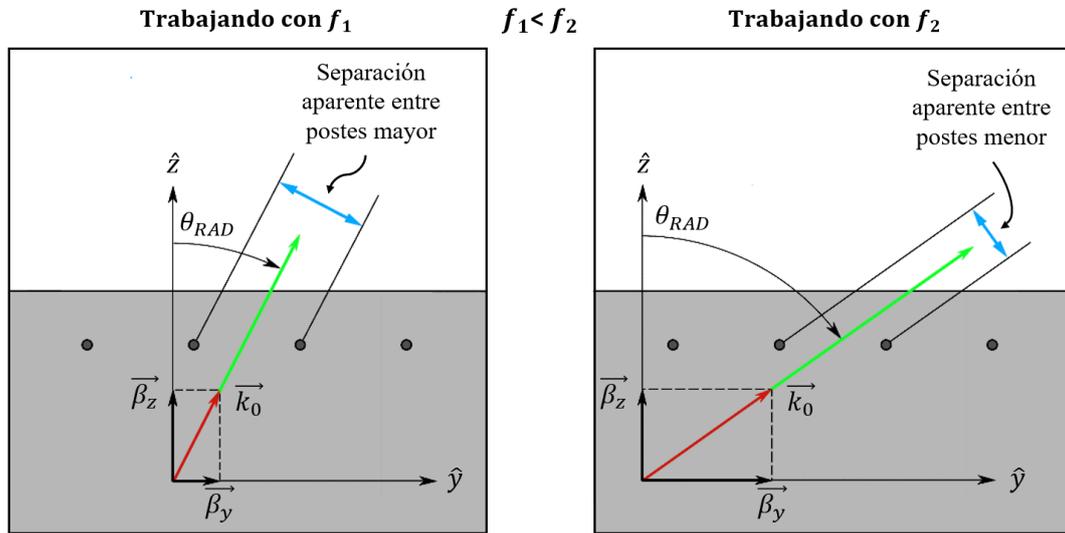


Figura 4.6: Cambio de la separación aparente entre postes con el aumento de la frecuencia.

De nuevo, en la Figura 4.7 se repite el efecto provocado por los *wave ports* en las frecuencias bajas. A diferencia de la representación de la ganancia máxima, aun siendo fruto de los errores de simulación, sí que se muestran los valores que toma la curva en dicho rango. En concreto se puede apreciar un pico que distorsiona los valores que realmente debería tomar la curva en las frecuencias más bajas. Considerando que la altura H de la antena tiene un valor de 350 mm, podemos comprobar, tal y como se ha comentado anteriormente, que los errores de simulación tienen lugar en torno a la frecuencia de corte que tendría el modo que se propagaría en el interior de una guía de onda cerrada con la misma dimensión H . Para el valor mencionado de la altura, se puede recurrir a la expresión (4.4), mediante la cual se puede calcular la frecuencia de corte del modo TE01 de la guía de onda cerrada mencionada. Estableciendo m a 0 y n a 1 se obtendría una frecuencia de corte en 429 MHz aproximadamente, valor que precisamente coincide con el pico que provoca la distorsión en la curva.

$$f_{c,m,n} = \frac{c}{2\pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{H}\right)^2} \quad (4.4)$$

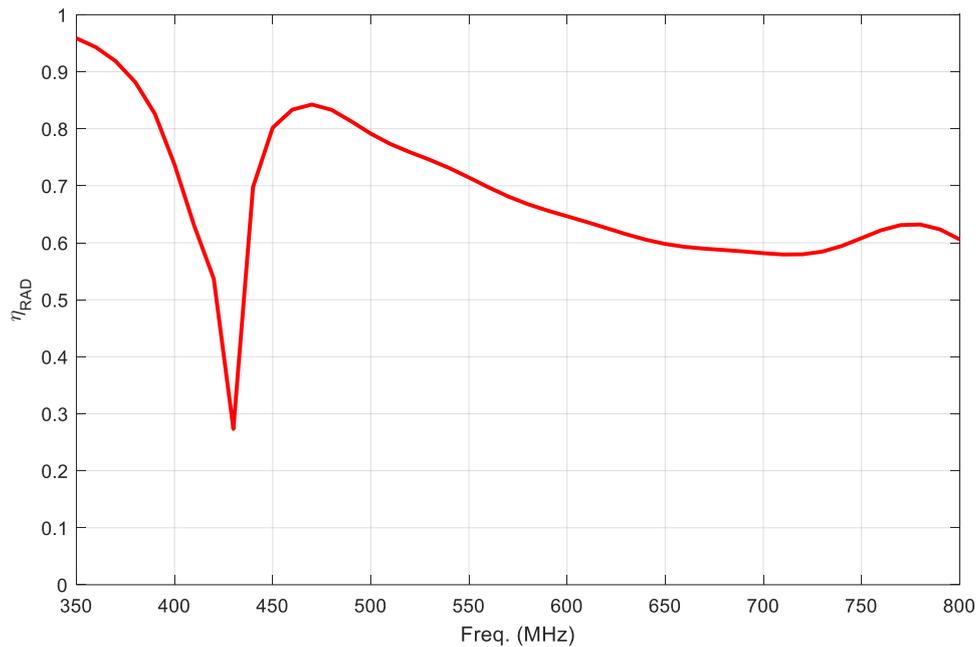


Figura 4.7: Eficiencia de radiación de la parte radiante de la antena.

Finalmente tenemos la representación de los tres últimos parámetros relevantes en el diseño de esta sección. De nuevo cabe recordar como en torno a los 430 MHz, siguen estando presentes los errores de simulación causados por los *wave ports*. En primer lugar, en la Figura 4.8 encontramos representado el parámetro S21. Recordemos que, por lo explicado en secciones posteriores, se busca que este parámetro sea lo más reducido posible. Por esto mismo la antena presenta unos muy buenos resultados, especialmente cuanto más reducida sea la frecuencia. Respecto a las frecuencias más altas, el parámetro S21 no llega a superar los -4 dB, es decir, al menos el 60% de la potencia inyectada es radiada y no alcanza el puerto del extremo opuesto. De nuevo, el causante de que se obtengan mejores resultados cuanto menor es la frecuencia es el fenómeno de la separación aparente entre postes explicado a través de la Figura 4.6.

Los dos parámetros restantes representan la adaptación de la antena, por un lado el S11 de la Figura 4.8 y por otro el VSWR en la Figura 4.9. Si bien es cierto que el ajuste de ciertas dimensiones permite un control parcial de estos dos parámetros, lo que determinará en mayor medida la adaptación de la antena será la red de alimentación desarrollada y optimizada en secciones posteriores. Aun con todo, para este y el resto de procesos de optimización que se han realizado, se ha establecido como objetivo que la adaptación ha de ser idealmente menor a -10 dB en el caso del parámetro S11, o menor a

4.1 Diseño de la parte radiante de la antena

2 en el caso del VSWR. Mediante la expresión (4.5), la cual relaciona el parámetro S11 con el VSWR, se puede comprobar como ambos valores son equivalentes. Para poder emplear dicha expresión, el parámetro S11 ha de pasar de las unidades logarítmicas de las representaciones a unidades lineales ($10^{S11(dB)/20}$).

$$VSWR = \frac{1 + |S11|}{1 - |S11|} \quad (4.5)$$

Volviendo a los valores objetivo, en ambos casos estos se traducen en que la potencia reflejada a la entrada de la antena ha de ser menor al 10%. El rango frecuencial que cumpla estas condiciones recibirá el nombre de *input matching bandwidth*. Sin embargo, por coincidir con la zona donde se produce el error de simulación, no se puede determinar el punto real a partir del cual ambos parámetros descienden por debajo del límite. En contraposición, sí que se puede determinar que en el resto del ancho de banda de trabajo la adaptación se mantiene por debajo del límite hasta alcanzar los 800 MHz.

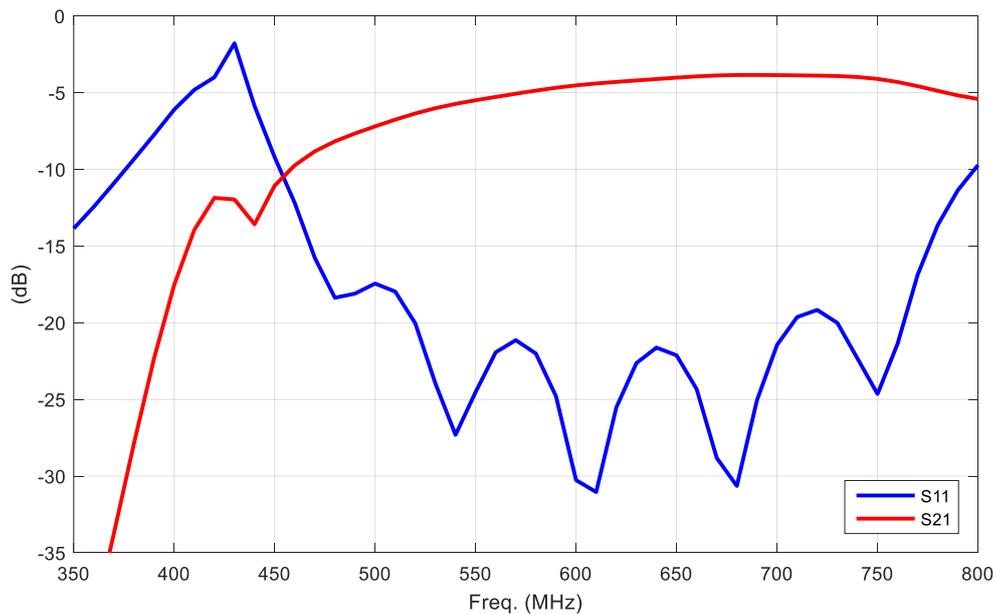


Figura 4.8: Parámetro S11 y S21 de la parte radiante de la antena.

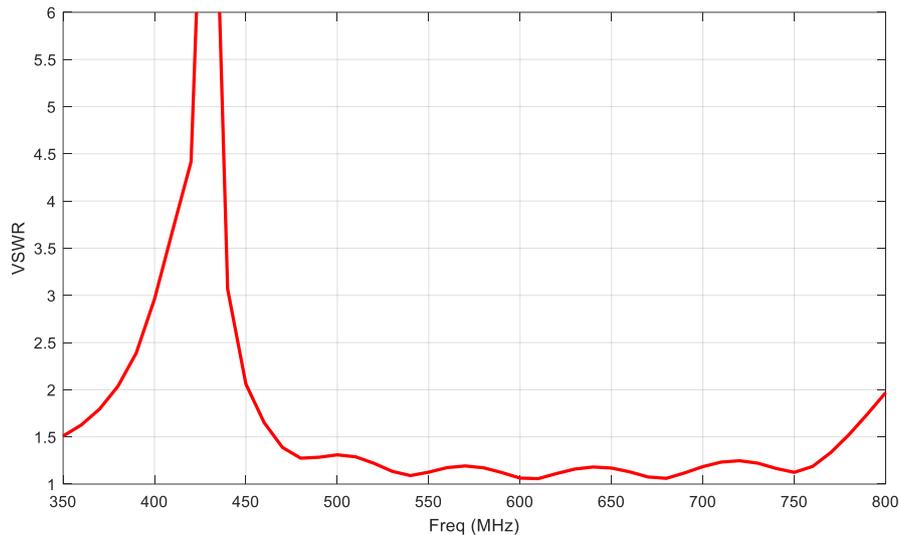


Figura 4.9: VSWR de la parte radiante de la antena.

4.1.2 Estudio del efecto de los agujeros sobre el diseño de la parte radiante de la antena

Recordemos que para poder permitir modificaciones en el diseño una vez fabricado se ha elegido la opción de ubicar a lo largo de las paredes laterales de la antena una serie de agujeros de tal manera que esto permita reubicar la posición de los postes metálicos una vez la estructura sea fabricada. Precisamente en esta sección se estudia el efecto de dichos agujeros sobre el diseño ya optimizado de la parte radiante de la antena. En concreto se realiza una comparativa entre el diseño con y sin agujeros de los múltiples parámetros obtenidos para así verificar que la inclusión de estos no tenga un impacto significativo sobre el rendimiento de la antena.

En la Figura 4.10 y la Figura 4.11 se muestra la disposición de los agujeros en la estructura. Estos están dispuestos en seis filas que se extienden de extremo a extremo, estando separadas entre sí 20 mm al igual que lo están las columnas (dicha separación es relativa al centro de los agujeros). En concreto se ha establecido una fila a la altura de los postes, dos más por encima de esta y otras tres por debajo. Por cuestiones relativas a la fabricación, cada agujero cuenta con un diámetro de 8 mm. En consecuencia, al ser un tamaño bastante menor al de la longitud de onda (714,4 cm), el modo de fuga verá la pared prácticamente como si esta fuera un conductor perfecto. En consecuencia, la

4.1 Diseño de la parte radiante de la antenna

cantidad de radiación que escapará a través de ellos será ínfima, tal y como se muestra con los resultados mostrados en este apartado.

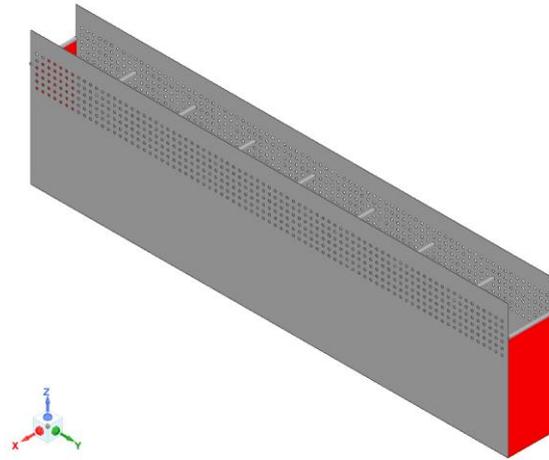


Figura 4.10: Vista isométrica de la parte radiante de la antena con agujeros.

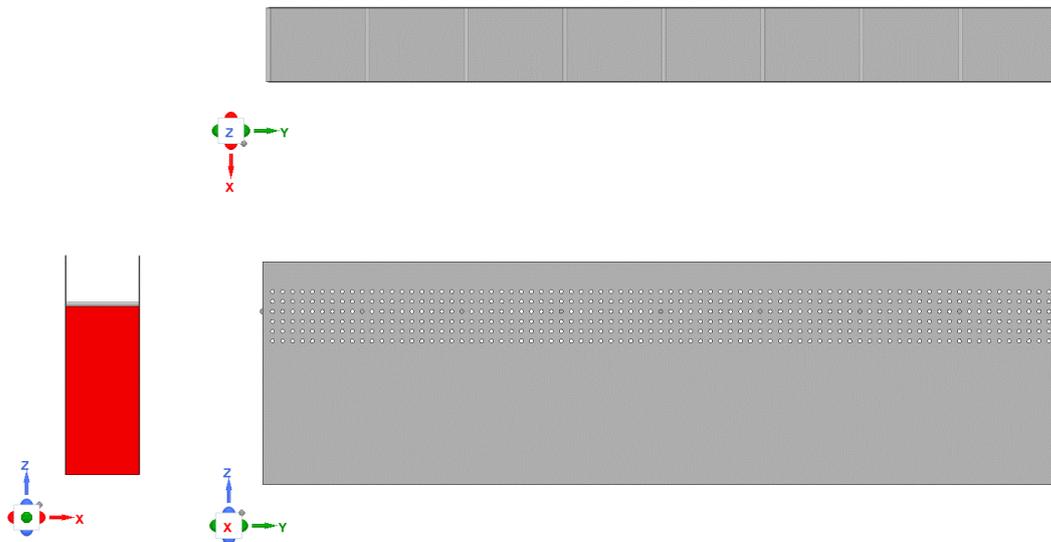


Figura 4.11: Alzado, planta y perfil de la parte radiante de la antena.

Partiendo por la comparativa entre los diagramas de radiación de la Figura 4.12, destaca en la representación del diseño con agujeros la ausencia de la curva que corresponde a 400 MHz. De nuevo, la razón de esto son los errores de simulación provocados por el uso de los *wave ports*. En este caso, dichos errores se manifiestan con la ausencia de la curva mencionada. En lo que respecta a la comparativa de las otras tres curvas, ambos diseños comparten unos resultados muy similares. De hecho, el diseño con

agujeros muestra algunos lóbulos secundarios incluso menores (uno o dos dB inferiores). Esto mismo se repite con el HPBW. Aun sin poder comparar la curva de los 400 MHz, se comprueba que la variación de este parámetro entre ambos diseños a penas se desvía un grado.

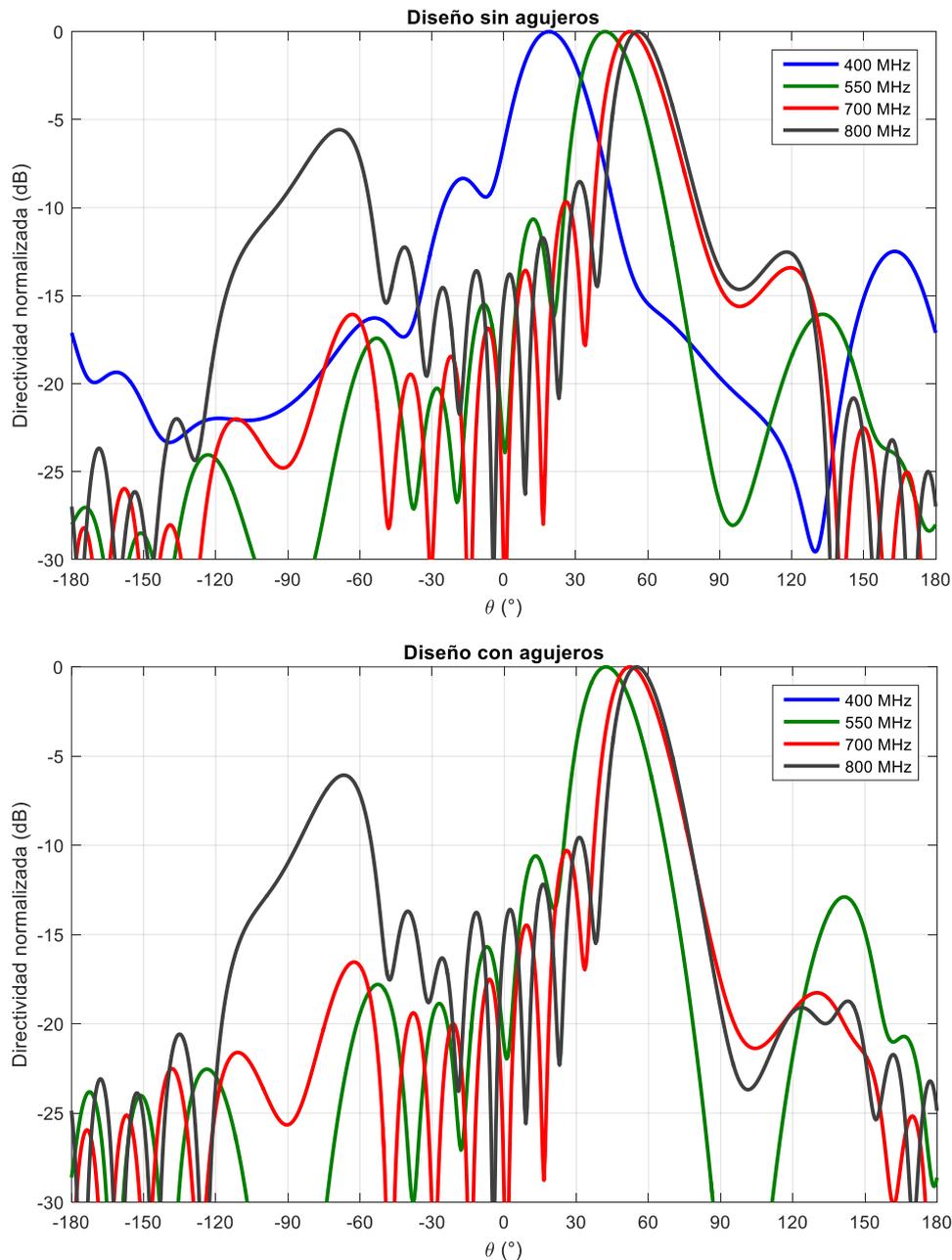


Figura 4.12: Comparativa del diagrama de radiación en el plano H con ganancia normalizada entre el diseño sin agujeros y con agujeros.

4.1 Diseño de la parte radiante de la antena

Continuando con la comparativa del escaneo en la Figura 4.13 comprobamos como el escaneo mantiene los mismos valores en gran parte del ancho de banda de trabajo a excepción de las frecuencias más bajas. Aun sin estar presente la curva de los 400 MHz en la representación con agujeros de la Figura 4.12 debido a que los errores de simulación provocaban que sus valores se salieran del rango de representación, en la Figura 4.13 el escaneo si queda bien representado a dicha frecuencia, ya que aun con valores de directividad normalizada erróneos, la curva sigue estando en la posición angular correcta. Es a estos 400 MHz donde la inclusión de los agujeros produce una pérdida de $5,5^\circ$ del escaneo. De esta manera se pasa de los 19° que a dicha frecuencia encontrábamos en el diseño sin agujeros, a los $24,5^\circ$ con ellos.

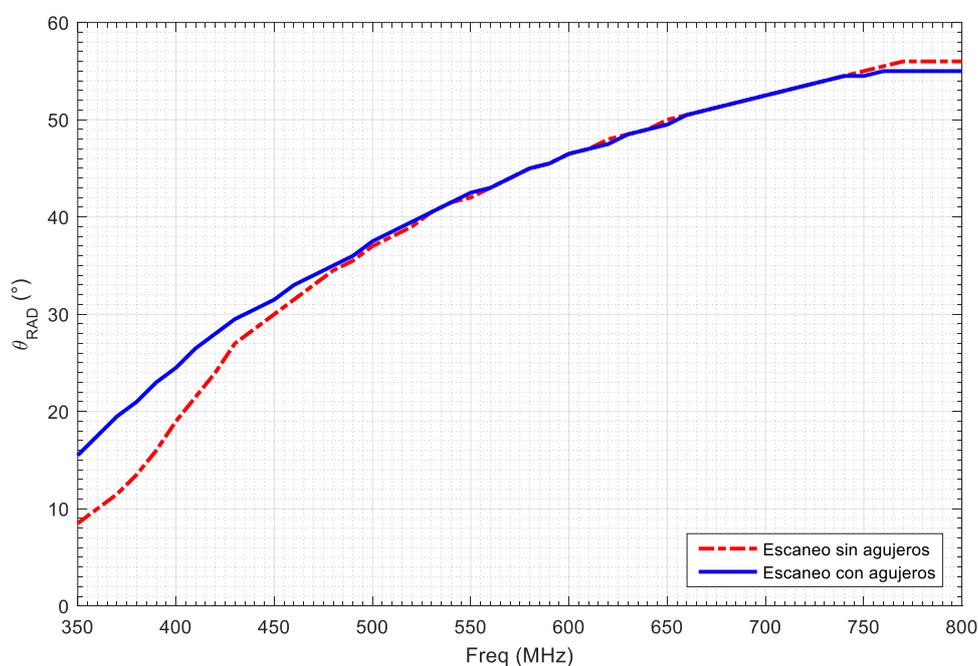


Figura 4.13: Comparativa del escaneo en función de la frecuencia de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.

Si bien el escaneo se caracterizaba por mantener los mismos valores en las frecuencias intermedias y altas, con la comparativa de la ganancia máxima de la Figura 4.14 sucede justo lo contrario. En el nuevo diseño se produce en dicho rango un incremento bastante estable de aproximadamente 1 dB. En lo relativo al efecto de los agujeros en las frecuencias más bajas, no lo podemos estudiar por ahora a causa de los errores de simulación.

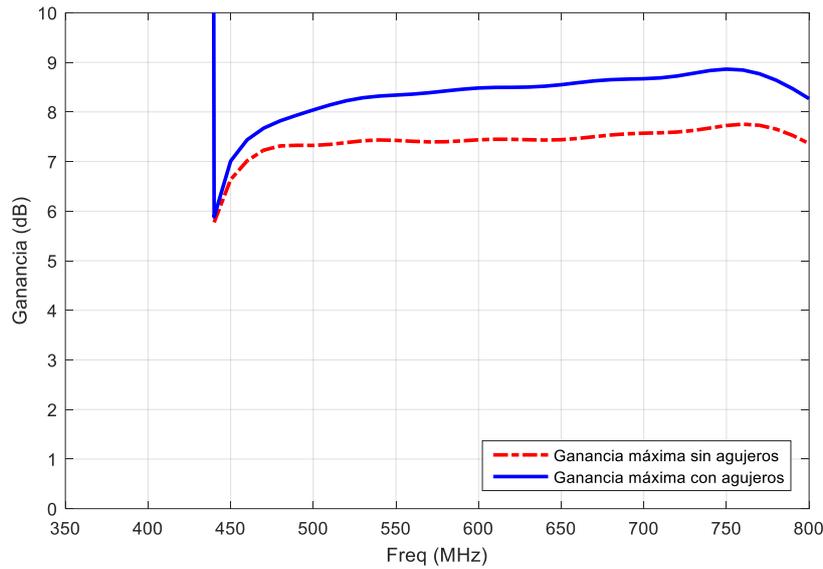
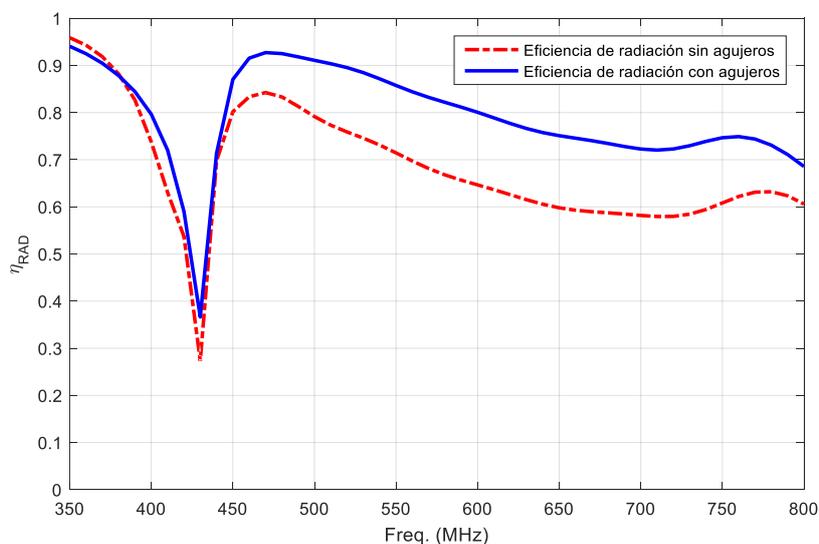


Figura 4.14: Comparativa de la ganancia máxima en función de la frecuencia de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.

Pasando ahora a la eficiencia de radiación en la Figura 4.15, comprobamos en el diseño con agujeros como se produce un incremento generalizado de esta. Este aumento de aproximadamente un 10% puede estar causado por la radiación que logra escapar a través de los agujeros. De esta manera la potencia radiada aumenta y, en consecuencia, sube la eficiencia de radiación. Aun siendo el incremento mencionado bastante grande, no es especialmente relevante ya que lo que realmente nos interesa es que el diagrama de radiación en el plano H (YZ) no haya variado mucho.



4.1 Diseño de la parte radiante de la antena

Figura 4.15: Comparativa de la eficiencia de radiación de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.

Al igual que sucede con la eficiencia de radiación, tal y como es reflejado en la Figura 4.16, la disminución del parámetro S21 es probablemente causada por la radiación que logra escapar a través de los agujeros. A mayor potencia radiada, menos alcanza el puerto del otro extremo y por lo tanto el S21 disminuye.

Por último, respecto a la adaptación representada con el parámetro S11 en la Figura 4.16 y el VSWR en la Figura 4.17, se puede determinar que la variación de esta no es especialmente significativa. Si bien pudiera parecer con el parámetro S11 que esta variación es mayor, hay que tener en cuenta que estos cambios se producen en la zona inferior a los -20 dB, lo cual significa que una variación en esa zona de 2 o 3 dB suponen un cambio ínfimo de la potencia reflejada a la entrada de la antena. De nuevo, a causa de los errores de simulación, no se puede determinar con certeza el punto a partir del cual se baja del límite establecido anteriormente de -10 dB en el caso del parámetro S11 y de 2 en el del VSWR.

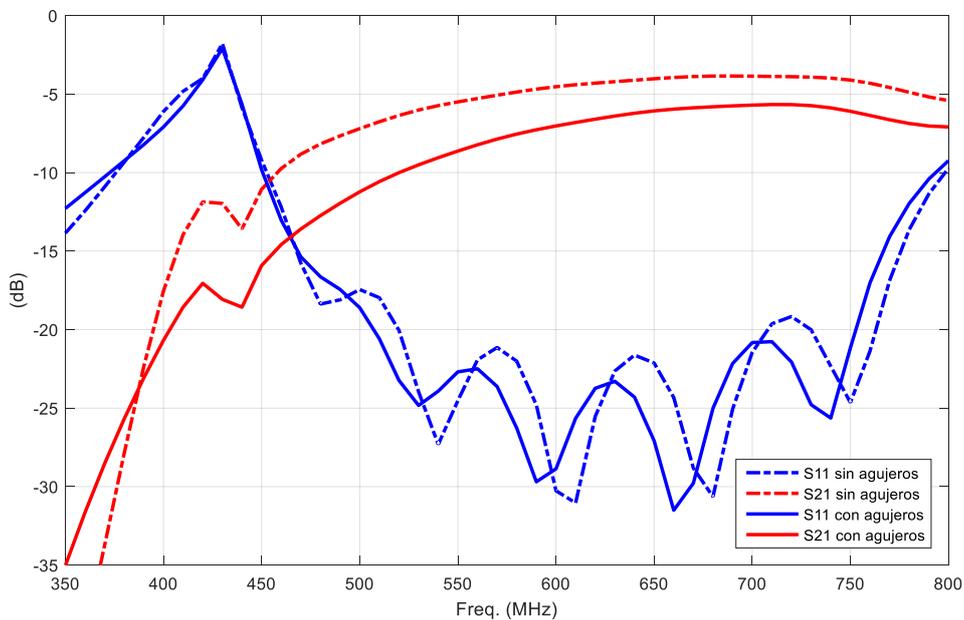


Figura 4.16: Comparativa del parámetro S11 y S21 de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.

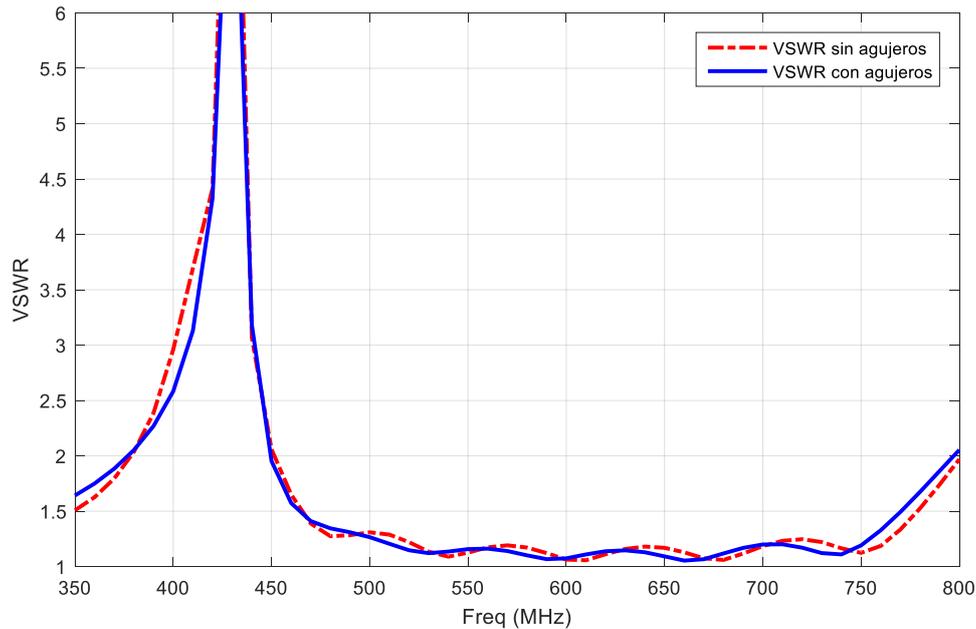


Figura 4.17: Comparativa del VSWR de la parte radiante de la antena entre el diseño con agujeros y sin agujeros.

La conclusión que se puede extraer de este estudio es que los agujeros no tienen un impacto especialmente significativo sobre los resultados. El único parámetro que se ha visto afectado en mayor medida es el escaneo en las frecuencias más bajas. Sin embargo, a causa de la presencia de los errores de simulación presentes en el resto de los resultados cerca de esa zona, todavía no se puede determinar con certeza que el ángulo de radiación mantenga los valores presentes en estas primeras frecuencias. Aun con todo, por los resultados obtenidos, la inclusión de los agujeros es viable al menos en el diseño extraído de esta sección.

4.2 Diseño de la transición entre la guía de onda y la parte radiante de la antena

Antes de diseñar e incorporar la red de alimentación en el diseño, es necesario integrar en ambos extremos de la parte radiante de la antena un par de guías de onda, estando ambos elementos conectados por una transición. Estas guías de onda mencionadas son necesarias para la inclusión de la red de alimentación, ya que antes de que el modo de fuga pueda ser radiado al exterior, se requiere de una sección sin apertura que permita que los campos electromagnéticos que comienzan a propagarse en el interior

de la estructura interactúen entre sí y conformen adecuadamente el modo TE01. La inclusión de estas queda reflejada en la Figura 4.18.

La frecuencia de corte que presenta un modo de fuga es inferior a la frecuencia de corte del mismo modo de una guía de onda cerrada con la misma dimensión H. En consecuencia, para evitar que la frecuencia de corte de la guía de onda incorporada a la antenna limite en frecuencia al resto de la estructura, dichas guías han de tener una altura superior a la altura H de la parte radiante de la antenna. Es justo por la diferencia de altura que surge entre la fila de postes de la parte radiante de la antenna y la pared superior de las guías de onda, que es necesario el diseño y estudio de posibles transiciones entre ambas secciones.

Para que estas secciones de guía de onda cerrada puedan ser integradas de manera más simple en el proceso de fabricación, se ha optado por aprovechar la fila superior de agujeros para colocar postes metálicos a lo largo de una cierta longitud en varios agujeros seguidos. De esta forma, dicha pared de postes más juntos refleja toda la onda incidente, actuando del mismo modo que una pared eléctrica si se propaga el modo TE01, logrando así convertir ambos extremos de la antenna en dos guías de onda cerrada. En cambio, si tuviéramos el modo TE10, se produciría cierta radiación entre postes. El aspecto resultante de lo aquí descrito se puede comprobar en la Figura 4.18. En esta se ven con claridad los nuevos postes azules situados en la fila de agujeros superior, conformando así la pared que cierra las guías de onda incorporadas.

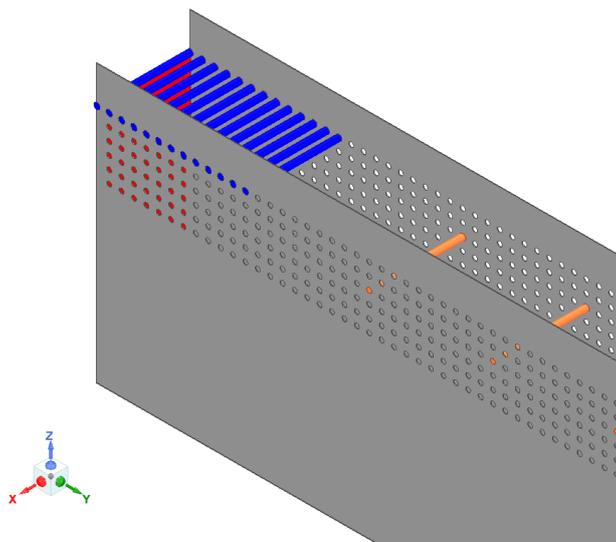


Figura 4.18: Extremo de la antenna donde se muestra la guía de onda que conforman la fila de postes azules.

Ahora bien, aun mostrándose en la Figura 4.18 el modelo con agujeros, las simulaciones de las diferentes propuestas para incorporar la transición son realizadas primero en un modelo sin ellos. Tras esto, cuando una de las opciones sea seleccionada, entonces sí, se procede al estudio del efecto de los agujeros.

4.2.1 Estudio para la selección del diseño óptimo de la transición

Para determinar el diseño óptimo de la transición se han propuesto cuatro versiones diferentes, de las cuales se seleccionará la que mejores resultados proporcione. La representación de estos diseños se muestra en la Figura 4.19. De los cuatro, el primero es el más simple. Este omite entre el último poste de la guía de onda y el primer poste de la parte radiante cualquier elemento intermedio. Tanto este diseño como los tres restantes comparten que la separación entre los postes mencionados (el último azul y el primero naranja) es siempre igual a 200 mm, siendo esta la separación entre los postes de la parte radiante. Los tres diseños restantes cuentan con un poste adicional como elemento intermedio. Con el objetivo de que este sea fácilmente implementable en el proceso de fabricación o incluso para facilitar su posterior ajuste, su posición ha de coincidir con la de los agujeros. Por esto mismo, al estar realizando el estudio de los diseños en la versión de la estructura sin agujeros, se ha marcado en la Figura 4.19 mediante puntos blancos la posición donde estos se ubicarían.

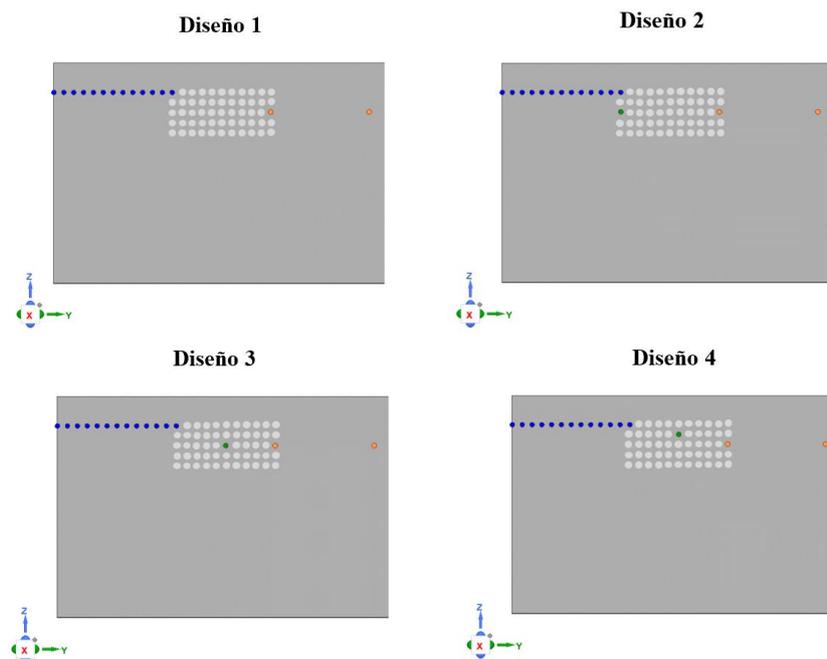


Figura 4.19: Cuatro posibles diseños para la transición.

4.2 Diseño de la transición entre la guía de onda y la parte radiante de la antena

Partiendo por la comparativa directa entre los diagramas de radiación de la Figura 4.20 se pueden apreciar pocas diferencias significativas entre las cuatro representaciones. Aun con todo, cabe destacar que realizando una comparativa secuencial, es decir, avanzando del diseño 1 al 4, se puede observar como la transición entre lóbulos secundarios es cada vez más suave, a lo cual también se suma que los lóbulos de menor orden decrecen cada vez más rápido, maximizándose este efecto en el diseño 4.

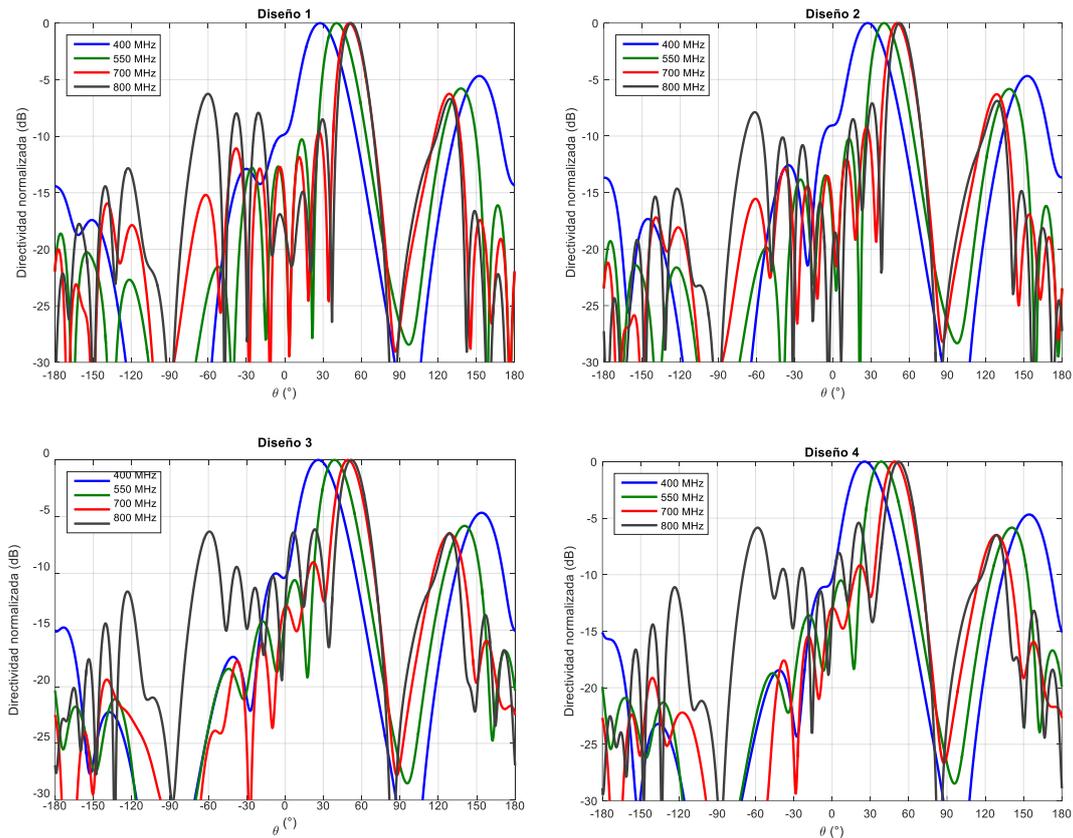


Figura 4.20: Comparativa del diagrama de radiación entre los cuatro posibles diseños de la transición.

Pasando al escaneo en la Figura 4.21, se comprueba de nuevo que las diferencias son mínimas. Si bien es cierto que todos los diseños alcanzan a los 800 MHz los 52° , el cuarto presenta el mejor comportamiento. Además de ser el que alcanza el ángulo más bajo a los 400 MHz, también es el que presenta una pendiente más estable.

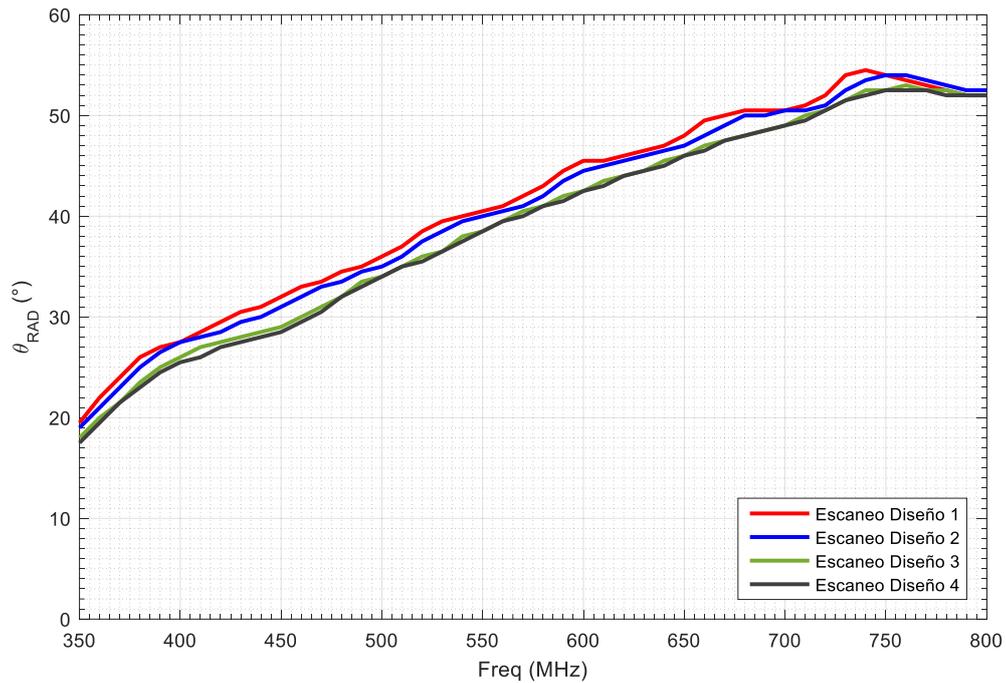


Figura 4.21: Comparativa del escaneo entre los cuatro posibles diseños de la transición.

Si se recupera la Figura 4.14 donde se representaba la ganancia máxima de la parte radiante de la antena con agujeros y se compara con la Figura 4.22, se puede comprobar como independientemente de cuál de los cuatro diseños de la transición sea seleccionado, se logra una mejoría de los niveles de ganancia, llegando a superar los 10 dB en los cuatro casos. Ahora bien, dentro de la propia comparativa entre los cuatro diseños destaca como a diferencia de los resultados anteriores, los diseños que proporcionan los mejores resultados son el 1 y el 2 en lugar del 3 o el 4. Siendo estos dos últimos diseños en los cuales el poste verde o no está o está debajo del último azul, dejando así una mayor zona entre postes azules y naranjas a través de la cual se produce radiación y por lo tanto da origen a un aumento de la ganancia. Aun así, la diferencia entre ambos resultados es de apenas 1 dB en la zona donde se alcanza una mayor diferencia.

4.2 Diseño de la transición entre la guía de onda y la parte radiante de la antena

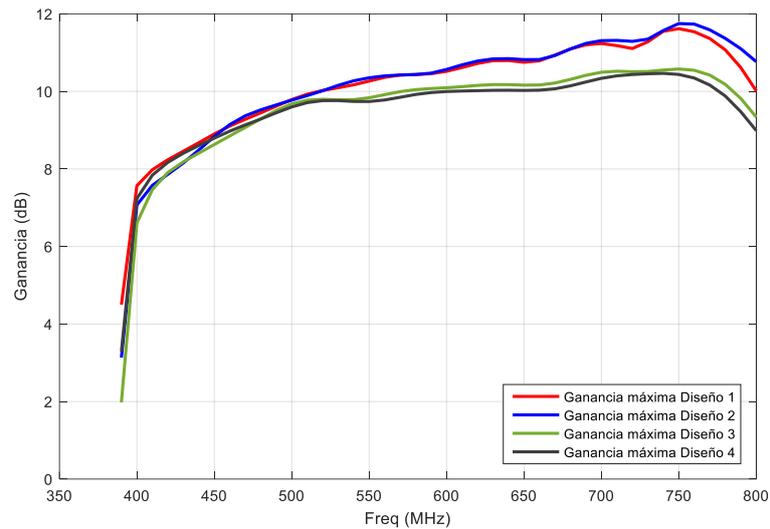


Figura 4.22: Comparativa de la ganancia máxima entre los cuatro posibles diseños de la transición.

Tanto en la comparativa de la eficiencia de radiación de la Figura 4.23 como en la del parámetro S_{21} de la Figura 4.24, vuelve a suceder lo mismo que en la representación de la ganancia máxima. Tanto el diseño 1 como el 2 proporcionan una eficiencia de radiación ligeramente superior en la frecuencias intermedias y superiores. El estudio de estos valores en las frecuencias más bajas se ve de nuevo afectado debido a los errores de simulación derivados del uso de los *wave ports*.

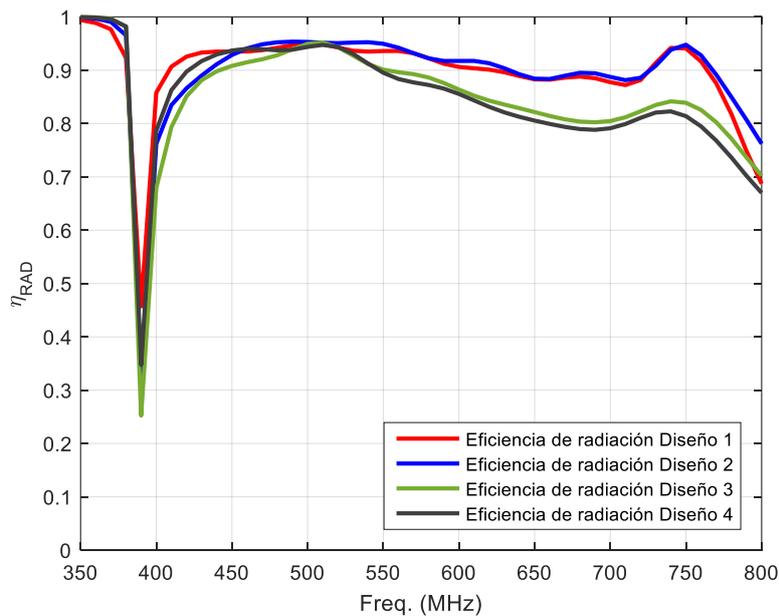


Figura 4.23: Comparativa de la eficiencia de radiación entre los cuatro posibles diseños de la transición.

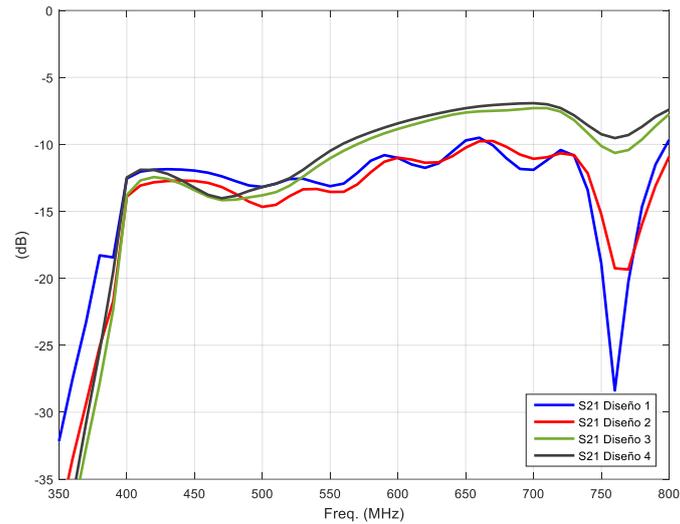


Figura 4.24: Comparativa del parámetro S21 entre los cuatro posibles diseños de la transición.

Por último, en la representación del parámetro S11 y del VSWR en la Figura 4.25 y la Figura 4.26 respectivamente, es más complicado determinar cuál de los cuatro diseños proporciona una mejor adaptación. Cada uno de estos tiene determinadas zonas donde presenta una peor adaptación y otras con una mejor. Sin embargo, aunque la diferencia respecto a los otros diseños sea mínima, seleccionaría el diseño 4 como la mejor opción relativa a la adaptación por mantener unos niveles un poco mejores en las frecuencias más altas e intermedias.

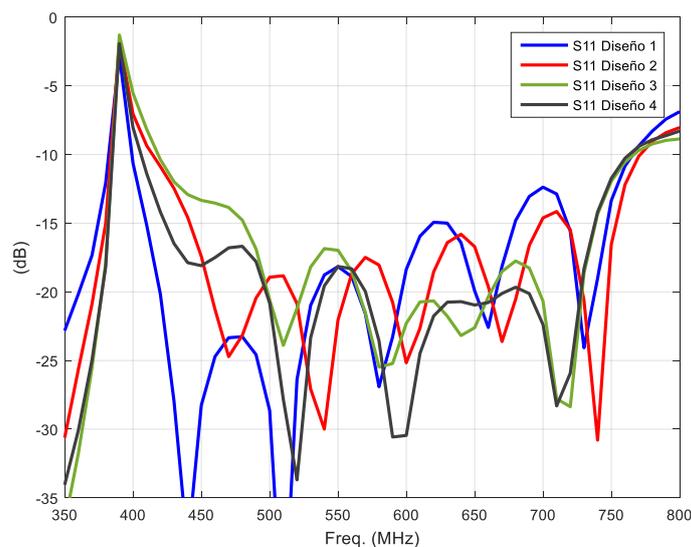


Figura 4.25: Comparativa del parámetro S11 entre los cuatro posibles diseños de la transición.

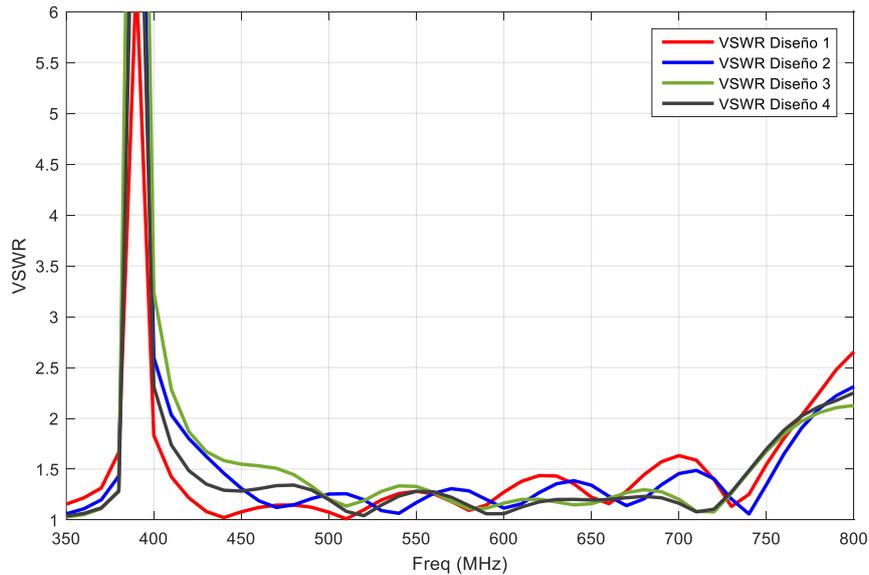


Figura 4.26: Comparativa del VSWR entre los cuatro posibles diseños de la transición.

En base a todos los resultados extraídos, se ha determinado el diseño 4 como la mejor opción relativa a las necesidades generales. Si bien es cierto que las mínimas diferencias entre los resultados hacen aptos a los cuatro diseños, cada uno de estos cuenta con sus propias bondades. En concreto, la elección del cuarto viene dada por los resultados que ofrece en lo relativo al escaneo. Tal y como se vio en la sección anterior, la inclusión de los agujeros provoca una pérdida de escaneo cerca de las frecuencias más bajas. Por esto, con la intención de que no haya otro elemento que contribuya más a esta disminución, el cuarto diseño es la elección ideal por realizar un mayor escaneo en las frecuencias inferiores.

Además, si recuperamos la expresión de la frecuencia de corte de una guía de onda cerrada (4.4) de una de las secciones anteriores y calculamos la frecuencia de corte de la nueva guía de onda incorporada con una mayor H , obtenemos una frecuencia de corte de 384,62 MHz. A partir de esto y todos los resultados anteriores se puede extraer que el pico resultante de los errores de simulación que aparece justo en la nueva frecuencia de corte de la guía de onda incorporada, ahora se sitúa a una frecuencia menor respecto a la que se encontraba cuando se analizaron los diseños de la parte radiante de la antenna. Esto demuestra como efectivamente la frecuencia de corte del modo de fuga es inferior a la del modo de la guía si estuviera cerrada, ya que, al haber desplazado el pico mencionado, no se revela ningún signo que indique la presencia de la frecuencia de corte del modo de fuga en el rango frecuencial ganado.

4.2.2 Estudio del efecto de los agujeros sobre el diseño de la transición entre la guía de onda y la parte radiante de la antenna

Con la selección de la transición realizada se pueden incorporar los agujeros al diseño y proceder con el estudio del efecto de estos sobre los resultados. Como se puede ver en la Figura 4.27 y la Figura 4.28, los agujeros cuentan con la misma disposición empleada en la fase anterior del proceso de diseño. Otra cosa que se puede ver bien gracias a las filas de agujeros es la disposición precisa de los postes verdes correspondientes a las transiciones respecto al resto de elementos.

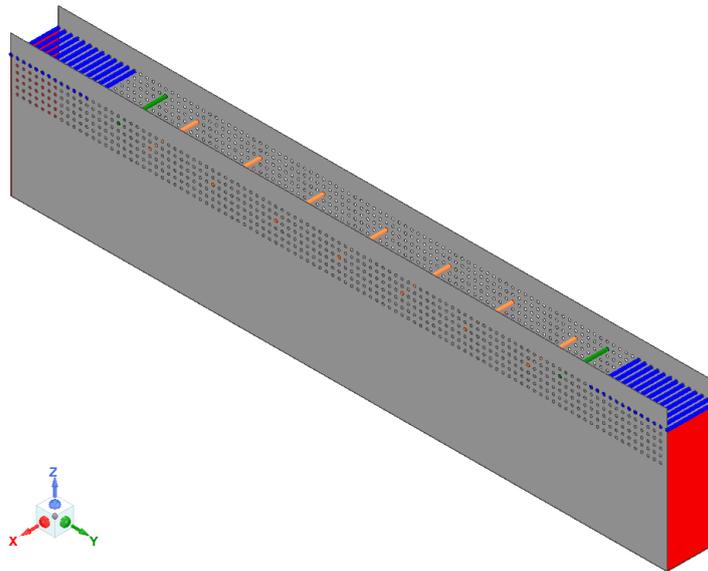


Figura 4.27: Vista isométrica de la parte radiante de la antenna junto a las guías de onda y las transiciones

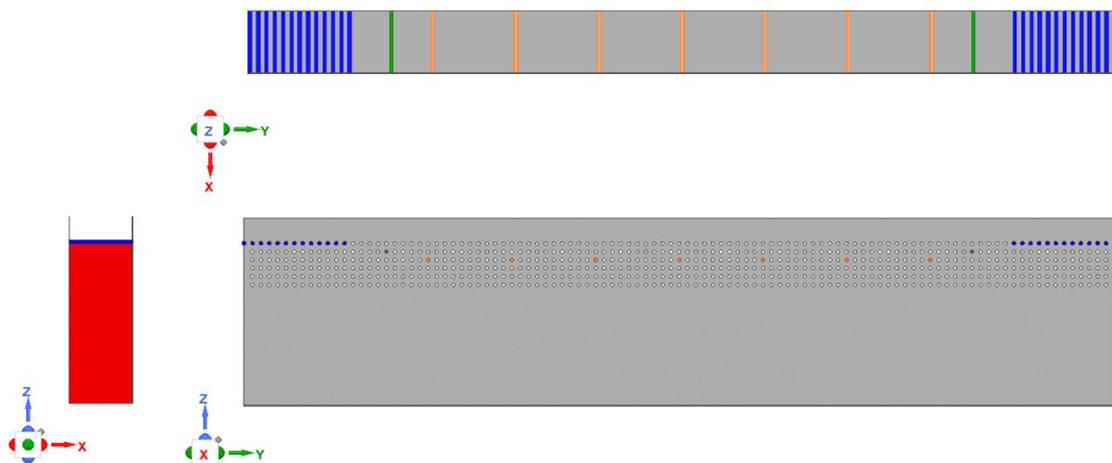


Figura 4.28: Alzado, planta y perfil de la parte radiante de la antenna junto a las dos guías de onda y las transiciones

4.2 Diseño de la transición entre la guía de onda y la parte radiante de la antenna

La primera comparativa muestra en la Figura 4.29 los diagramas de radiación en el plano H (plano YZ) obtenidos a partir de los dos diseños. Observando ambas representaciones, se puede comprobar como las diferencias entre estas son mínimas por no decir nulas. Todas las curvas mantienen la misma forma entre ambos diseños, variando únicamente los niveles de algunos de los lóbulos de manera muy suave.

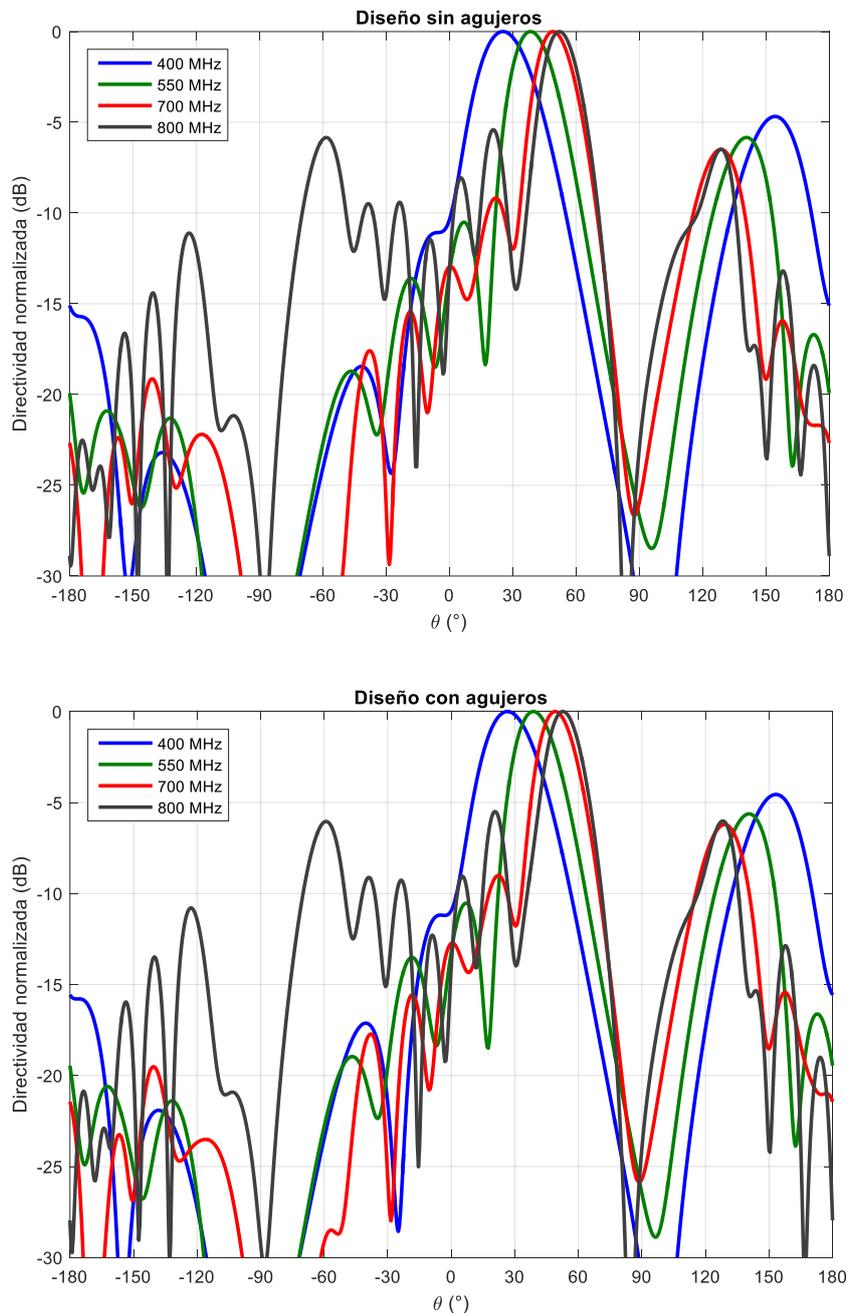


Figura 4.29: Comparativa del diagrama de radiación en el plano H con ganancia normalizada entre el diseño sin agujeros y con agujeros de la parte radiante de la antenna junto a las guías de onda y las transiciones.

De nuevo, al igual que sucedía en el estudio de la inclusión de los agujeros en la parte radiante, estos provocan una pérdida del escaneo cerca de las frecuencias más bajas. Esta vez, a diferencia de la anterior, la pérdida de la capacidad de escaneo en este rango no es tan acusada, siendo ahora de un grado y medio como mucho.

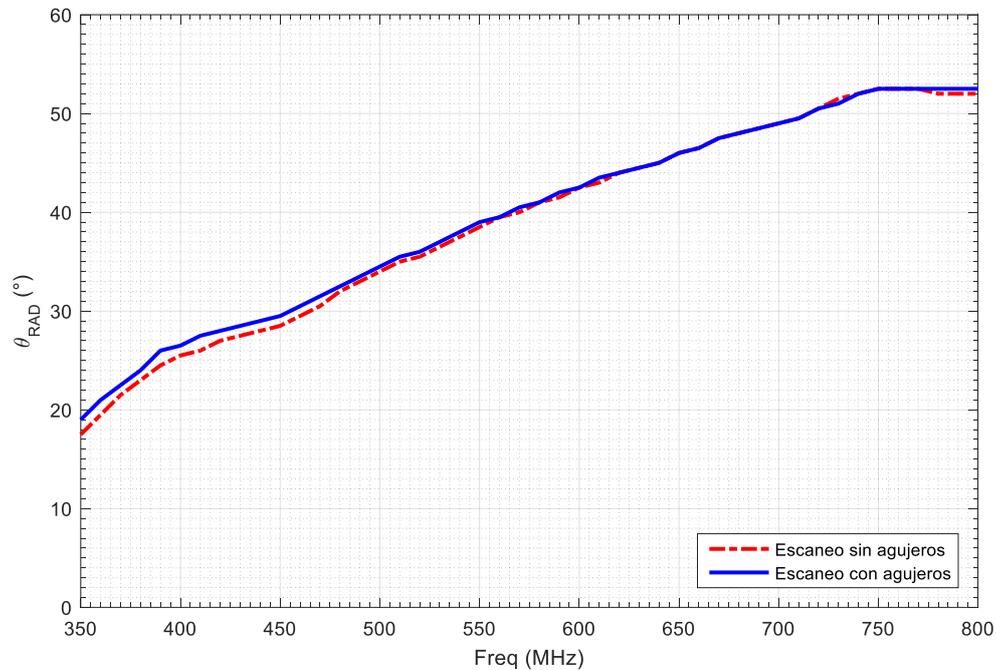


Figura 4.30: Comparativa del escaneo en función de la frecuencia entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.

Otra representación en la cual la inclusión de los agujeros supone una ínfima variación de los resultados, es la de la ganancia máxima en función de la frecuencia de la Figura 4.7. De hecho, en esta figura el efecto no se limita a una reducción de los valores de la curva. Si no que, en ciertas zonas, este efecto se ve transformado en un incremento.

4.2 Diseño de la transición entre la guía de onda y la parte radiante de la antena

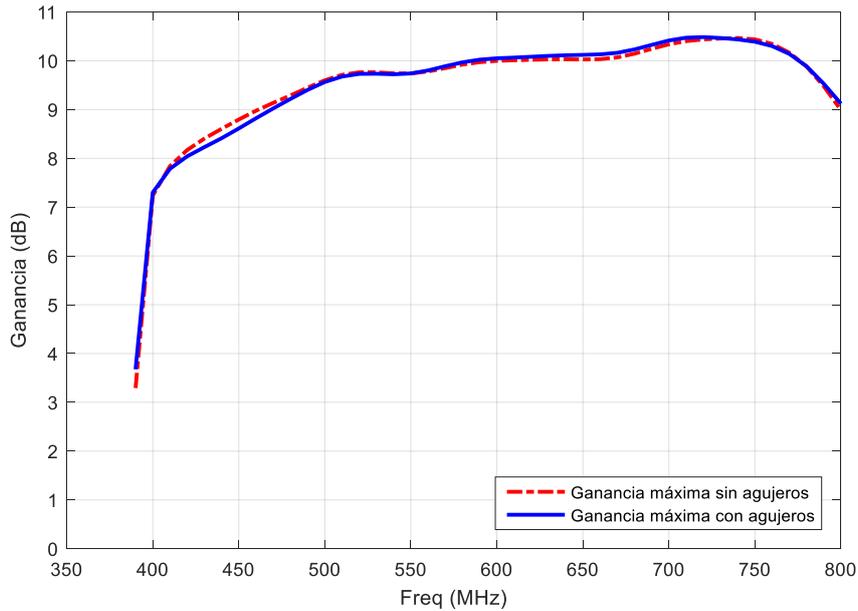


Figura 4.31: Comparativa de la ganancia máxima en función de la frecuencia entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.

Por otra parte, respecto a la eficiencia de radiación en la Figura 4.32 y el parámetro S21 en la Figura 4.33, a pesar de la ligera variación de las curvas en ambos diseños, se sigue produciendo el ligero incremento de ambos parámetros a causa de la pequeña cantidad de radiación que logra escapar a través de los agujeros.

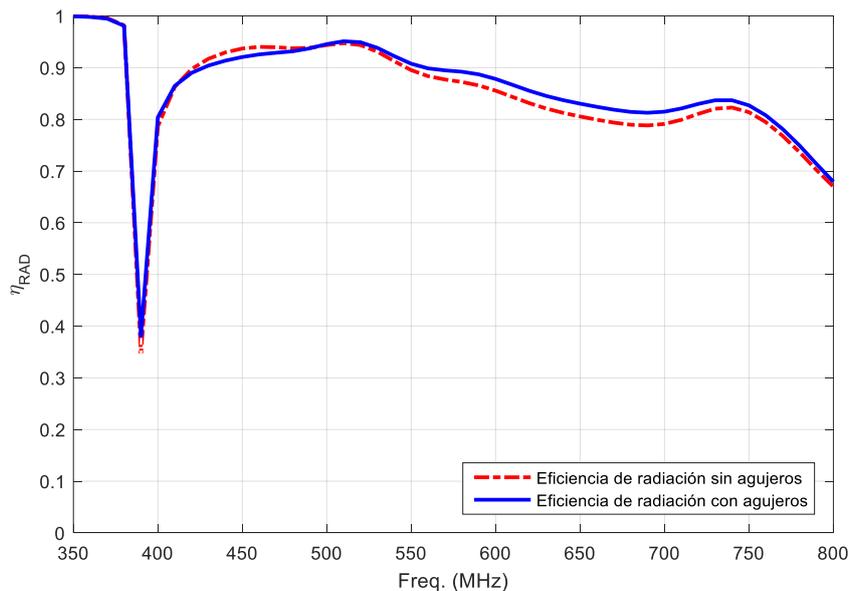


Figura 4.32: Comparativa de la eficiencia de radiación entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.

Por último, respecto a las dos representaciones restantes relativas a la adaptación de la antena (el S11 en la Figura 4.33 y el VSWR en la Figura 4.34), se repite de nuevo la ínfima desviación de los valores entre ambos diseños.

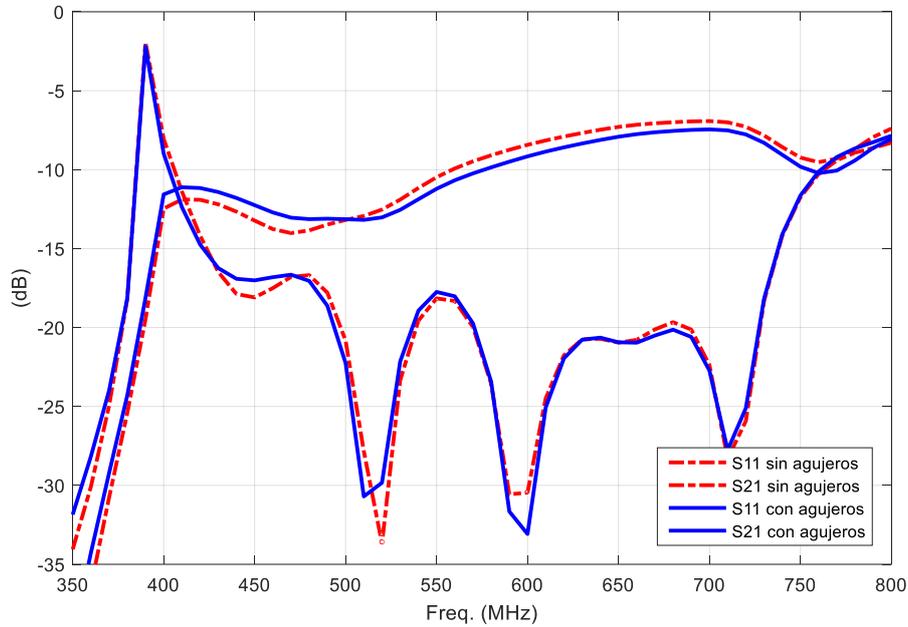


Figura 4.33: Comparativa del parámetro S11 y S21 entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.

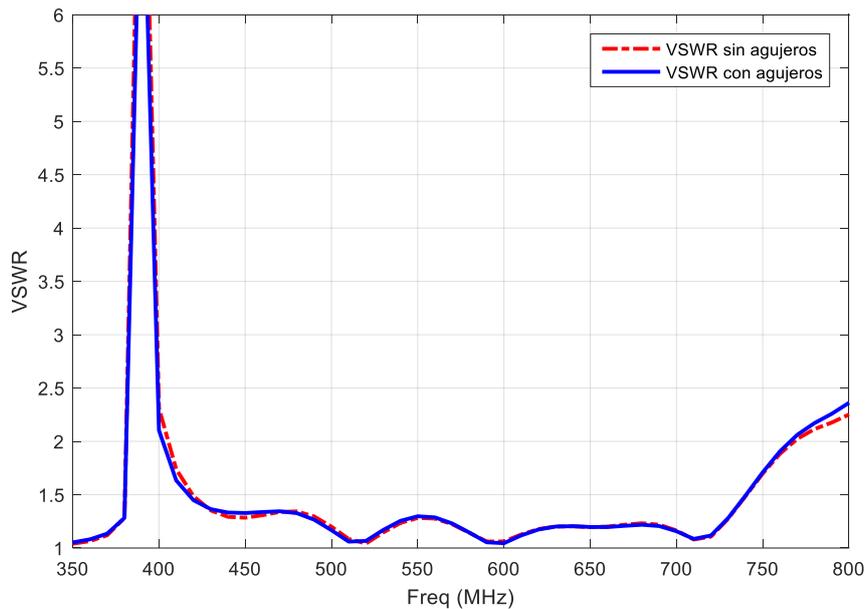


Figura 4.34: Comparativa del VSWR entre el diseño con agujeros y sin agujeros de la parte radiante de la antena junto a las guías de onda y las transiciones.

De todas estas comparaciones se extrae que la influencia de los agujeros sobre los resultados es menor respecto a sus efectos únicamente sobre la parte radiante de la antena. Ya que las guías de onda junto a sus respectivas transiciones han sido las únicas inclusiones sobre la versión anterior del diseño, parece ser que estos elementos han contribuido a la reducción del efecto de los agujeros. Mi teoría al respecto es que, al contar con una sección de la antena cerrada, los campos pueden conformarse adecuadamente antes de ser radiados y, por lo tanto, encuentran más dificultad para escapar a través de los agujeros.

4.3 Diseño de la red de alimentación

Para poder inyectar en el interior de la antena la energía electromagnética y lograr que esta se propague, se requiere de una red de alimentación. Como su propio nombre dice, el diseño de esta permitirá controlar la adaptación de la antena a lo largo del ancho de banda de trabajo.

Típicamente las LWAs diseñadas en tecnología planar empleadas para aplicaciones Wi-Fi o Bluetooth, emplean un ancho de banda porcentual del 2,94% y del 3,18% respectivamente. Este ancho de banda porcentual es una medida que aporta una perspectiva del rango frecuencial que ocupa un ancho de banda respecto a la frecuencia en el cual está centrado. En concreto la expresión (4.6) muestra cómo realizar el cálculo de este parámetro. Teniendo en cuenta que esta antena ha de trabajar en un ancho de banda que va desde los 400 MHz a los 800 MHz, el valor que adquiere el ancho de banda porcentual en este diseño es de un 66,7%, un valor muy elevado respecto al usado en las aplicaciones mencionadas anteriormente.

$$BW\% = \frac{BW}{f_{central}} \quad (4.6)$$

El hecho de que la antena de este proyecto trabaje en un ancho de banda porcentual tan grande, es gracias a que el modo de fuga que se propaga por su interior lo hace a través del aire. Es decir, no cuenta con un dieléctrico en su interior como sí que sucede con las antenas diseñadas en tecnología planar para las aplicaciones mencionadas anteriormente. Cuanto mayor es la permitividad relativa del material a través del cual se propaga el modo de fuga en el interior de una LWA, más “rápido” será el escaneo (especialmente en la zona donde el ángulo es más próximo a dirección *end fire*, $\theta_{RAD} = 90^\circ$) y por lo tanto

menor el ancho de banda de trabajo de la antena en cuestión. Por ello, gracias a la reducida permitividad relativa del aire (muy próxima a 1), la antena MARsss puede trabajar en un ancho de banda tan amplio.

Esto se puede comprobar a través de la Figura 4.35, la cual muestra una comparativa de la evolución del número de onda normalizado β_y/k_0 con la frecuencia entre una LWA rellena de aire y otra rellena parcialmente de dieléctrico. Recuperando la expresión (3.8) se puede comprobar como $\beta_y/k_0 = 1$ corresponde a *end fire* ($\theta_{RAD} = 90^\circ$), mientras que $\beta_y/k_0 = 0$ a *broadside* ($\theta_{RAD} = 0^\circ$). En ambos casos, la variación de β_y/k_0 cerca de la frecuencia de corte, cerca de *broadside*, es prácticamente igual en ambos casos. Sin embargo, cuando ambas curvas se acercan a *endfire* son totalmente diferentes. En el caso de la LWA rellena parcialmente de dieléctrico, se puede comprobar como con β_y/k_0 se aproxima rápidamente a uno, mientras que la LWA rellena de aire se aproxima lentamente de manera asintótica [14]. Como resultado, la LWA rellena de aire puede cubrir un mayor rango frecuencial.

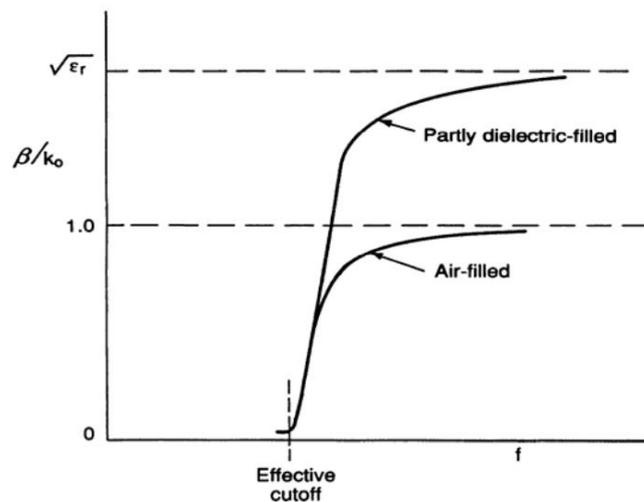


Figura 4.35: Comparativa de la evolución del número de onda normalizado β_y/k_0 con la frecuencia entre una LWA rellena de aire y otra rellena parcialmente de dieléctrico [14, Fig. 11-3].

De manera habitual, para alimentar guías de onda se emplea un conector coaxial como el mostrado en la Figura 4.36, el cual cuenta con un pin que se introduce dentro de estas, permitiendo así excitar el modo correspondiente. El aspecto resultante de este tipo alimentación queda reflejado en la Figura 4.37. Sin embargo, esta solución proporciona

4.3 Diseño de la red de alimentación

un limitado ancho de banda con una buena adaptación. Esto es debido a que el pin del coaxial debe estar a una distancia de $\lambda/4$ desde la pared que cierra la guía de onda en los extremos (la razón de esto es detallada más adelante), lo cual produce un comportamiento muy resonante. Es por ello que, para poder cubrir el elevado ancho de banda que requiere esta antena, se ha de crear una red de alimentación cuyo comportamiento permita abarcar el rango frecuencial necesario. Por esto mismo, la propuesta de este diseño consiste en aprovechar este conector con el pin y añadir en el extremo un cilindro [38] tal y como se ve en la Figura 4.38 y la Figura 4.39. La inclusión de este segundo elemento añade una nueva resonancia y, por lo tanto, permite ampliar el ancho de banda en el cual el diseño presenta una buena adaptación.

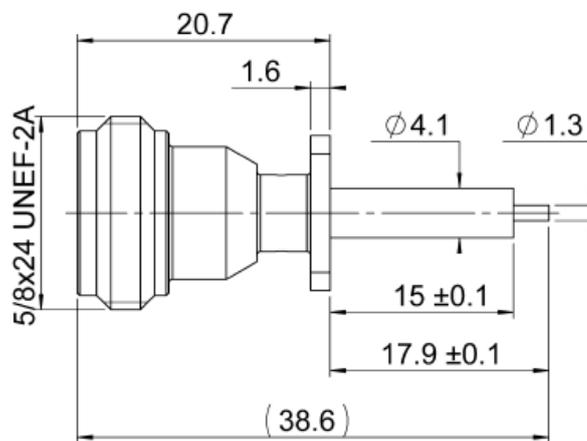


Figura 4.36: Conector coaxial empleado para el diseño de la red de alimentación.

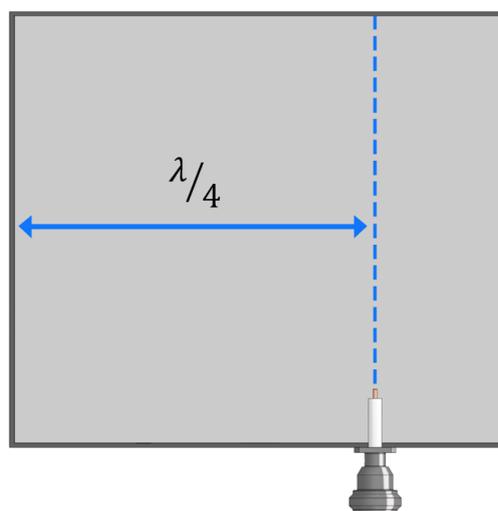


Figura 4.37: Sección de la vista superior del extremo de la antena con la incorporación de la primera propuesta para la red de alimentación.

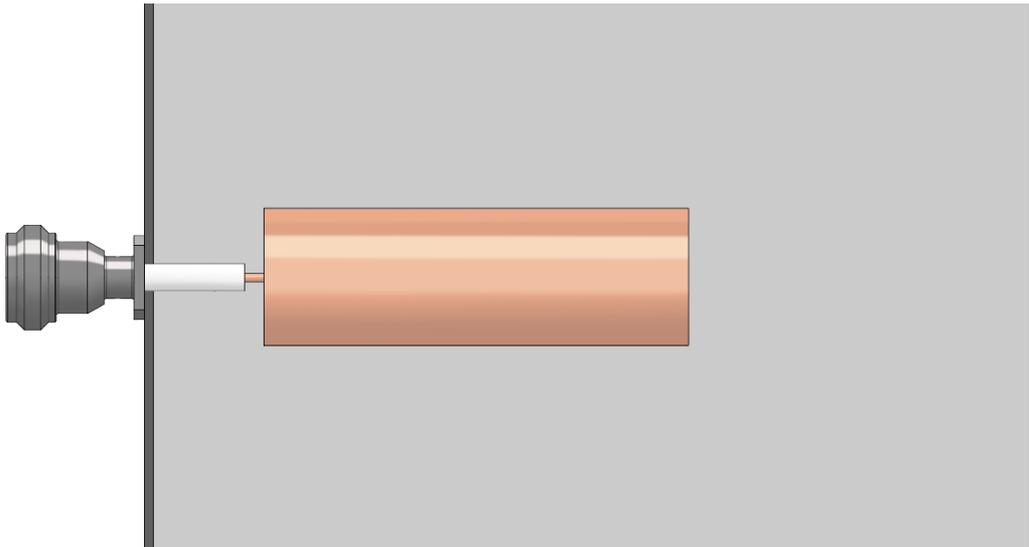


Figura 4.38: Vista lateral de la red de alimentación propuesta.

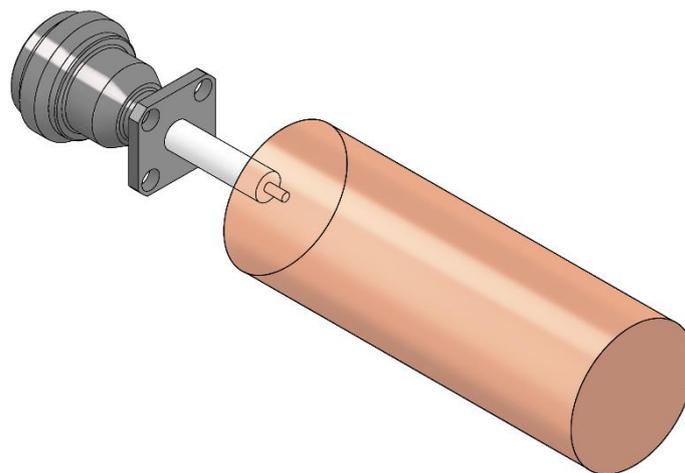


Figura 4.39: Vista isométrica de la red de alimentación propuesta.

Para que el buen comportamiento de esta red de alimentación se ajuste al diseño actual de la antena, se ha de realizar una optimización de las dimensiones del cilindro, es decir, su diámetro y longitud. Para de nuevo facilitar la fabricación, la longitud del pin o del recubrimiento dieléctrico de este, no podrán ser modificadas, de tal manera que únicamente haya que soldar el nuevo cilindro mencionado al extremo del pin.

Sin embargo, a causa del tamaño del cilindro a incorporar, se corre el riesgo de que el pin no sea capaz de soportar el peso de este. Por ello se ha tomado la decisión de cubrir la red de alimentación mediante un “envoltorio” de nylon tal y como se ve en la

4.3 Diseño de la red de alimentación

Figura 4.40 y la Figura 4.41. En concreto este se trata de un cilindro parcialmente hueco cuyos ambos extremos estarán fijados a ambas paredes laterales de la antena, de tal manera que el peso del cilindro de la red de alimentación descansa sobre el envoltorio de nylon y el pin no haya de soportar dicha carga. La elección del nylon como material de este elemento viene determinada por ofrecer la rigidez estructural suficiente sin por ello perturbar de manera demasiado negativa el funcionamiento de la red de alimentación gracias a su reducida permitividad relativa de 3,5. Aun con todo, la inclusión de este envoltorio influirá sobre el comportamiento de la red de alimentación, por ello su grosor habrá de ser también optimizado para alcanzar los resultados deseados.

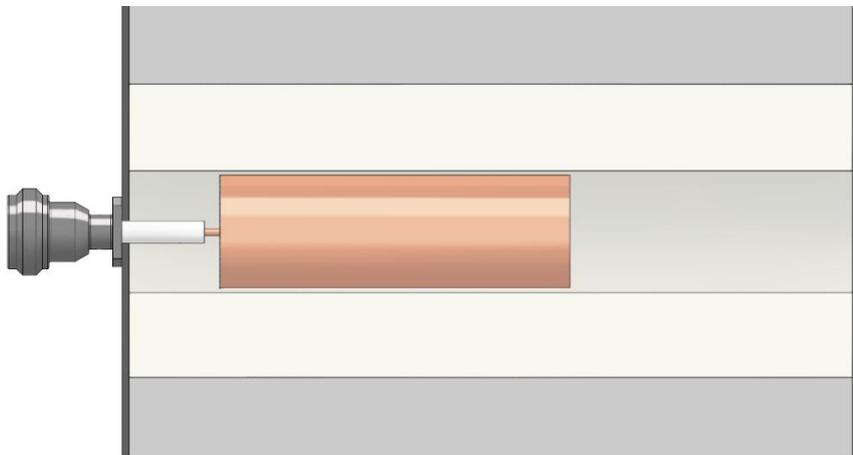


Figura 4.40: Vista lateral de la red de alimentación propuesta con la "envoltura" de nylon.

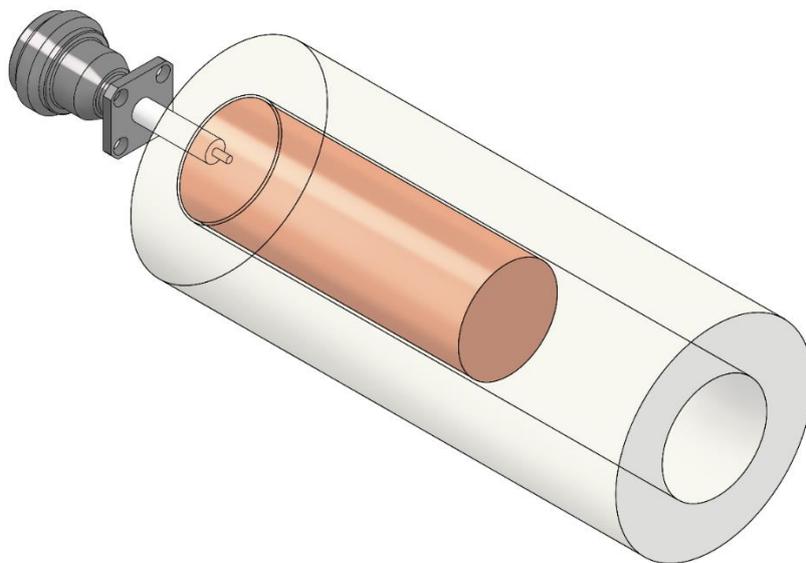


Figura 4.41: Vista isométrica de la red de alimentación propuesta con la "envoltura" de nylon.

Por otro lado, también se ha de tener en cuenta que los extremos de la antena donde antes se situaban los *wave ports* son ahora paredes metálicas que cierran la estructura. Por esto mismo, la red de alimentación habrá de estar situada a una distancia aproximada de $\lambda/4$, siendo λ la longitud de onda del modo de fuga correspondiente a la frecuencia central del ancho de banda de trabajo (600 MHz). De esta manera, la onda reflejada en la pared del extremo no interfiere destructivamente con la onda que viaja hacia la parte radiante de la antena. Entrando más en detalle en la explicación de dicho fenómeno, la onda que viaja a la pared primero se desfazará 90° por recorrer una distancia de $\lambda/4$. Tras el rebote con dicha pared, al tratarse de un conductor eléctrico se desfazará 180° más. Y finalmente en su retorno se desfazará otros 90° , resultando así en un desfase total a la vuelta de 360° . Es decir, cuando ambas ondas se encuentren, estas estarán en fase y se interferirán constructivamente.

Por último, la dimensión restante a controlar será la longitud total de la guía de onda donde se encuentra la red de alimentación (la zona con los postes azules). Si esta es demasiado corta los campos no tendrán una suficiente longitud donde conformarse antes de ser radiados. En cambio, si la longitud es demasiado grande, se estará corriendo el riesgo de que la antena no quepa en la cámara anecoica para realizar las mediciones. Por ello, se ha de estudiar el efecto del ajuste de esta dimensión y determinar la longitud justa y necesaria para que la red de alimentación tenga el comportamiento deseado.

4.3.1 Análisis de los resultados de la red de alimentación

Para el proceso de optimización se ha decidido realizar las simulaciones en un modelo que únicamente conste de una de las guías de onda que se sitúan a los extremos de la antena junto a la red de alimentación como tal en su interior. De esta manera, se pueden aislar los resultados de la influencia del resto de elementos de la antena. A partir de los análisis paramétricos realizados se ha determinado que las dimensiones de la Figura 4.42, proporcionan los mejores resultados posibles. Respecto a la separación entre la pared del extremo de la guía de onda y la red de alimentación como tal, se comprueba como el valor óptimo (160 mm) es muy aproximado al valor de $\lambda/4$ (178.6 mm). Respecto a la longitud total de la guía de onda, esta ha sido establecida en 240 mm. Por debajo de este valor se produce una pérdida de adaptación progresiva ya que el modo TE₀₁ todavía no se ha terminado de formar. Por encima, la adaptación se mantiene estable

4.3 Diseño de la red de alimentación

independientemente de cuanto se aumente la longitud, indicando esto que el valor seleccionado supone la dimensión más reducida con la que puede contar la guía de onda sin afectar al comportamiento de la red de alimentación.

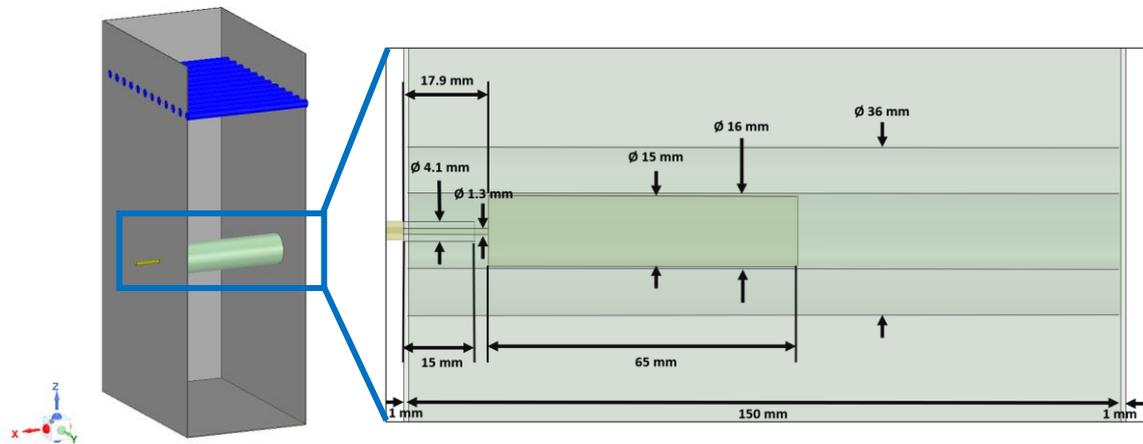


Figura 4.42: Vista tridimensional y sección de la red de alimentación.

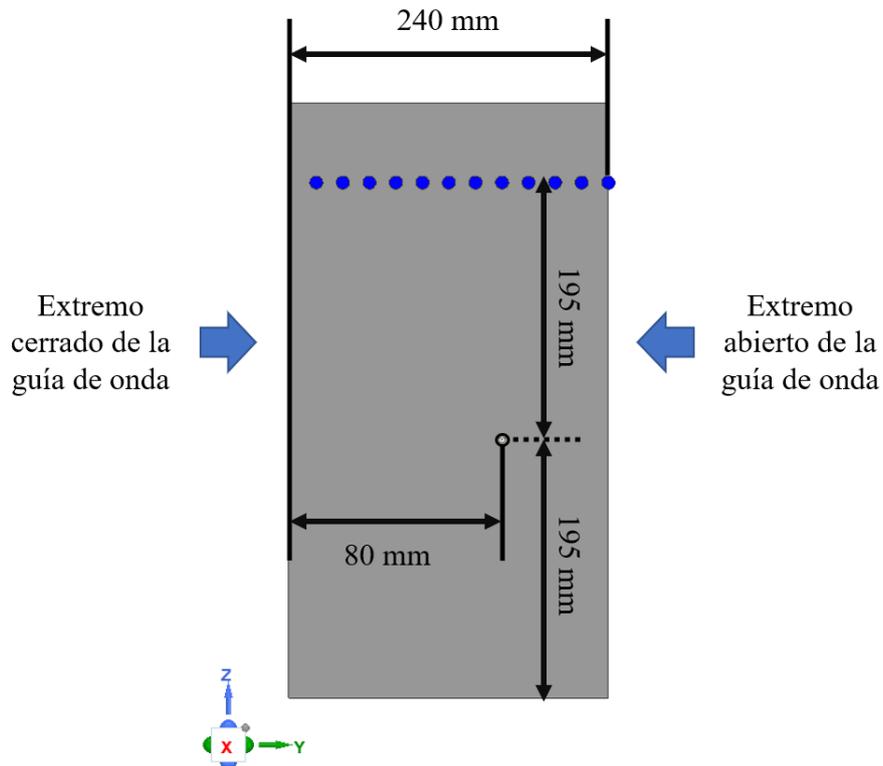


Figura 4.43: Vista lateral de la guía de onda con las dimensiones de la posición de la red de alimentación.

Para el estudio y ajuste de la red de alimentación, únicamente ha sido necesario realizar un estudio del parámetro S11 o del VSWR ya que ambos son equivalentes. Sin embargo, el S11 ha resultado más útil al proporcionar una mayor resolución con los niveles de adaptación en los que estamos trabajando. Al estar por debajo de los -10 dB con el parámetro S11, los cambios de la adaptación son magnificados respecto a la variación que se visualizaría con el VSWR. Recordemos que el parámetro S11 por ser medido en dB y el VSWR por su expresión, tienen un comportamiento no lineal. Sin embargo, esta no linealidad es inversa entre ambos parámetros. Es decir, mientras que un cambio de la adaptación se ve mejor reflejado mediante el VSWR cuando dicho cambio se produce con valores malos de la adaptación, con el parámetro S11 sucede justo lo contrario, los cambios se aprecian más cuanto mejor sea la adaptación de las zonas donde estos suceden. Comparando la Figura 4.44 y la Figura 4.45, se puede ver como los picos de adaptación son más pronunciados en con el S11 que con el VSWR.

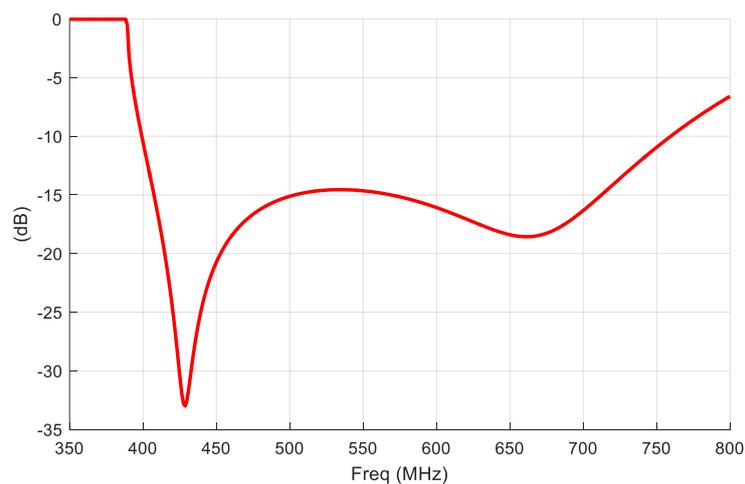


Figura 4.44: Parámetro S11 de la red de alimentación sin agujeros.

Tal y como se ve en ambas representaciones, aparecen dos picos de resonancia, los cuales son los que precisamente permiten lograr el ancho de banda objetivo. A través del ajuste de las dimensiones indicadas se ha controlado el desplazamiento, proximidad y nivel de dichos picos hasta alcanzar los resultados deseados. En concreto, se ha logrado que la zona por debajo del límite establecido de -10 dB en el caso del parámetro S11 y de 2 en el del VSWR, es decir, el *input matching bandwidth*, vaya desde los 400 MHz a los 760 MHz, no superando en la zona intermedia los -14 dB o los 1.5 en el caso del S11 y del VSWR respectivamente. En los 800 MHz aun superando el límite mencionado se logra mantener una adaptación decente de -6,5 dB con el S11 y 2,8 con el VSWR.

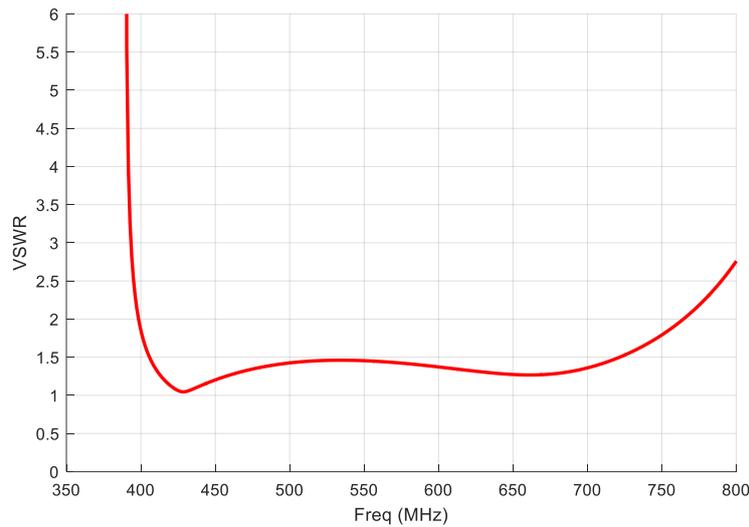


Figura 4.45: VSWR de la red de alimentación sin agujeros.

4.3.2 Estudio del efecto de los agujeros sobre la red de alimentación

Tras realizar la optimización y alcanzar los resultados deseados, se ha incorporado al modelo anterior los agujeros para realizar el estudio de su efecto. El aspecto resultante del nuevo modelo queda reflejado en la Figura 4.46. Sin embargo, en esta sección no hay mucho que comentar, ya que, tal y como se puede ver en la Figura 4.47 y la Figura 4.48, es tal la poca diferencia entre los resultados, que aun pareciendo que solo están representadas las curvas del diseño con agujeros, realmente lo que sucede es que la variación es tan pequeña entre ambos resultados que las dos curvas se superponen casi a la perfección.

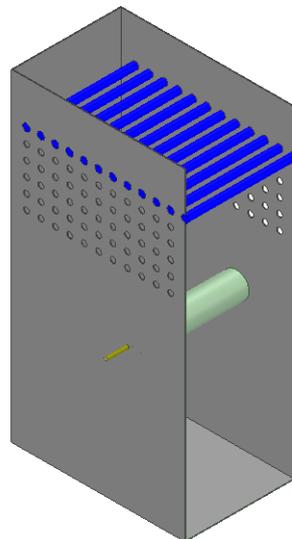


Figura 4.46: Vista isométrica de la red de alimentación con agujeros.

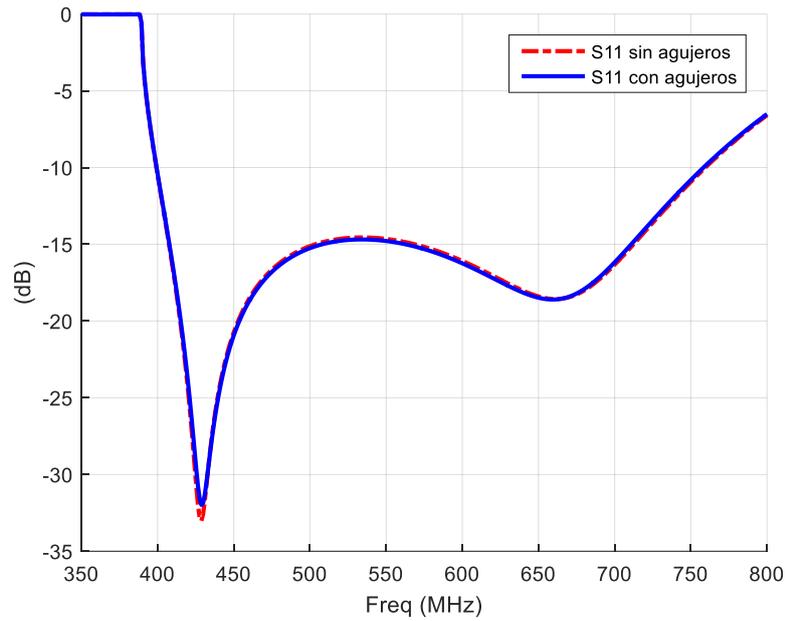


Figura 4.47: Comparativa del parámetro S11 entre el diseño con y sin agujeros.

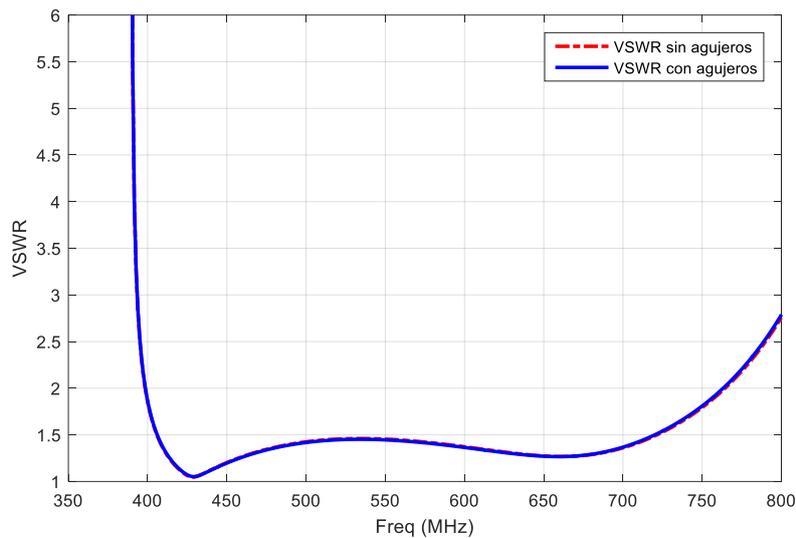


Figura 4.48: Comparativa del VSWR entre el diseño con y sin agujeros.

4.3.3 Incorporación de la red de alimentación a la antena

En esta sección, para estudiar como la red de alimentación trabaja en conjunto con el resto de la antena, se ha creado un proyecto con la estructura completa donde se han sustituido los *wave ports* por el diseño desarrollado en la sección anterior de la red de alimentación. En esta ocasión, como ya se conoce el efecto de los agujeros sobre los elementos que se van a combinar, se procede directamente al análisis del modelo con agujeros. En la Figura 4.49 y la Figura 4.50 se muestra el aspecto resultante del diseño.

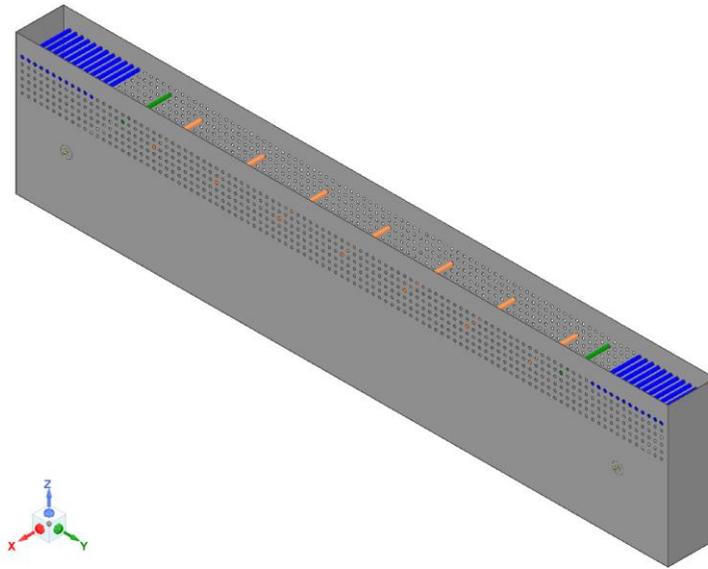


Figura 4.49: Vista isométrica de la antena con la red de alimentación.

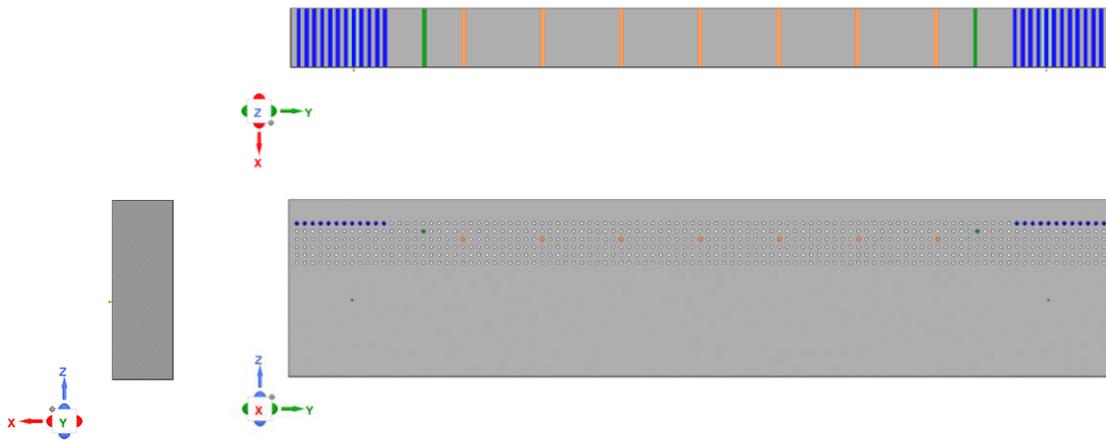


Figura 4.50: Alzado, planta y perfil de la antena con la red de alimentación

Para tener una mejor perspectiva de como la inclusión de la red de alimentación ha influido sobre los parámetros del diseño, en cada una de las posteriores representaciones se ha realizado una comparativa entre los resultados que ofrece el diseño que aun hacía uso de los *wave ports* con el actual que incluye la red de alimentación.

Comenzando por la primera comparativa en la Figura 4.51, se puede comprobar que, aun siendo ambos diagramas de radiación similares en aspecto, algunos lóbulos secundarios se ven incrementados ligeramente con la inclusión de la red de alimentación, nada superior a 1 o 2 dB en la mayoría de ellos. A pesar de esto, los lóbulos principales mantienen el mismo aspecto en ambos diseños.

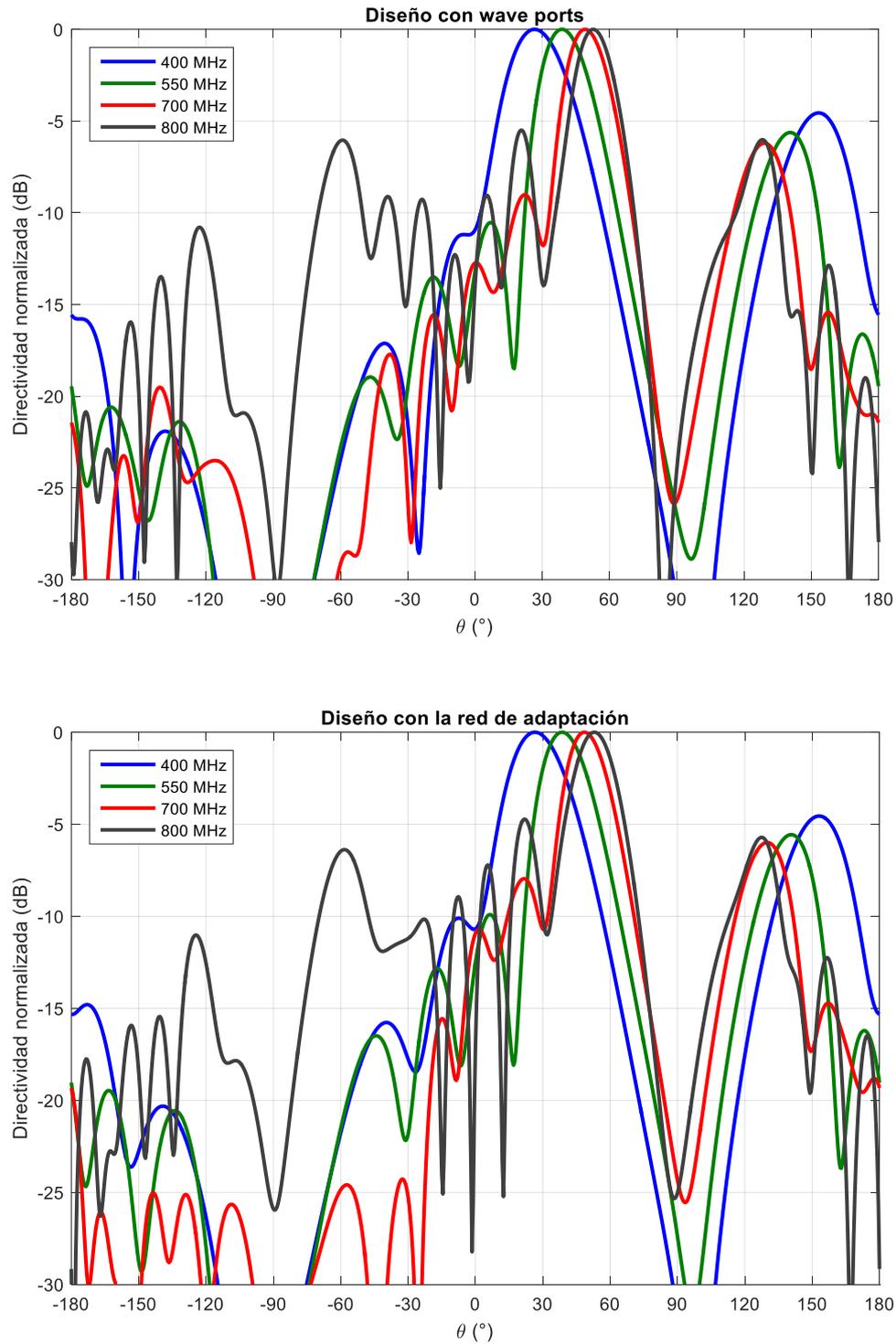


Figura 4.51: Comparativa del diagrama de radiación en el plano H con ganancia normalizada entre la antena con *wave ports* y la antena con la red de alimentación.

En lo que respecta a la comparativa del escaneo de la Figura 4.52 se puede comprobar como de entre todos los parámetros, es este el que sufre en menor medida una

4.3 Diseño de la red de alimentación

desviación de sus valores. A pesar de producirse un menor ajuste ente las dos curvas cerca de las frecuencias más altas, se mantiene el mismo escaneo desde los $25,6^\circ$ a los 53° .

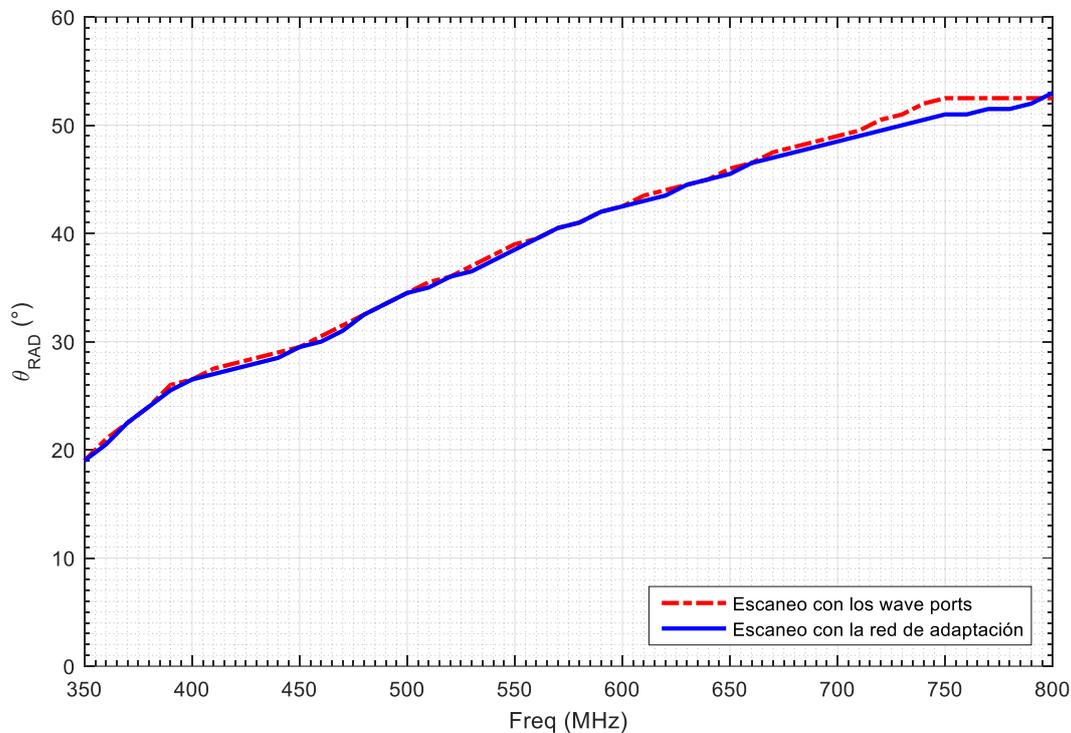


Figura 4.52: Comparativa del escaneo entre la antena con *wave ports* y la antena con la red de alimentación.

Por otra parte, aun mostrando una pérdida relativamente constante de la ganancia máxima y la eficiencia de radiación representadas en la Figura 4.65 y la Figura 4.66, estas no se han visto decremadas de una manera especialmente significativa. En el caso de la ganancia máxima, esta disminución es inferior a 0.5 dB, mientras que la eficiencia de radiación tampoco presenta una pérdida superior al 5% en la mayor parte del ancho de banda de trabajo. Con el parámetro S21 de la Figura 4.55 no sucede esto. En su lugar, ambas curvas presentan un ajuste preciso o incluso con la incorporación de la red de alimentación se mejoran los resultados en 1 dB en la mayor parte del ancho de banda de trabajo.

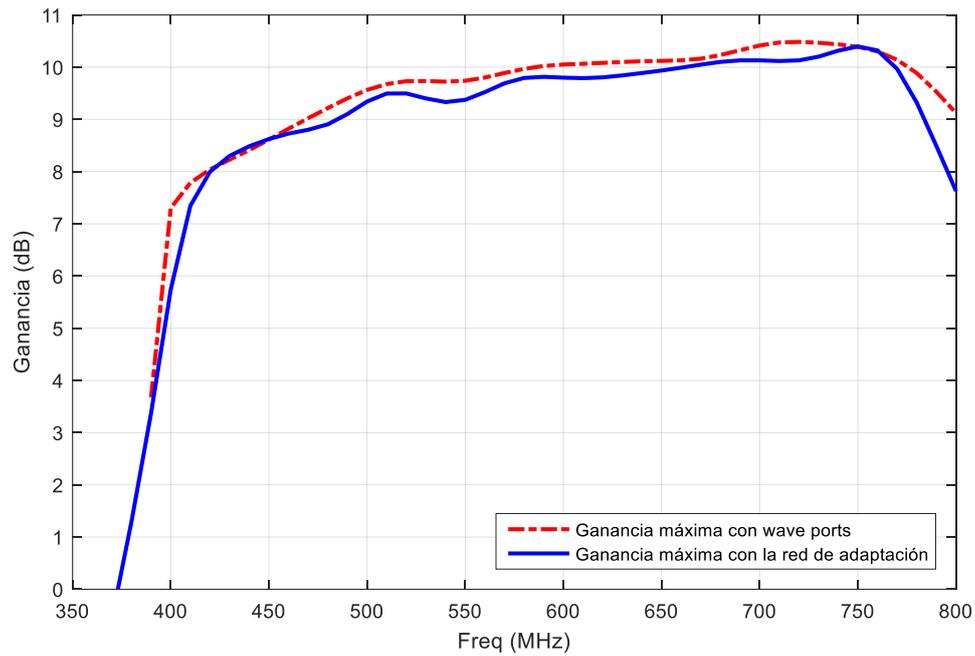


Figura 4.53: Comparativa de la ganancia máxima en función de la frecuencia entre la antena con *wave ports* y la antena con la red de alimentación.

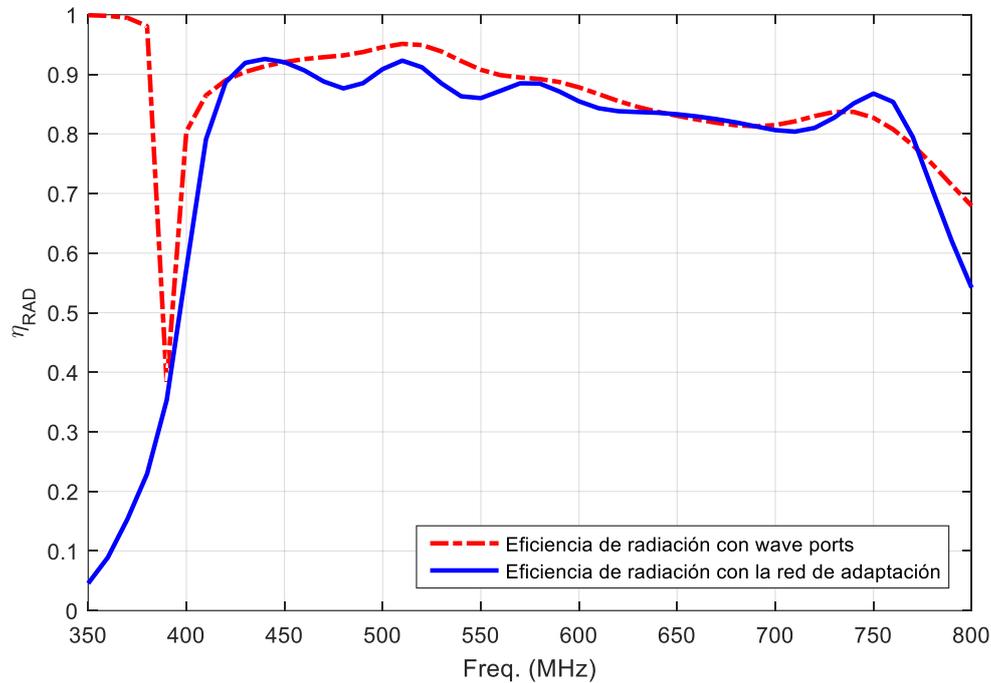


Figura 4.54: Comparativa de la eficiencia de radiación entre la antena con *wave ports* y la antena con la red de alimentación.

4.3 Diseño de la red de alimentación

Donde sí se aprecian unas diferencias más acentuadas es en los parámetros relativos a la adaptación, el S11 en la Figura 4.55 y el VSWR en la Figura 4.56. Esta diferencia entre ambos diseños no es algo que haya de preocuparnos ya que de ninguna manera hubiera sido posible mantener en la realidad la adaptación que ofrecían los *wave ports* al tratarse de meros elementos ideales que ofrece HFSS como herramienta de simulación. Lo que sí que se puede extraer de estos resultados es como la red de alimentación trabaja en conjunto con la antena. La característica que mejor revela esto es el *input matching bandwidth*, el cual abarca desde los 415 MHz a los 770 MHz aproximadamente, coincidiendo así casi a la perfección con el *input matching bandwidth* que ofrecía por separado la red de alimentación (de 400 MHz a 760 MHz). Respecto a los valores que presenta la adaptación a los 400 MHz y a los 800 MHz, son muy próximos a los -4,1 dB en el caso del S11 y 4.3 en el del VSWR para ambas frecuencias. De nuevo, aun sin ser unos valores de adaptación excelentes, son adecuados para alcanzar ambos extremos del ancho de banda de trabajo.

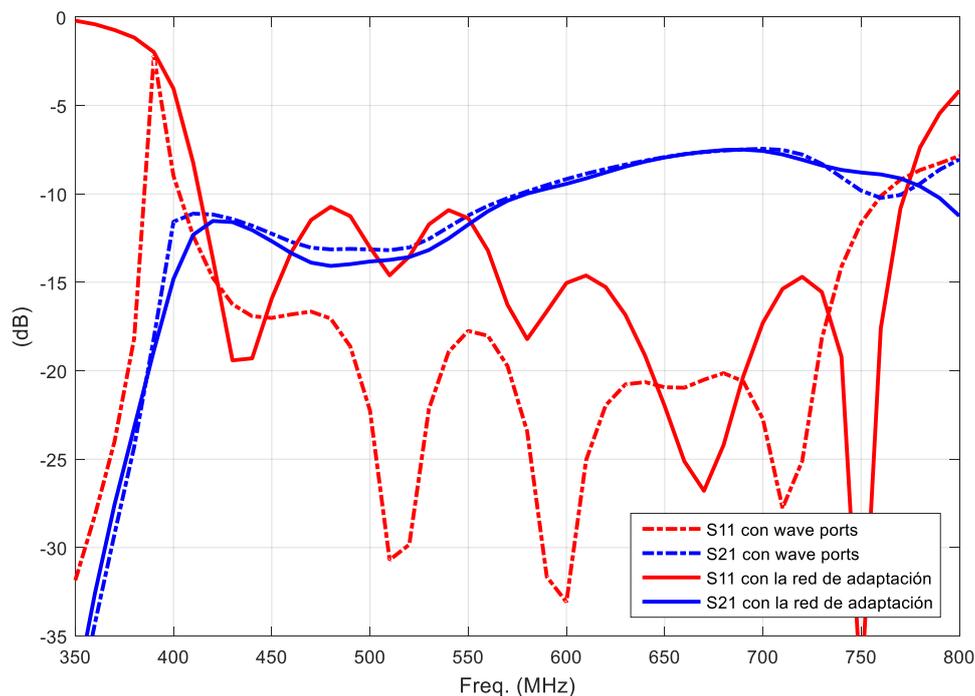


Figura 4.55: Comparativa de los parámetros S11 y S21 entre la antena con *wave ports* y la antena con la red de alimentación.

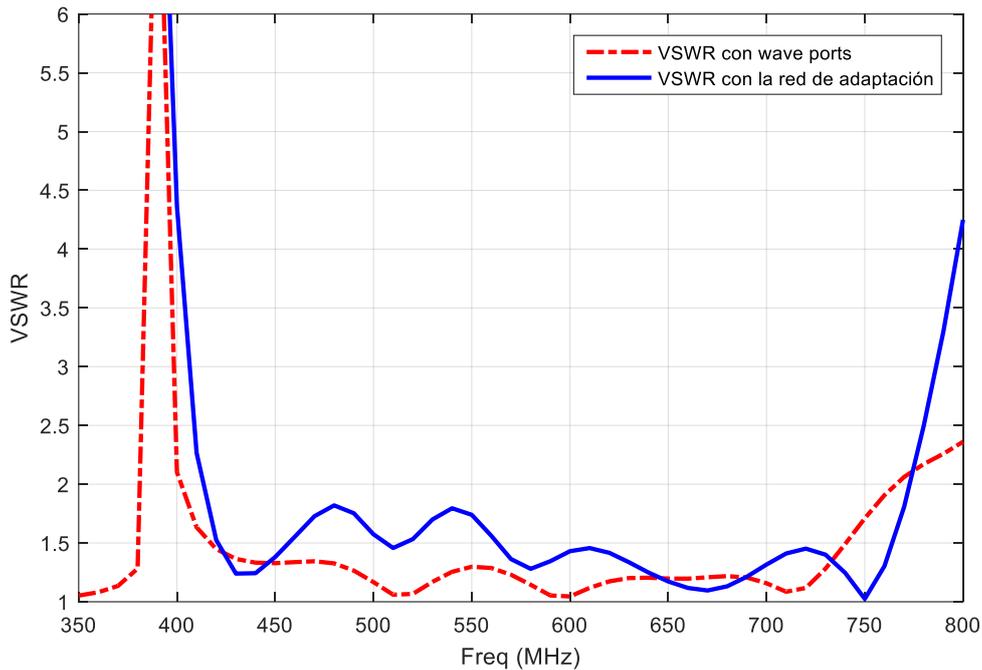


Figura 4.56: Comparativa del VSWR entre la antena con *wave ports* y la antena con la red de alimentación.

Otra cosa que destaca en todos los resultados es como con la sustitución de los *wave ports* por la red de alimentación, los errores de simulación desaparecen completamente. Ahora se muestra con claridad como al acercarse a la frecuencia de corte de las guías de onda de ambos extremos (384,6 MHz), no aparecen los picos derivados de dichos errores. De esta manera, en las frecuencias inferiores se muestran los resultados sin la influencia y distorsión provocada por los *wave ports*. Revisando de nuevo los resultados obtenidos se puede ver como en las frecuencias más bajas se obtienen los resultados esperados de los parámetros cuando la frecuencia se aproxima a la de corte. Un ejemplo de esto sería la eficiencia de radiación. Si se desciende en frecuencia, al aproximarse a la frecuencia de corte, el modo correspondiente se deja de propagar y, en consecuencia, la eficiencia de radiación tiende al 0%. Esto contrasta con los resultados obtenidos con el diseño con *wave ports*, en los cuales se muestra como al bajar en frecuencia, los valores se disparan al 100%. Otro ejemplo sería el parámetro S11, donde al descender hacia la frecuencia de corte, este tiende a 0 dB, es decir, toda la potencia inyectada es reflejada. Si bien no se hace exactamente cero al alcanzar la frecuencia de corte de la guía de onda (384,6 MHz) tal y como sucedía en la Figura 4.47 de la sección anterior, esto no es fruto de los errores de simulación si no de la inclusión de la red de

alimentación en el resto de la estructura. Tal y como se ha comentado, la frecuencia de corte del modo de fuga es inferior a la de las guías de onda de ambos extremos. A causa de esto, la adaptación no se hace directamente cero si no que tiende suavemente a este valor. Esta misma explicación se aplica al por qué el resto de los parámetros sufren este mismo efecto al descender hacia la frecuencia de corte.

Ahora que la antena cuenta con todos los elementos básicos que permitirían su puesta en funcionamiento si esta fuera fabricada, es relevante analizar un último parámetro de la antena no estudiado hasta ahora. Siendo este el ancho de haz en el plano XZ. Para ello se recurre a los diagramas UV. Estos representan mediante curvas de nivel la proyección del semiespacio superior del diagrama de radiación de la antena sobre una media esfera en el infinito. Hasta ahora, en los diagramas de radiación se podía determinar una dirección en un espacio angular mediante θ y ϕ . Sin embargo, para las representaciones de estos nuevos diagramas, se ha de realizar una conversión de coordenadas al espacio UV, donde u y v cuentan con las siguientes expresiones para realizar dicha conversión:

$$u = \sin(\theta) \cdot \cos(\phi) \quad (4.7)$$

$$v = \sin(\theta) \cdot \sin(\phi) \quad (4.8)$$

Los cortes del diagrama en plano H mostrados hasta ahora corresponden con un $u = 0$ ($\phi = 90^\circ$). En la Figura 4.57 quedan representados a diferentes frecuencias los diagramas UV que proporciona la estructura en este punto. Al igual que sucedía con el diagrama de radiación en el plano H (plano YZ), se puede observar el escaneo espacial que realiza la antena. Para comprobar esto se ha de prestar atención a la zona cerrada por la curva de nivel correspondiente al máximo nivel de ganancia. A través de la cual, se puede comprobar de nuevo como con el avance de la frecuencia se produce un desplazamiento de dicho máximo, siendo en este diagrama un movimiento en la dirección v positiva.

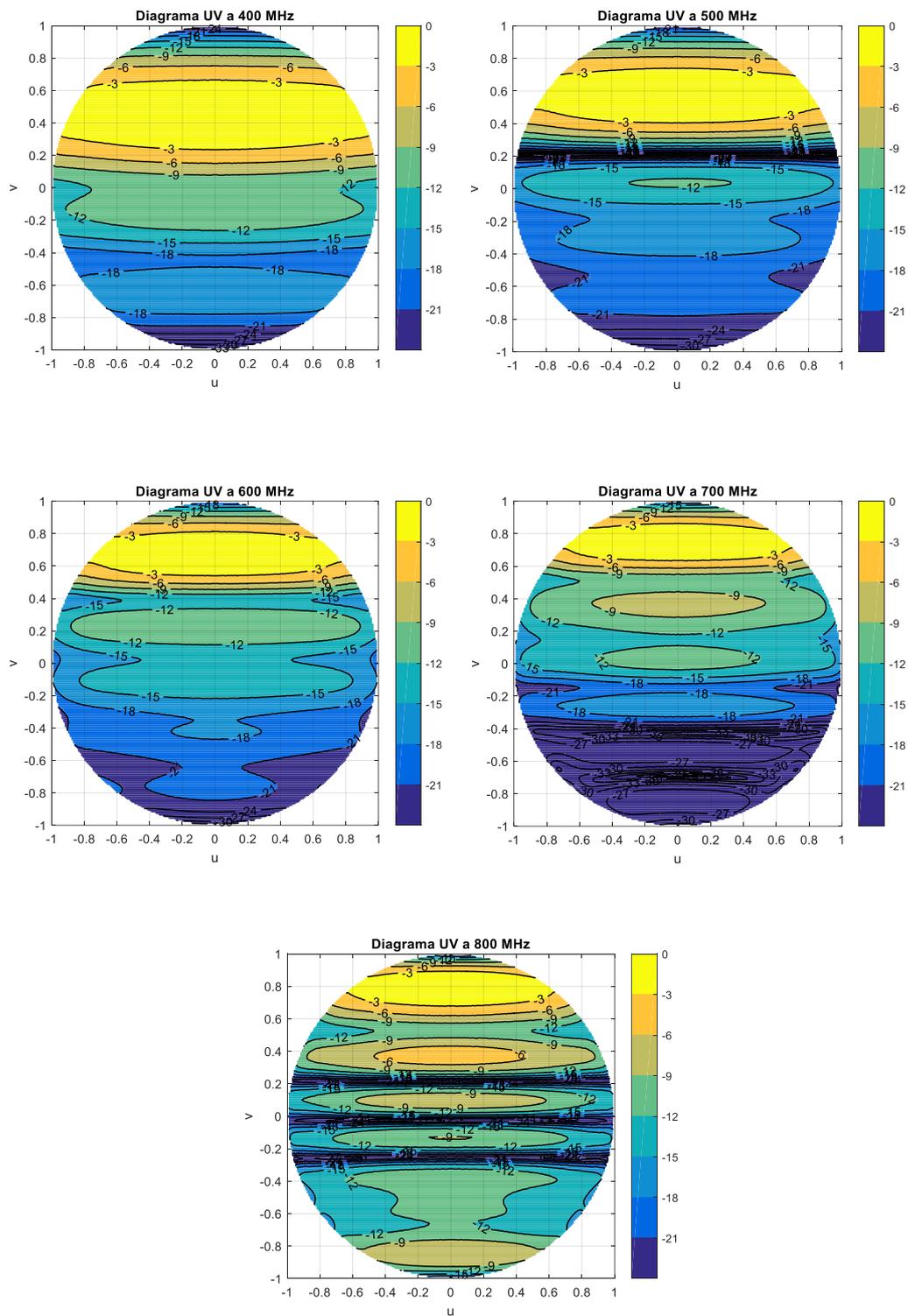


Figura 4.57: Diagramas UV con la ganancia normalizada del modelo con la red de alimentación a diferentes frecuencias.

Sin embargo, lo que más destaca en estos diagramas y la razón de su representación, es verificar la presencia de un elevado ancho de haz en el plano XZ. Este comportamiento es algo esperado teniendo en cuenta las dimensiones con la que cuenta la apertura de la estructura. Por un lado, la longitud de la antena posibilita una interferencia en fase entre los campos radiados a lo largo de su elevada extensión, lo cual resulta en un diagrama de radiación en el plano H (plano YZ) cuyo ancho de haz es muy estrecho. En contraposición, a causa de la reducida anchura de la apertura, la interferencia en fase es mínima y, por lo tanto, el ancho de haz en el plano XZ es muy elevado.

En conclusión, a los resultados obtenidos en esta sección, se abre por un lado el frente relativo a la reducción al ancho del ancho de haz en el plano XZ para la siguiente sección. En concreto se realizará y desarrollará una propuesta para reducir dicho ancho de haz sin por ello aumentar la anchura de la antena. Por otro lado, se ha demostrado la validez del diseño propuesto para la red de alimentación, ofreciendo este un *input matching bandwidth* que se ajusta muy bien al ancho de banda de trabajo de la antena además de tener un efecto muy reducido sobre el resto de los parámetros de la antena.

4.4 Inclusión de los flanges en el diseño

Recopilando los resultados de la sección anterior se puede comprobar como a causa de la escasa anchura de la antena respecto a su longitud, el ancho de haz resultante en el plano XZ es bastante grande. Como el objetivo de la antena MARsss es la observación solar, se requiere que esta sea lo más directiva posible. Por ello, cualquier sección del diagrama de radiación que se desvíe demasiado de su punto de mayor ganancia, será desaprovechado.

Como solución a esta cuestión se propone la inclusión en el diseño de unos *flanges*. Estos se tratan de un par de placas metálicas dispuestas longitudinalmente en la apertura de la antena tal y como se ve en la Figura 4.58. La función de estos es redireccionar la energía electromagnética y concentrarla en una dirección, provocando así un estrechamiento del haz en el plano XZ y además lograr un incremento de la ganancia máxima.

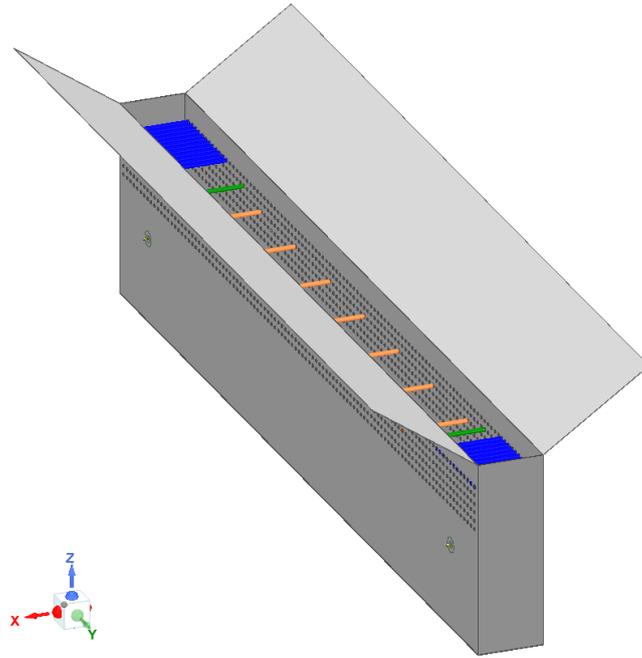


Figura 4.58: Antena con la inclusión de los *flanges*.

Al igual que el resto de los elementos del diseño, los *flanges* también están sujetos a un proceso de optimización. Para ello se podrán controlar dos parámetros. Su anchura, es decir, cuanto se extienden hacia fuera desde el punto donde estos están unidos con la apertura de la antena. Y el ángulo que estos conforman respecto a la pared con agujeros a la cual están unidos.

4.4.1 Análisis de los resultados de la inclusión de los *flanges*

Para determinar como la inclusión de los *flanges* ha permitido una mejora sobre los parámetros que se buscaba modificar, así como sus efectos sobre el resto, en cada una de las representaciones se ha realizado una comparativa entre los resultados que ofrece la versión con y sin *flanges*.

A partir del proceso de optimización se ha determinado como valor óptimo para el ángulo de los *flanges* unos 125° . En contraposición, la anchura de los *flanges* no ha sido fruto directo de dicha optimización. De nuevo hay que recordar que, para ser capaces de realizar las medidas de la antena en el interior de la cámara anecoica, la antena no puede exceder un cierto tamaño debido al limitado espacio con el que cuenta la cámara. Por ello, teniendo en cuenta el ángulo con el que están orientados, se ha establecido como

4.4 Inclusión de los flanges en el diseño

anchura para los *flanges* unos 300mm. Aun siendo cierto que una mayor anchura ofrecería unos mejores resultados, este valor supone un buen compromiso entre la limitación establecida y unos buenos resultados. En la Figura 4.59 y la Figura 4.60 está representada la estructura junto al valor de estas dos dimensiones de los *flanges*.

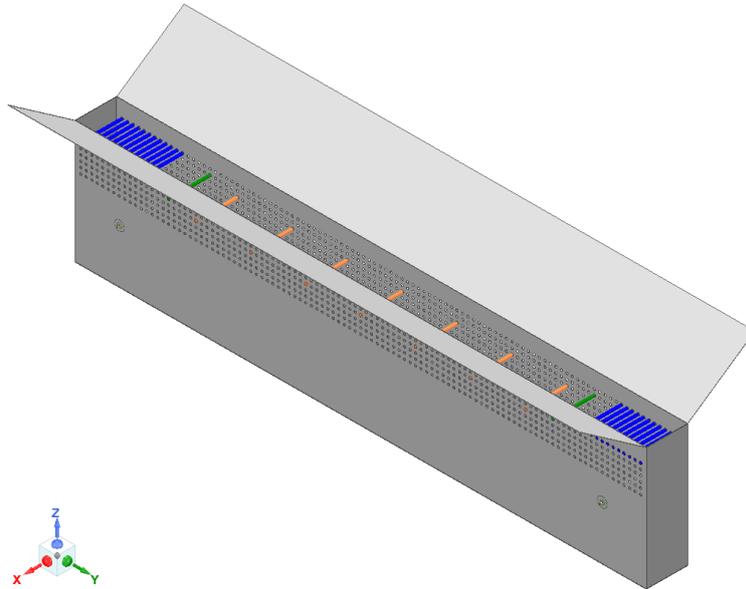


Figura 4.59: Vista isométrica de la antena con *flanges*.

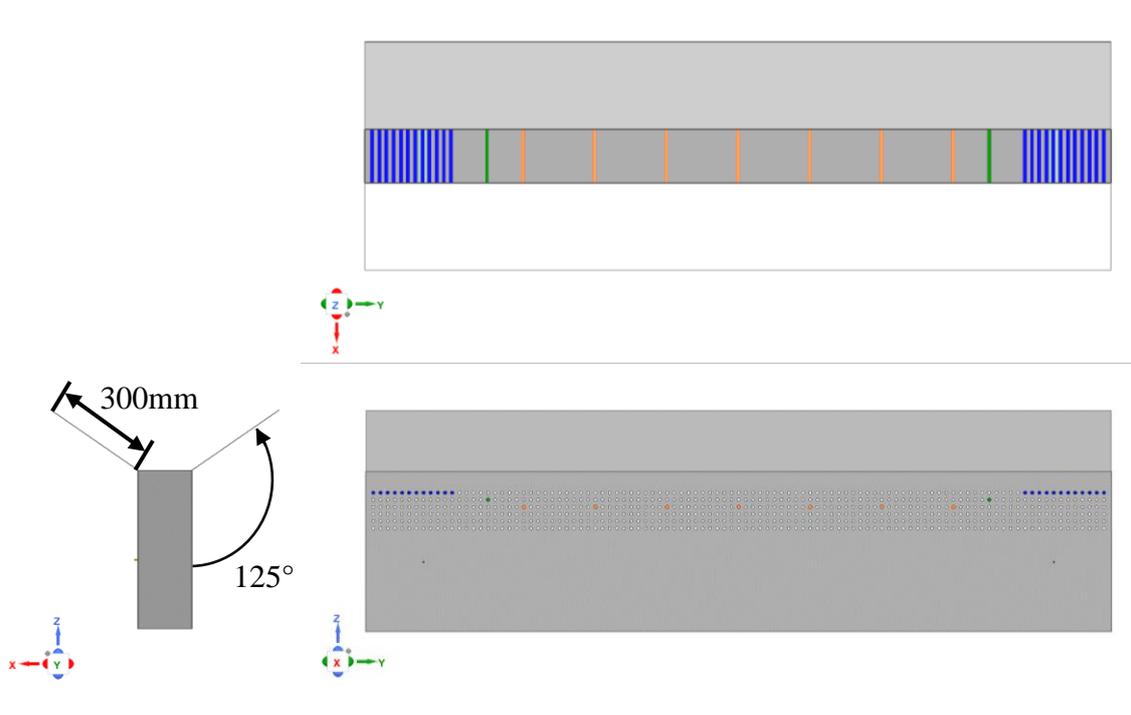


Figura 4.60: Alzado, planta y perfil de la antena con *flanges*.

Comenzando por la comparativa de los diagramas de radiación en la Figura 4.61 ya se puede apreciar unos cambios bastante significativos. Hasta ahora, en las anteriores comparativas de los diagramas de radiación se pasaba por alto los elevados lóbulos que aparecían debajo de la antena, es decir, en θ por debajo de -90° y especialmente por encima de 90° . Gracias a la inclusión de los *flanges* estos lóbulos no deseados llegan algunos a disminuir incluso más de 10 dB. Dentro de la zona del diagrama correspondiente a la parte superior de la antena, ciertos lóbulos secundarios también ven reducidos sus niveles entre 1 y 3 dB.

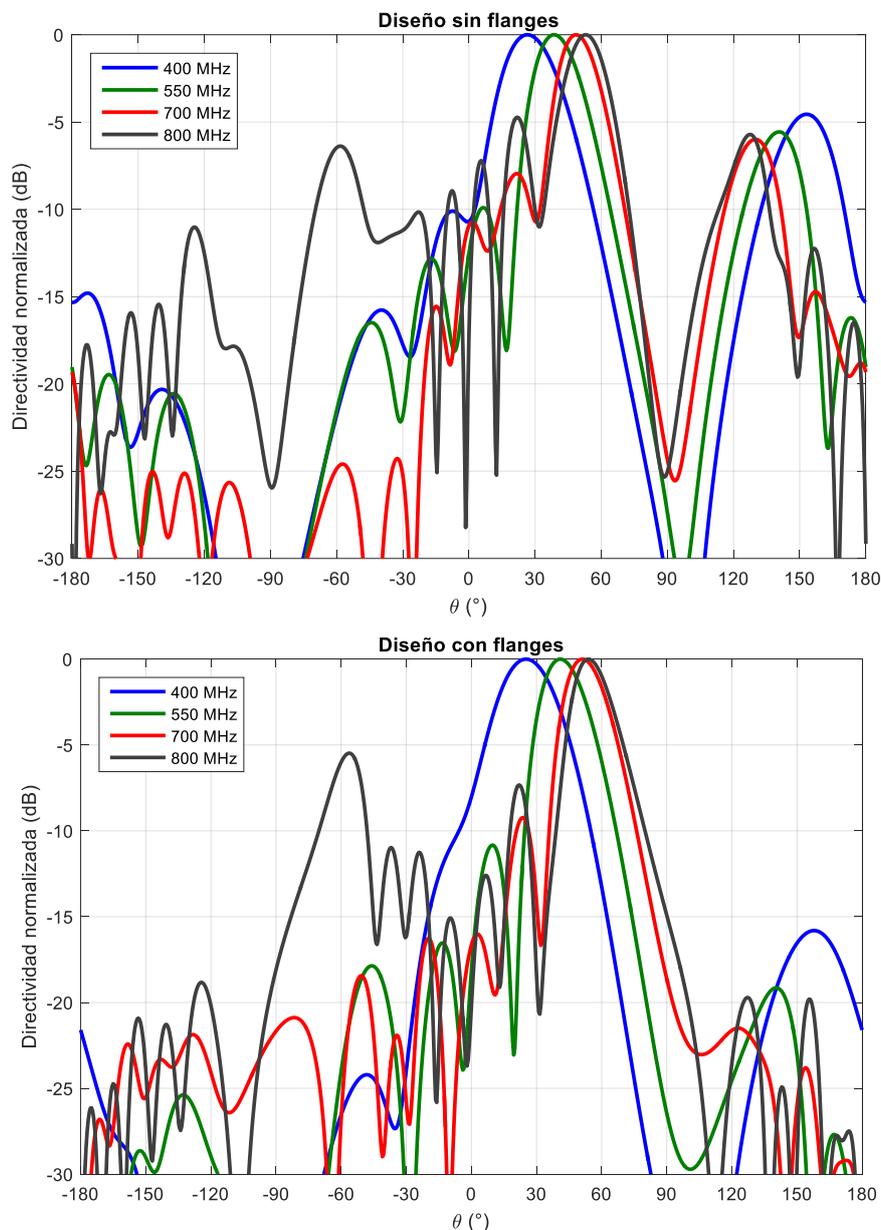


Figura 4.61: Comparativa del diagrama de radiación en el plano H con ganancia normalizada entre la antena sin *flanges* y la antena con *flanges*.

4.4 Inclusión de los flanges en el diseño

Continuando con el escaneo en la Figura 4.62, afortunadamente no se ve afectado negativamente por la inclusión de los *flanges*. Si bien es cierto que el diseño con *flanges* mantiene en el ancho de banda de trabajo un valor del ángulo de radiación mayor al diseño sin ellos, el escaneo que realiza con *flanges* es ligeramente superior, de 25° a 54°, respecto al escaneo de 26,5° a 53° sin ellos. Aun siendo una diferencia poco relevante al respecto al efecto de los *flanges*, no está de más tenerlo en cuenta.

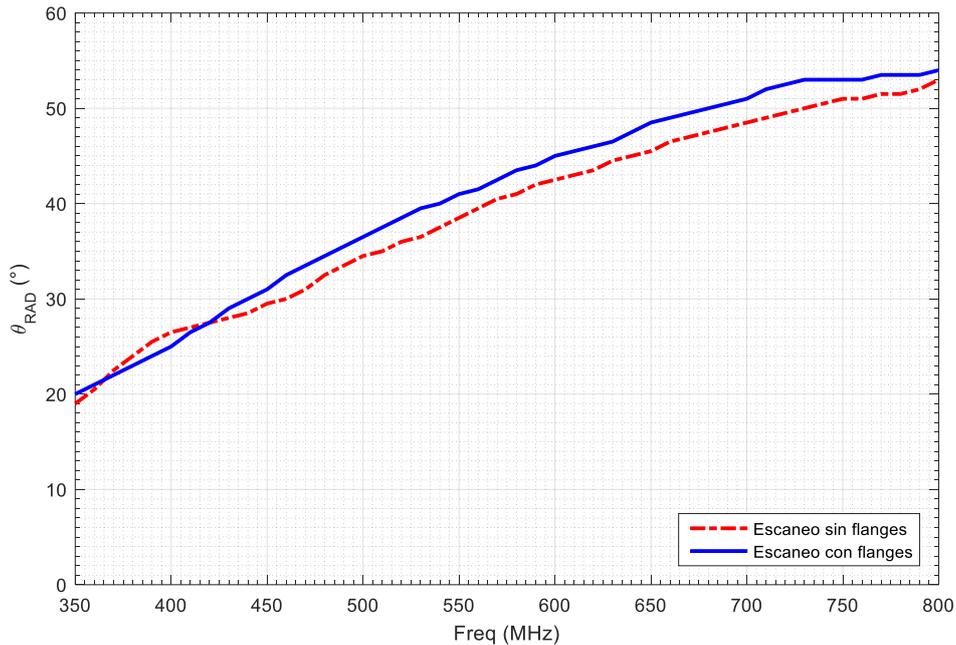


Figura 4.62: Comparativa del escaneo entre la antena sin *flanges* y la antena con *flanges*.

En contraposición, tal y como se esperaba, gracias a la concentración de la energía electromagnética en una única dirección mediante la inclusión de los *flanges*, se ha logrado un incremento muy significativo de la ganancia máxima. Pasando así de valores en la mayor parte del ancho de banda de trabajo entre 8,5 dB y 10,5 dB a valores entre 13dB y 14,5 dB. Esto es debido al efecto de la bocina, incrementando bastante el tamaño de la apertura de la antena en la dirección X, yendo de los 15 cm originales a 64 cm aproximadamente.

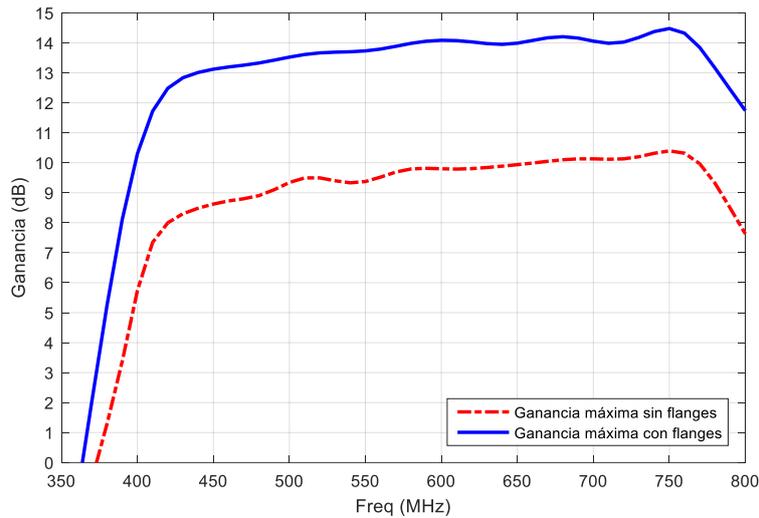


Figura 4.63: Comparativa de la ganancia máxima en función de la frecuencia entre la antenna sin *flanges* y la antenna con *flanges*.

Con parámetros como la eficiencia de radiación y el parámetro S21 en la Figura 4.64 y la Figura 4.65 respectivamente, la desviación de los resultados respecto al diseños sin *flanges* vuelve a ser pequeña. Mientras cerca de las frecuencias más bajas ambos parámetros mejoran, en las frecuencias intermedias y superiores del ancho de banda de trabajo, la inclusión de los *flanges* da lugar a un ligero empeoramiento. Este empeoramiento nunca supera el 5 % en el caso de la eficiencia de radiación y los 2 dB en el caso del parámetro S21. Estas posibles diferencias en el escaneo, en la eficiencia de radiación y en el parámetro S21 se pueden deber a que la inclusión de la bocina tiene cierto efecto en la impedancia de radiación que vería el modo de fuga.

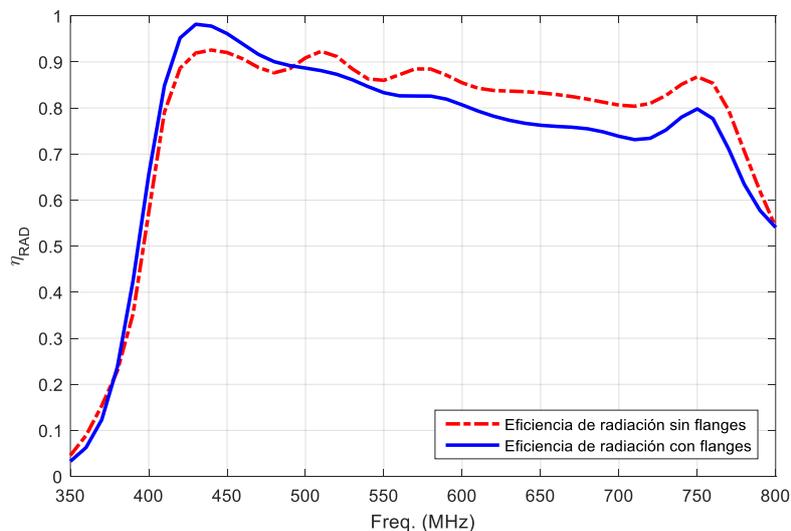


Figura 4.64: Eficiencia de radiación entre la antenna sin *flanges* y la antenna con *flanges*.

4.4 Inclusión de los flanges en el diseño

Respecto a la adaptación con el parámetro S11 en la Figura 4.65 y el VSWR en la Figura 4.66, a pesar de haber una cierta desviación de los valores, globalmente estos se compensan ya que, por ejemplo, mientras que con el parámetro S11 hay pequeñas zonas donde la adaptación disminuye 2 dB, inmediatamente vuelve a subir para un poco más adelante volver a bajar y así sucesivamente.

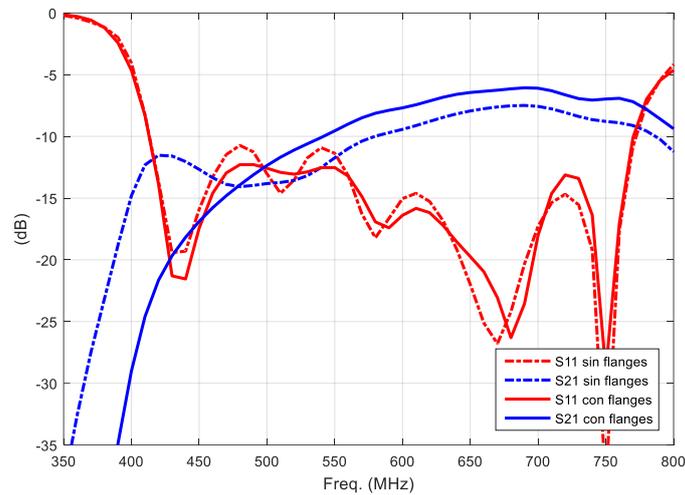


Figura 4.65: Comparativa de los parámetros S11 y S21 entre la antena sin *flanges* y la antena con *flanges*.

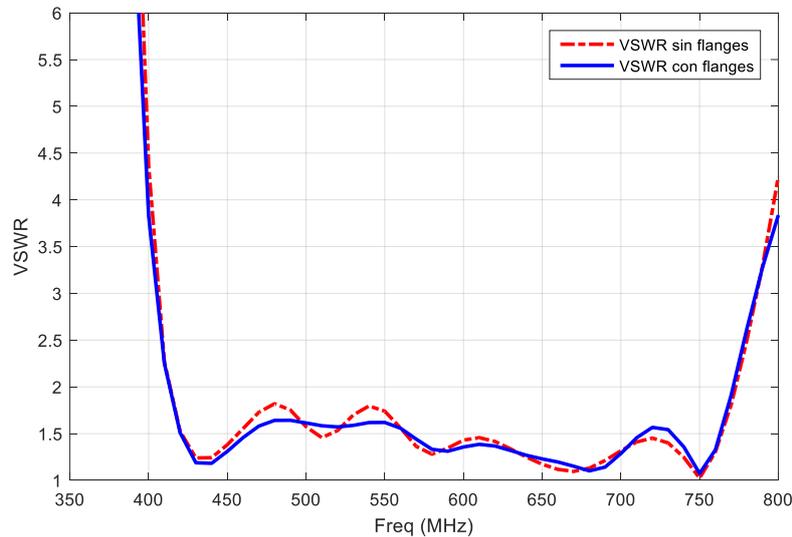


Figura 4.66: Comparativa del VSWR entre la antena sin *flanges* y la antena con *flanges*.

Por último, donde se muestra el otro resultado donde se buscaba que los *flanges* tuvieran un mayor impacto, es en los diagramas UV. De nuevo, en la Figura 4.67 se ha

realizado una comparativa entre los resultados que ofrece el diseño con *flanges* y sin ellos. Al igual que sucedía con la ganancia máxima, dicha comparativa evidencia una clara mejoría respecto al ancho de haz en el plano XZ con su inclusión. No solo sucede esto, sino que además se puede ver como alrededor de ciertos lóbulos la ganancia decae más rápido.

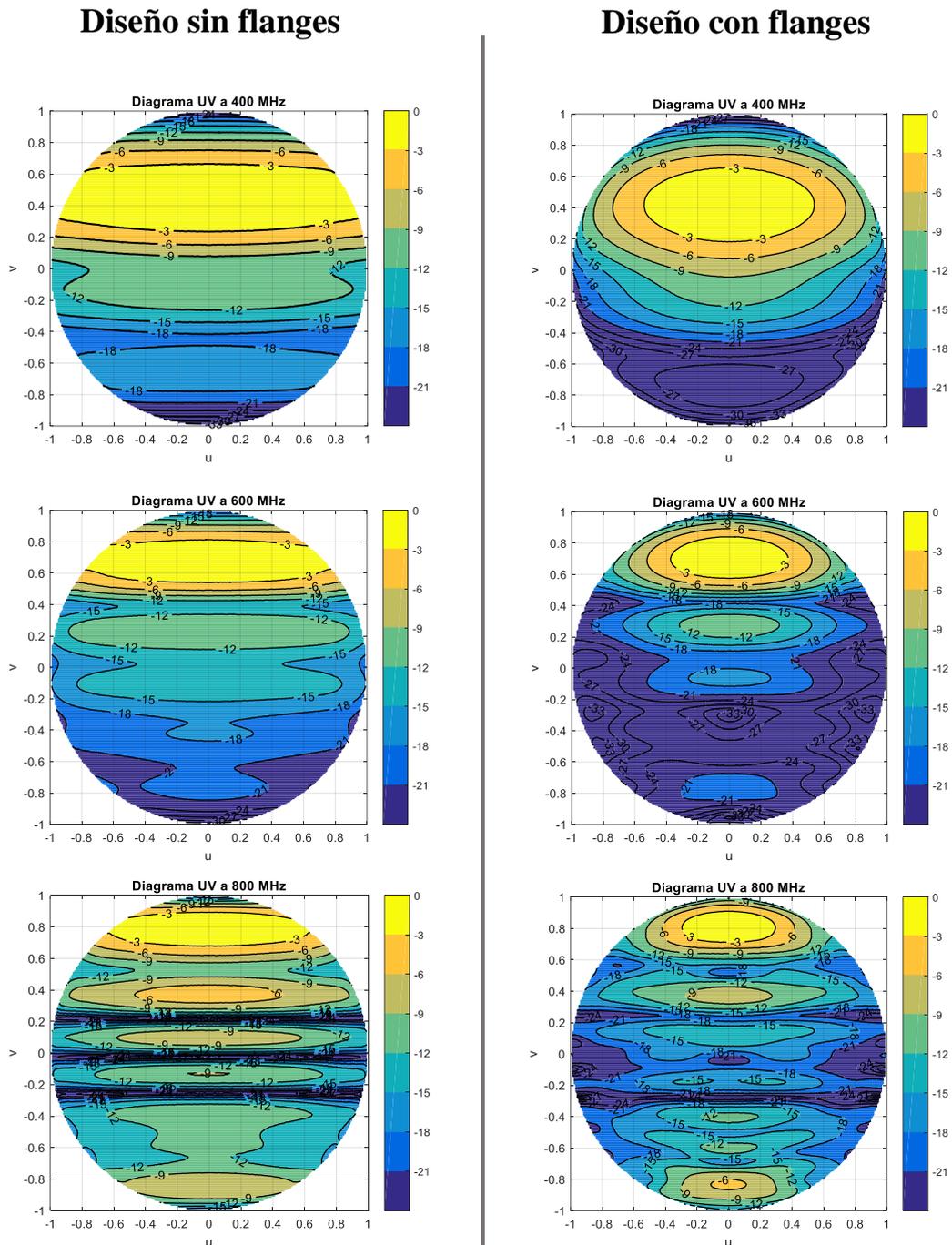


Figura 4.67: Comparativa entre el diseño con y sin *flanges* de los diagramas UV con la ganancia normalizada.

Todos los resultados de esta sección demuestran como la inclusión de los *flanges* permite mejorar con creces los dos parámetros que se buscaba modificar además de tener un efecto negativo sobre el resto de los parámetros inexistente o prácticamente nulo.

4.5 Valoración de los resultados y objetivos de diseño alcanzados.

Una vez completadas todas las fases del proceso de desarrollo, tomando los resultados extraídos en la sección anterior del diseño con *flanges*, se puede realizar una valoración de los resultados a partir de los objetivos de diseño establecidos en la sección 2.2.

Recordemos que en dicha sección se estableció la antena logoperiódica CLP-5130-1N como marco de referencia a la hora de determinar los puntos que la nueva antena debía mejorar. En concreto se extrajo que el nuevo diseño había de buscar dos cosas. La primera es que mantuviera una adaptación en el rango frecuencial de trabajo similar a los buenos resultados que proporciona esta antena (VSWR por debajo de 2). Y, por otro lado, se buscaba una ganancia que superara de una manera relativamente estable el rango de los 5 dB a los 7 dB que proporciona la antena logoperiódica.

Respecto al primero de estos objetivos, comprobamos por lo ya comentado en la sección anterior, como la antena presenta una muy buena adaptación en prácticamente todo su ancho de banda de trabajo, cubriendo el *input matching bandwidth* desde los 415 MHz a los 770 MHz.

En lo relativo al desempeño del diseño desarrollado respecto a la ganancia máxima, este supera con creces el objetivo establecido, alcanzando unos valores estables entre los 13 dB y 14 dB en la mayor parte del rango e incluso superándolos en ciertas frecuencias.

Con el resto de los parámetros, aun sin contar estos con un objetivo preciso más que optimizarlos y tratar que estos posibiliten el correcto funcionamiento de la antena, se ha logrado alcanzar unos muy buenos resultados, especialmente con el parámetro S21 y la eficiencia de radiación. El primero de estos parámetros presenta valores entre -30dB en el mejor punto y -6dB en el peor. Respecto a la eficiencia de radiación, esta muestra valores en la mayor parte del ancho de banda de trabajo entre el 98% y el 70%.

Por último, pero no menos importante, el escaneo logra cubrir un arco de 29° , barriendo desde los 25° a los 54° . Tal y como se comentó, este barrido angular espacial posibilitará a través del procesado de señal la obtención de pseudoimágenes del sol para así, discernir la zona del disco solar donde se originen las SRBs.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

La finalidad tras el desarrollo de este proyecto no ha sido otra que demostrar la viabilidad de las LWA para su potencial uso en los nodos de la red e-CALLISTO en territorio español. Aun quedando bastantes fases hasta la implementación de estas antenas en dichos nodos y para la obtención de los primeros resultados que muestren su desempeño real en la detección de las SRBs, este proyecto supone un primer paso esencial para la consolidación de este tipo de antenas para el estudio de la dinámica solar.

La viabilidad de este tipo de antenas queda demostrada en la última sección del capítulo anterior, donde se muestra como los objetivos establecidos son superados con creces. No solo es prueba de esta viabilidad dichos objetivos cumplidos, si no que los buenos resultados que ofrece la estructura con el resto de parámetros refuerzan aún más las bondades de esta antena.

El desarrollo y estudio del diseño propuesto en este proyecto supone una base a partir de la cual construir y seguir desarrollando este tipo de tecnología. Los pasos inmediatos a seguir tras la finalización de este proyecto sería la fabricación de la estructura y posterior realización de medidas en la cámara anecoica que se ha mencionado en varios puntos de la memoria. Si bien se había propuesto la inclusión de los resultados de estas mediciones en el proyecto, por falta de tiempo no ha sido posible llegar hasta este punto. De hecho, al momento de la redacción de estas líneas, está planeado el comienzo del proceso de fabricación de la antena MARsss a principios del mes que viene. Será a partir de este momento que se podrá determinar si la estructura cumple con otros requisitos solicitados por parte de la Universidad de Alcalá. tales como el presupuesto de fabricación o el peso máximo.

De manera simultánea al desarrollo de la parte del proyecto que me corresponde, mi compañero Carlos González Cortado se encuentra desarrollando todo lo relativo al procesado de señal tales como las técnicas de pseudoimagen mencionadas con

anterioridad. Cualquier interés en relación a su sección de estudio, encomiendo la lectura de la memoria de su trabajo de fin de grado cuando este sea presentado.

En vista a futuras líneas de trabajo se proponen dos frentes en los cuales seguir trabajando. La primera sería el estudio del efecto del posicionamiento de varias antenas MARsss en paralelo para lograr una reducción mayor del ancho de haz en el plano XZ. Englobado dentro de este primer estudio también estaría considerada la incorporación de una red de distribución para así ganar un nuevo ángulo de control sobre el direccionamiento de dicho haz. Por último, la segunda propuesta consistiría en el rediseño de la antena para así ajustar sus dimensiones al ancho de banda en el que se determine que ha de trabajar para el estudio de las SRB. Por lo ya comentado, este diseño con las dimensiones finales no se ha realizado desde un primer momento a causa de las elevadas longitudes de onda correspondiente a dicho ancho de banda, lo cual resultaría en una antena demasiado grande para realizar su caracterización en la cámara anecoica de la universidad.

De aquí en adelante los resultados de los posteriores proyectos que continúen con el desarrollo de la antena MARsss determinarán el éxito de su cometido dentro del proyecto CELESTINA.

Bibliografía

- [1] «World Meteorological Organization,» [En línea]. Available: <https://community.wmo.int/activity-areas/wmo-space-programme-wsp/space-weather-introduction>. [Último acceso: 19 Julio 2022].
- [2] «"Qué son las tormentas geomagnéticas", Instituto Geográfico Nacional,» [En línea]. Available: <https://www.ign.es/web/gmt-que-son-tormentas-geomagneticas>. [Último acceso: 19 Julio 2022].
- [3] «"What are solar flares", European Space Agency,» [En línea]. Available: https://www.esa.int/Science_Exploration/Space_Science/What_are_solar_flares. [Último acceso: 19 Julio 2022].
- [4] «"The Heliopedia", NASA,» [En línea]. Available: https://www.nasa.gov/mission_pages/sunearth/the-heliopedia. [Último acceso: 20 Julio 2022].
- [5] R. Pirjola, «Geomagnetically induced currents during magnetic storms,» *IEEE transactions on plasma science*, vol. 28, nº 6, pp. 1867-1873, 2000.
- [6] S. Odenwald, «"The Day the Sun Brought Darkness", NASA,» [En línea]. Available: https://www.nasa.gov/topics/earth/features/sun_darkness.html. [Último acceso: 23 Julio 2022].
- [7] «e-CALLISTO Network,» [En línea]. Available: <https://www.e-callisto.org/>. [Último acceso: 23 Julio 2022].
- [8] «International Space Weather Initiative (ISWI),» [En línea]. Available: <http://www.iswi-secretariat.org/>. [Último acceso: 23 Julio 2022].
- [9] S. M. White, «Solar radio bursts and space weather,» *Asian Journal of Physics*, vol. 16, pp. 189-207, 2007.

-
- [10] «CALLISTO Spectrometer Information,» [En línea]. Available: <https://www.e-callisto.org/Hardware/Callisto-Hardware.html>. [Último acceso: 23 Julio 2022].
- [11] «Coverage e-CALLISTO and Antennas Used,» [En línea]. Available: <https://www.e-callisto.org/coverage/coverage.html>. [Último acceso: 23 Julio 2022].
- [12] «Proyecto CELESTINA,» [En línea]. Available: <https://celestina.web.uah.es/wordpress/>. [Último acceso: 25 Julio 2022].
- [13] M. Prieto Mateo, S. Sánchez Prieto, J. Bussons Gordo, D. Perez de Diego y D. Sanguino López, «"Create CLP-5130-1N Log Periodic Antenna: measurements report", Zenodo,» 27 Septiembre 2021. [En línea]. Available: <https://zenodo.org/record/5529658#.YuQfGXZBw7F>. [Último acceso: 25 Julio 2022].
- [14] A. Oliner y D. Jackson, de *Antenna Engineering Handbook*, Cuarta ed., ch. 11 "Leaky-wave antennas", McGraw-Hill Education, 2007.
- [15] D. R. Jackson, C. Caloz y T. Itoh, «Leaky-wave antennas,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, nº 7, pp. 2194-2206, 2012.
- [16] A. J. Martínez Ros, J. L. Gómez Tornero y G. Goussetisy, «Frequency scanning leaky wave antenna for positioning and identification of RFID tags,» *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, pp. 451-456, 2011.
- [17] M. Poveda García, D. Cañete Rebenaque y J. L. Gómez Tornero, «Frequency-Scanned Monopulse Pattern Synthesis Using Leaky-Wave Antennas for Enhanced Power-Based Direction-of-Arrival Estimation,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, nº 11, pp. 7071-7086, 2019.
- [18] M. Poveda García y J. L. Gómez Tornero, «Ambiguity Resolution in Amplitude-Monopulse Systems Using Broad-Beam Patterns,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, nº 4, pp. 503-507, 2021.

- [19] J. L. Gómez Tornero, «Smart Leaky-Wave Antennas for Iridescent IoT Wireless Networks,» *Antenna and Array Technologies for Future Wireless Ecosystems*, pp. 119-181, 2022.
- [20] A. Gil Martínez, M. Poveda García, J. A. López Pastor, J. C. Sánchez Aarnoutse y J. L. Gómez Tornero, «Wi-Fi direction finding with frequency-scanned antenna and channel-hopping scheme,» *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, n° 6, pp. 5210-5222, 2021.
- [21] J. L. Gómez Tornero, D. Cañete Rebenaque, J. A. López Pastor y A. S. Martínez Sala, «Hybrid Analog-Digital Processing System for Amplitude-Monopulse RSSI-Based MiMo WiFi Direction-of-Arrival Estimation,» *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 12, n° 3, pp. 529-540, 2018.
- [22] J. A. López Pastor, A. Gómez Alcaraz, D. Cañete Rbenaque, A. S. Martínez Sala y J. L. Gómez Tornero, «Near-Field Monopulse DoA Estimation for Angle-Sensitive Proximity WiFi Readers,» *IEEE Access*, vol. 7, pp. 88450-88460, 2019.
- [23] J. A. López Pastor, P. Arques Lara, J. J. Franco Peñaranda, A. J. García Sánchez y J. L. Gomez Tornero, «Wi-Fi RTT-Based Active Monopulse RADAR for Single Access Point Localization,» *IEEE Access*, vol. 9, pp. 34755-34766, 2021.
- [24] M. Poveda García, A. Gómez Alcaraz, D. Cañete Rebenaque, A. S. Martinez Sala y J. L. Gómez Tornero, «RSSI-based direction-of-departure estimation in Bluetooth low energy using an array of frequency-steered leaky-wave antennas,» *IEEE Access*, vol. 8, pp. 9380-9394, 2020.
- [25] M. Poveda García, J. Olivia Sánchez, R. Sánchez Iborra, D. Cañete Rebenaque y J. L. Gómez Tornero, «Dynamic wireless power transfer for cost-effective wireless sensor networks using frequency-scanned beaming,» *IEEE Access*, vol. 7, n° 8081-8094, 2019.
- [26] A. Gil Martínez, M. Poveda García, D. Cañete Rebenaque y J. L. Gómez Tornero, «Frequency-scanned monopulse antenna for RSSI-based direction finding of UHF RFID tags,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, n° 1, pp. 158-162, 2021.

-
- [27] A. Gil Martínez, M. Poveda García, J. García Fernández, M. M. Campo Valera, D. Cañete Rebenaque y J. L. Gómez Tornero, «Direction Finding of RFID tags in UHF band using a Passive Beam-Scanning Leaky-Wave Antenna,» *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, 2022.
- [28] J. L. Gómez Tornero, A. Gil Martínez, M. Poveda García y D. Cañete Rebenaque, «ARIEL: passive beam-scanning Antenna teRminal for Iridescent and Efficient LEOSatellite connectivity",» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, in press 2022.
- [29] M. Poveda García, A. Gil Martínez, F. Salmeron y J. L. Gómez Tornero, «Frequency beam-scanning mm-wave antennas for MIMO RADAR,» *European Microwave Week 2022*, September 2022.
- [30] D. Zelenchuck, A. J. Martínez Ros, T. Zvolensky, J. L. Gómez Tornero, G. Goussetis, N. Buchanan, D. Linton y V. Fusco, «W-Band Planar Wide-Angle Scanning Antenna Architecture,» *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 34, nº 2, pp. 127-139, 2013.
- [31] J. L. Gómez Tornero, M. Poveda García, R. Guzmán Quirós y J. C. Sánchez Arnause, «Design of Ku-band wireless power transfer system to empower light drones,» *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 1-4, 2016.
- [32] M. García Viguera, J. L. Gómez Tornero, G. Goussetis, A. R. Weily y Y. J. Guo, «1D-leaky wave antenna employing parallel-plate waveguide loaded with PRS and HIS,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, nº 10, pp. 3687-3694, 2011.
- [33] M. García Viguera, J. L. Gómez Tornero, G. Goussetis, A. R. Weily y Y. J. Guo, «Efficient synthesis of 1-D Fabry–Perot antennas with low sidelobe levels,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 869-872, 2012.
- [34] J. L. Gómez Tornero, *Análisis de Modos de Fuga en Estructuras Planares Apantalladas Lateralmente y Diseño de Nuevas Antenas "Leaky-Wave" en Tecnología Híbrida Impresión-Apantallada*, Tesis Doctoral, Departamento de

Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, UPCT, Cartagena, Región de Murcia, 2005.

- [35] A. J. Martínez Ros, J. L. Gómez Tornero y P. F. Quesada, «Efficient Analysis and Design of Novel SIW Leaky-Wave Antenna,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 496-499, 2013.
- [36] F. D. Quesada Pereira, V. E. Borria Esbert, J. Pascual García, A. Vidal Pantaleoni, A. Álvarez Melcón, J. L. Gómez Tornero y B. Gimeno Martínez, «Efficient analysis of arbitrarily shaped inductive obstacles in rectangular waveguides using a surface integral equation formulation,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, nº 4, pp. 715-721, 2007.
- [37] «Ansys HFSS,» [En línea]. Available: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>. [Último acceso: 17 Agosto 2022].
- [38] M. González Calvo, *Full-Wave of Coaxial to Waveguide Transitions and Waveguide Mode Transducers*, Departamente de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, UPM, Madrid, 2019.