

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



TRABAJO FIN DE GRADO

*Diseño de Antena Leaky-Wave con escaneo frecuencial en la
banda de 6 GHz a 9 GHz para sistemas Ultra-Wideband*



Autor: Roberto Romero Justiniano

Director: José Luis Gómez Tornero

Codirector: Miguel Poveda García

14 de Septiembre de 2022

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradecer a mi director José Luis Gómez Tornero y codirector Miguel Poveda García, por su guía en el desarrollo de este proyecto y transmitirme su pasión por la investigación, así como por esta rama de las telecomunicaciones.

Agradecer a mi madre por haberme dado todo su apoyo y ánimos para poder empezar y terminar esta etapa tan importante de mi vida, sin duda alguna sin ella nada hubiera sido posible. A mis amigos de siempre y a los que he conocido, que me han acompañado estos años donde nos hemos apoyado y ayudado mutuamente.

Por último, y no por ello menos importante dar gracias a Dios por el camino recorrido que me ha hecho quien soy hoy en día.

ÍNDICE

1.INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Internet of Things, Smart Areas, Localización de dispositivos.....	2
1.2 Técnicas de localización de dispositivos IoT.....	4
1.3 Localización por ángulo de llegada con LWAs.....	7
2. UWB.....	12
2.1 Definición de UWB y sus usos.....	12
2.2 Especificación de canales de UWB a frecuencias de 6 GHz a 9 GHz.....	15
3. INTRODUCCIÓN A ANTENAS LEAKY-WAVE.....	19
3.1 Características de LWAs (Diagrama de radiación, eficiencia).....	19
3.2 Half-Width LWA.....	25
3.3 Parámetros que afectan a su funcionamiento.....	27
4. Procesado de señal para estimación de la dirección de llegada (DoA).	29
5. Diseño de LWAs para UWB.....	32
5.1 Estudio teórico de la antena.....	32
5.2 Diseño de antena HFSS (Estructura generada, red de alimentación, optimización).	43
5.3 Resultados.....	53
6. LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN.....	58
REFERENCIAS.....	59

1.INTRODUCCIÓN.

La física, el poder comprender el mundo que nos rodea y la tecnología siempre han sido mis pasiones desde que tengo conciencia madura en este mundo (junto con las matemáticas). A medida que pasa el tiempo podemos darnos cuenta como la tecnología y nosotros estaremos cada vez más vinculados, de manera que nos ayude a hacer miles de tareas cada vez más eficientemente y con mayor eficacia.

Si bien me considero un defensor del progreso, pues es el avance tecnológico el que va equilibrando el mundo y dotando de cada vez más oportunidades a la mayor cantidad de gente posible.

Con todo esto cuando me nombraron “UWB” quise averiguar más y para mi sorpresa es una tecnología que va a ayudar el desarrollo del conocido internet de las cosas (IoT), donde acortaremos procesos mecánicos, acercaremos la comodidad y seguridad a nuestras manos. No dudé en aceptarlo y embarcarme en investigar la ciencia del futuro.

Si bien es cierto que hoy existen una gran cantidad de tecnologías para determinar la posición, muchas de ellas tienen grandes desventajas como su alcance y coste. Por otra parte, UWB se postula como una de las mejores alternativas, y otro punto a favor es que hoy en día está sin explotar. Debido a sus grandes prestaciones a corto alcance, y su bajo coste dotan a esta tecnología de un papel con un futuro muy prometedor.

Para este TFG, queremos diseñar antenas LWA en tecnología HWM, sintonizadas en la banda de 6 GHz a 9 GHz para su potencial aplicación en sistemas RADAR usando la tecnología UWB (Ultra Wide Band). Es la primera vez que el grupo se enfrenta al diseño de una LWA en banda ultra-ancha con un ancho de banda percentual del 40% (3 GHz centrados en torno a 7.5 GHz), cuando en diseños anteriores para WiFi / BLE / RFID era del 3%.

En este sentido, se realizarán diferentes diseños con distintos materiales de sustratos impresos para entender cómo afectan al ancho de banda de escaneo, así como el uso de más o menos canales de frecuencia UWB en la banda de interés. Se intentará que los diseños de antenas UWB sean lo más compactos posibles, y que por otro lado ofrezcan haces escaneados suficientemente directivos y que cubran un campo de visión (Field of View) angular elevado, para su aplicación en comunicaciones UWB y RADAR.

1.1 Internet of Things, Smart Areas, Localización de dispositivos.

La definición de IoT es la agrupación e interconexión de dispositivos y cosas a través de redes (privadas o internet, red de redes) para que todos se vuelvan visibles y se comuniquen. Los tipos de objetos y dispositivos van desde sensores y dispositivos mecánicos hasta artículos cotidianos como refrigeradores, zapatos y ropa. El objetivo es la interacción máquina a máquina, o lo que se conoce como interacción M2M (máquina a máquina), o dispositivos M2M, ya que cualquier cosa imaginable puede conectarse a Internet e interactuar sin intervención humana.

Internet ha crecido tan rápido que IoT se ha convertido en una realidad, no solo en una visión del futuro. La popularidad de esta tecnología radica principalmente en todas las aplicaciones y posibilidades que ofrece para mejorar el día a día de las personas y los entornos profesionales, y lleva desplegándose desde hace algún tiempo. [1]

Una “Smart City” o “Smart Area” es un conjunto complejo que aplica nuevas tecnologías para gestionar desde el buen funcionamiento de los sistemas de transporte público y privado hasta el uso eficiente de los recursos energéticos o hídricos a lo largo de la vida civil, definido como un sistema interconectado. Información sobre aspectos socioeconómicos como planes de conservación, o vitalidad de espacios públicos o instalaciones comerciales, o incidencias para residentes y visitantes.

“Una ciudad inteligente detecta las necesidades de sus ciudadanos, y reacciona a estas demandas transformando las interacciones de los ciudadanos con los sistemas y elementos de servicio público en conocimiento. Así, la ciudad basa sus acciones y su gestión en dicho conocimiento, idealmente en tiempo real, o incluso anticipándose a lo que pueda acaecer”, explica Juan Murillo, responsable de Análisis Territoriales de BBVA Data & Analytics.

Según el informe "Smart Cities" de Deloitte, existen varios modelos no exclusivos para el desarrollo de ciudades inteligentes. medio ambiente, movilidad, gobernanza, economía, personas y vida habitacional. Por supuesto, una ciudad 'inteligente' realmente combina cada uno de estos para ser lo más eficiente y ecológica posible. Pero la ciudad está progresando poco en muchos sentidos. Las plataformas de servicio completo son comunes hoy en día. Habilita aplicaciones que permiten a turistas, ciudadanos y comerciantes conocer las actividades del gobierno local, programas de apoyo específicos para pequeñas y medianas empresas (como living labs y viveros urbanos), y la implementación de iniciativas más respetuosas con el medio ambiente. [2]

En pocas palabras, la geolocalización es una tecnología que utiliza datos obtenidos de la computadora o dispositivo móvil de una persona para determinar o describir su ubicación física. Es una de las manifestaciones más comunes del desarrollo de la tecnología de la información en la actualidad y recientemente ha ganado popularidad. Un sistema de geolocalización es una solución informática que localiza objetos en un entorno físico (geoespacial) o virtual (Internet). Su audiencia suele ser alguien que quiere usar servicios basados en la ubicación y al mismo tiempo preservar su privacidad. Los servicios de software basados en la ubicación se utilizan para respaldar los objetivos comerciales de las empresas públicas y privadas. [3]

1.2 Técnicas de localización de dispositivos IoT.

Los sistemas de localización para dispositivos móviles son de gran interés en el marco del IoT hacia las Smart Cities. Para esta tecnología es importante conocer la posición de un usuario. Para la localización podemos encontrar dos escenarios: En un escenario al aire libre los sistemas de posicionamiento basados en redes de satélites, como el Sistema de Posicionamiento Global (GPS) o Galileo, se han consolidado como una muy buena solución, dando una muy buena resolución y precisión. Sin embargo, en escenarios interiores o en ciudades muy densas con edificios altos, las prestaciones de los sistemas de posicionamiento basados en satélites se ven muy reducidas, o se requieren nuevas soluciones. [4]

Para ello, se busca un sistema que pueda implementarse a los dispositivos móviles actuales sin añadir hardware, siendo esto muy beneficioso, ya que no supondría un coste adicional para los usuarios [5]. Hoy en día, casi todos los dispositivos móviles (smartphones, tabletas, ordenadores portátiles, etc.) están equipados con una interfaz tanto WiFi como Bluetooth entre otras. Por lo tanto, la información que se incluye en los paquetes que se envían entre el punto de acceso (AP) y el dispositivo móvil podría utilizarse para la localización. Por esta razón, las técnicas de localización han recibido mucho interés últimamente, haciendo uso de las tecnologías WiFi [6, 7] o Bluetooth Low Energy (BLE) [8, 9]. Para poder estimar la posición de un dispositivo móvil, es necesario utilizar algunas referencias, como en el caso de los sistemas de posicionamiento por satélite, donde la posición de cada satélite es conocida. En el ámbito del IoT, estas referencias se conocen como balizas y son dispositivos dedicados únicamente al posicionamiento o pueden ser otro tipo de dispositivos como un AP, que también realizan tareas de localización.

Las técnicas de posicionamiento en interiores se pueden dividir en cuatro métodos [10], tal y como se esquematiza en Figura 1 donde las balizas se representan en azul:

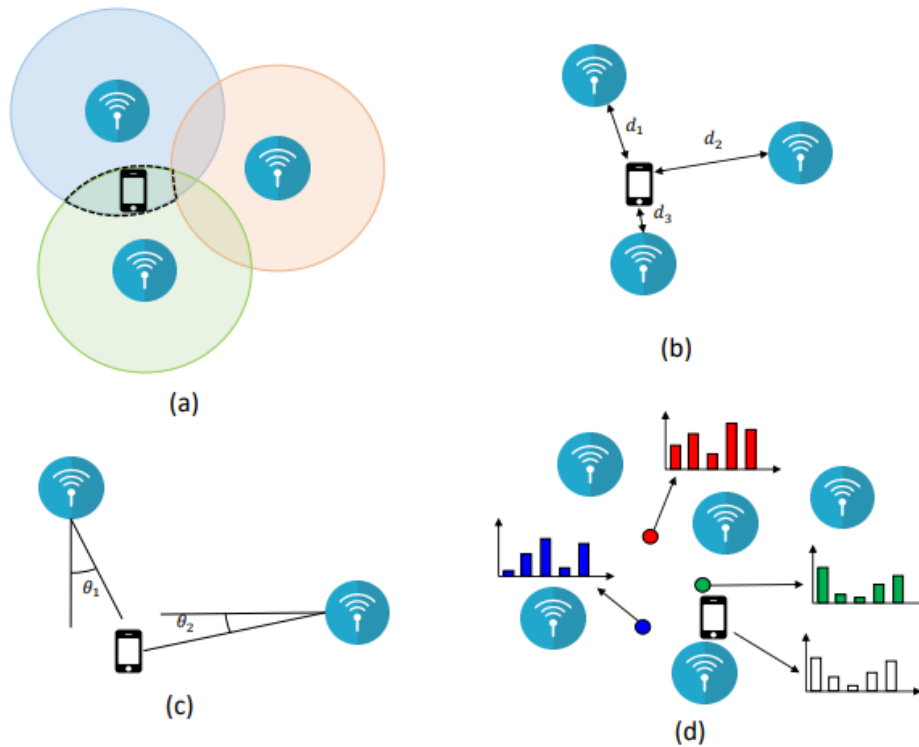


Figura 1.2.1 Técnicas de localización. a) Detección de proximidad. b) Lateralización. c) Angulación. d) Fingerprinting.

1. Detección de proximidad (Figura 1(a)): Se basa en la proximidad de un dispositivo móvil con respecto a una baliza cuya posición se conoce. Si el dispositivo móvil recibe la señal de la baliza, significa que está dentro de su rango de cobertura. Este método no es muy preciso, ya que, en lugar de la posición del dispositivo móvil, sólo puede proporcionar información sobre si el dispositivo móvil está dentro del rango de cobertura de una referencia conocida. Para obtener más precisión, se pueden desplegar más balizas, pero la posición siempre se dará en un rango y no en una sola coordenada.

2. Lateralización (Figura 1(b)): Con este método, la posición del dispositivo móvil se obtiene midiendo su distancia con respecto a varias balizas. Con el fin de dar una estimación única en un escenario 2D, se necesitan al menos tres puntos de referencia (trilateración). Conociendo la distancia de un dispositivo móvil con respecto a tres balizas, se puede estimar la posición real. La distancia con respecto a cada baliza puede obtenerse de dos maneras diferentes: diferencia de tiempo y desvanecimiento de potencia. Para ambas mediciones, es necesario utilizar la sincronización entre las balizas y el dispositivo móvil. Además, para las distancias cortas en un escenario de interior, el tiempo y la potencia necesitan una gran precisión que no pueden proporcionar los dispositivos móviles comerciales [12].

3. Angulación (Figura 1(c)): En este caso, la posición de un dispositivo móvil se obtiene a través de la medición de la posición angular con respecto a los puntos de referencia. El método se basa en la estimación del ángulo de llegada (AoA) o Dirección de Llegada (DoA) de una señal que proviene de las balizas. Se requiere sólo dos puntos de referencia para estimar la posición de un dispositivo móvil en un escenario 2-D. Se pueden utilizar diferentes técnicas para obtener la estimación de la DoA, por ejemplo, el procesamiento de monopolso [11] o la clasificación de señales múltiples (MUSIC). Esta técnica no requiere sincronización entre la baliza y el dispositivo móvil, lo que la hace muy adecuada para las redes actuales. Sin embargo, el efecto multitrayecto puede dar lugar a falsas estimaciones de la DoA, por lo que debe realizarse un procesamiento adicional para reducir el efecto de este fenómeno en la estimación.

4. Fingerprinting (Figura 1(d)): Este último método se basa en la correlación de los datos recibidos en un dispositivo móvil con un conjunto de variables previamente medido. En primer lugar, es necesario realizar un estudio in situ para construir un mapa radioeléctrico de referencia con las variables medidas en cada punto. Una vez obtenido el mapa radioeléctrico, la posición de un dispositivo móvil puede obtenerse comparando el vector de datos recibido con el de cada uno de los puntos premedidos, tomando la coincidencia más cercana como estimación de la posición. Aunque es necesario crear previamente el mapa radioeléctrico, que dependiendo del lugar puede ser más o menos complicado, una vez hecho, el procesamiento no necesita tener en cuenta algunos efectos como el multitrayecto. Sin embargo, cualquier cambio en el entorno requiere un nuevo estudio.

Destacar que para UWB una de las técnicas que se utiliza para la localización es la de lateralización, obteniendo la distancia a través de calcular el tiempo de llegada de los pulsos al receptor. Decir que uno de los objetivos de este TFG es lograr una técnica de localización que combine lo mejor de lateralización y angulación, ya que de esta última es muy interesante que no sea necesario la sincronización de balizas y dispositivo móvil, supliendo así una de las desventajas de lateralización.

1.3 Localización por ángulo de llegada con LWAs.

En este apartado explicamos cómo entender la técnica de obtención del ángulo de llegada de la señal recibida mediante la función monopulso [28]. Si observamos la Figura 1.3.1 que muestra la configuración de una antena monopulso, podemos ver que los dos patrones de radiación se superponen en cierta medida. En esta combinación de antenas, podemos definir la expresión (1.3.1). Donde P_{RF1} y P_{RF2} son las potencias recibidas por cada paquete simétrico generado en la antena cuando ambos puertos se excitan simultáneamente. Estas fuerzas dependen del patrón de radiación de la antena y θ_{RAD} . Tenemos dos haces que reciben la señal de RF necesaria para calcular la función monopulso utilizando la excitación de la misma antena, pero a través de ambos puertos simultáneamente.

El término K_{RF} es una constante de corrección que nos servirá para ajustar las asimetrías entre los dos diagramas. Su valor lo podemos obtener de la diferencia de potencia obtenida en θ_{RAD} igual a 0° .

$$K_{RF} = \frac{P_{RF1}(\theta = 0)}{P_{RF2}(\theta = 0)} \rightarrow K_{RF}(dB) = P_{RF1}(0^\circ) - P_{RF2}(0^\circ)(dB)$$

Expresión 1.3.1

$$\Psi_{RF}(\theta) = \frac{\Delta_{RF}(\theta)}{\sum_{RF}(\theta)} = \frac{P_{RF1}(\theta) - K_{RF}P_{RF2}(\theta)}{P_{RF1}(\theta) + K_{RF}P_{RF2}(\theta)}$$

Expresión 1.3.2

Esta función nos da un conjunto de ángulos de orientación, llamado campo de visión (FoV, Field of View), de los cuales podemos distinguir claramente la orientación en la que se encuentra el dispositivo. Entonces, si recibimos una señal de esta dirección, podemos usar esta expresión para calcular la dirección de donde proviene. En las Figuras 1.3.1 y 1.3.2 tenemos un ejemplo de la función monopulso utilizada [28]. Si miramos su eje, vemos que está relacionado con la fuerza medida en el ángulo de llegada. Entonces, si usamos los valores de potencia de P_{RF1} y P_{RF2} , obtenemos un valor

entre 1 y -1 que describe la función de monopulso para que podamos correlacionar dichos valores, al ángulo de orientación del dispositivo dado para colocarlo.

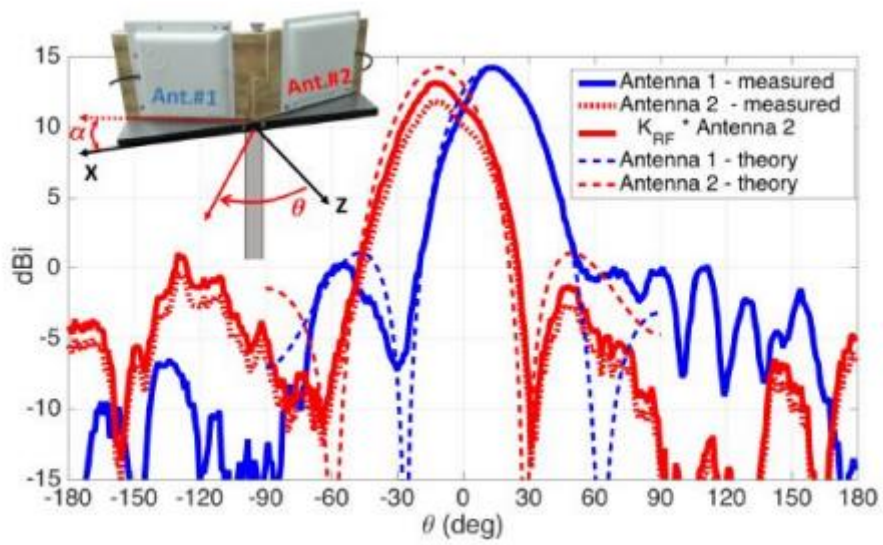


Figura 1.3.1 Configuración ejemplo [39].

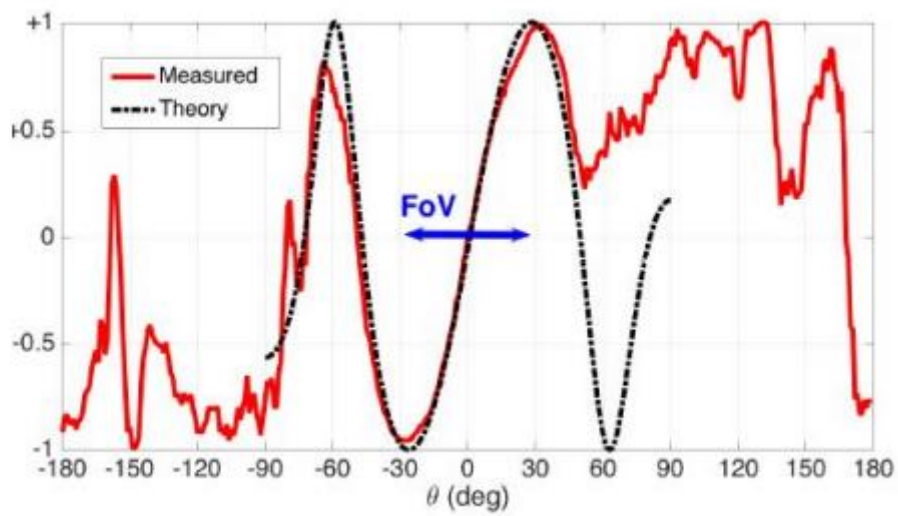


Figura 1.3.2 Función monopulso ejemplo [39].

AoA se basa en medir las direcciones angulares (acimut y elevación) desde un dispositivo (también conocido como localizador) situado en un lugar conocido. Por ángulo se entiende el ángulo en el que la señal se encuentra con el receptor. El ángulo se mide calculando la fase de las señales de radio receptoras.

La AoA es una solución centrada en la red que se utiliza hoy en día en una amplia gama de sectores y casos de uso, desde aplicaciones de seguimiento de activos y seguridad en sectores industriales como la fabricación, el petróleo y el gas y la logística, hasta casos de uso de productividad en edificios y hospitales inteligentes.

A lo largo de las últimas décadas, se han desarrollado e implantado varias técnicas para ofrecer soluciones de localización. Estas técnicas dependen de la intensidad de la señal recibida (RSS), el tiempo de llegada (ToA), la diferencia de tiempo de llegada (TDoA) o los parámetros del ángulo de llegada (AoA) de las señales recibidas [44]. Los enfoques basados en el RSS y en el tiempo estiman la distancia entre el transmisor y el receptor midiendo la intensidad de la señal y el tiempo de recorrido de la señal recibida, respectivamente. Los enfoques basados en el AoA, por el contrario estiman el ángulo entre el transmisor y el receptor midiendo la fase de la señal recibida en receptor midiendo la fase de la señal recibida en diferentes en diferentes puntos del espacio mediante el uso de antenas de matriz.

Los servicios de localización y seguimiento se consideran una característica clave que distingue a los estándares del IoT entre sí. Por ejemplo, las redes LoRa ofrecen una solución de localización basada en la TDoA de las señales recibidas [45]. Las redes Sigfox y NB-IoT, por otro lado, ofrecen soluciones de basadas en los valores RSS [46]. Aunque las técnicas de estimación de AoA tienen el potencial de proporcionar una solución de localización precisa para aplicaciones IoT [47].

La localización basada en AoA requiere múltiples sistemas de estimación de AoA distribuidos espacialmente para proporcionar una estimación de la ubicación del dispositivo transmisor. Como se muestra en la Figura 1.3.3, cada sistema de estimación de la AoA está formado por un conjunto de antenas y un algoritmo de estimación AoA. Estos sistemas de estimación AoA pueden proporcionar las direcciones relativas de la señal recibida. La combinación de la información de dirección puede proporcionar una estimación de la ubicación del dispositivo transmisor.

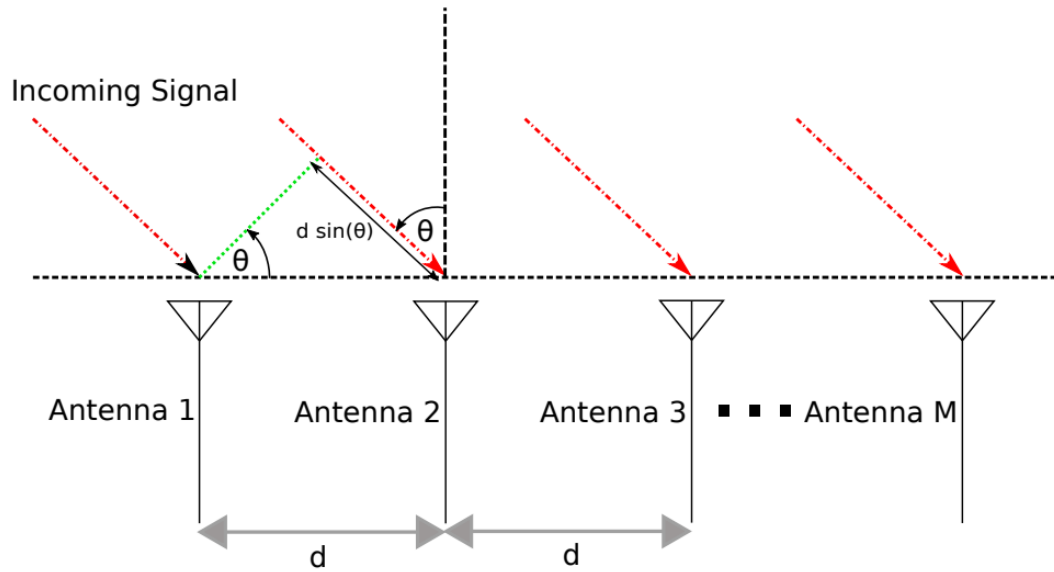


Figura 1.3.3 Señal que llega a un array de antenas.

El principio básico de la estimación del AoA se muestra en la figura 1. Dado que la señal tiene que viajar más lejos para llegar a cada antena, se introduce un desplazamiento de fase. Este desplazamiento de fase entre dos antenas posteriores puede calcularse como sigue:

$$\Delta\phi = -2\pi \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}$$

Ecuación 1.3.1

Donde θ es el AoA, d es la distancia entre dos antenas, f es la frecuencia de la señal y λ es la longitud de onda de de la señal. Se puede calcular θ con relativa facilidad dada la Ecuación 1.3.1.

Aunque este sencillo enfoque funciona bien cuando se trata de una sola señal aplicándolo a la localización en interiores se obtienen resultados significativamente peores resultados. La razón es que en un escenario interior normal la señal entrante será la combinación de diferentes señales reflejadas, retardadas y atenuadas que llegan a la antena. Para resolver el problema del multitrayecto se puede utilizar distintos algoritmos como por ejemplo el MUSIC.

En la metodología AoA, una etiqueta o un teléfono inteligente -o prácticamente cualquier cosa con un transmisor- se rastrea por su posición. Cada dispositivo utiliza una sola antena para poner su ubicación a disposición de la aplicación de servicio de localización a través de la transmisión de paquetes habilitados para la búsqueda de direcciones. Un dispositivo con varias antenas (también conocido como localizador) recibe la señal de radio del dispositivo y procesa previamente los datos para la estimación angular. A continuación, los datos se envían a un motor de posicionamiento que procesa los datos procedentes de uno o varios localizadores y calcula las coordenadas de localización de la etiqueta. Si es necesario, las coordenadas de localización pueden devolverse al dispositivo transmisor, permitiéndole mostrar su propia ubicación tal y como se muestra en la Figura 1.3.4

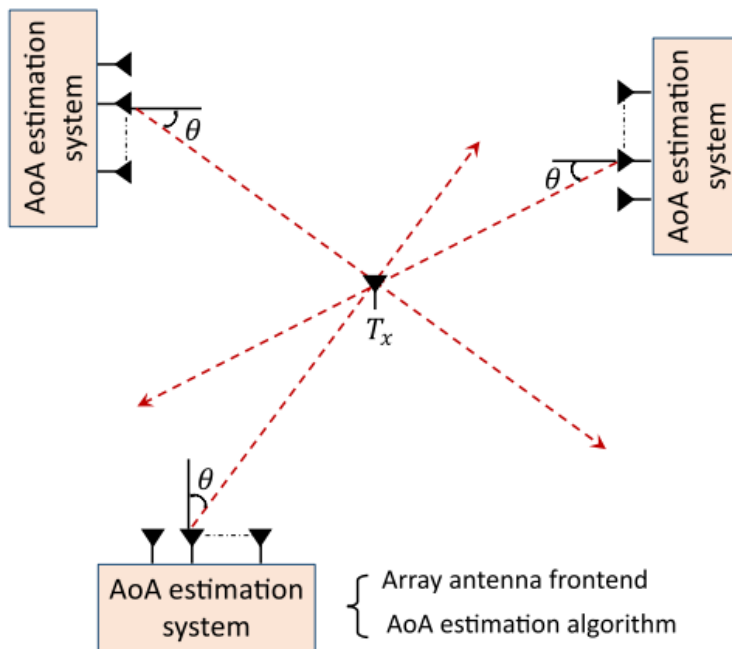


Figura 1.3.4 Ejemplo de localización de un transmisor.

2. UWB.

En este apartado procederemos a describir la tecnología UWB, una breve introducción histórica, sus ventajas e inconvenientes, y su normativa.

Analizaremos las alternativas a UWB y su aplicación de localización en interiores.

2.1 Definición de UWB y sus usos

La banda ultra ancha (UWB, Ultra Wideband) es una tecnología revolucionaria, de potencia limitada y en evolución que emplea pulsos cortos de muy baja potencia para la comunicación y de corto alcance. Un sistema radio de impulsos UWB resulta extremadamente útil y consta de características como la alta velocidad de datos, el alcance de alta precisión, la robustez y la implementación de transceptores de bajo coste. UWB es muy prometedora para las redes de sensores de bajo coste[48]. UWB es una tecnología que a día de hoy ya se está implementando en diferentes industrias como puede ser la telefonía móvil ya que sus características hacen que sea uno de los abanderados de las comunicaciones inalámbricas, las redes, el radar imágenes y sistemas de posicionamiento. Cualquier sistema inalámbrico que tenga un ancho de banda fraccionado superior al 20% y un ancho de banda total superior a 500MHz entra en la definición de UWB. A nivel de emisión las señales UWB tienen una máscara que limita su densidad de potencia espectral a 41,3dBm/MHz entre 3,1 GHz y 10,6 GHz.

La banda ultra ancha (UWB) ha experimentado realmente más de 40 años de desarrollo tecnológico. De hecho, UWB tiene su origen en el diseño de transmisión por chispa de Marconi y Hertz a finales de la década de 1890. Debido a las limitaciones técnicas se prefirió las comunicaciones de banda estrecha a UWB. En un principio, este concepto se denominó "tecnología sin portadora o de impulso" debido a su naturaleza. UWB se utilizó para aplicaciones como el radar, la detección, la comunicación militar y la localización. Un cambio sustancial se produjo en febrero de 2002, cuando la Comisión Federal de (FCC) emitió un informe que permitía el despliegue comercial y sin licencia de UWB con una determinada máscara espectral para en interiores y exteriores en Estados Unidos. Esta amplia asignación de frecuencias inició muchas actividades de investigación de investigación tanto en la industria como en el mundo académico. En los últimos años, la tecnología UWB se esta enfocando a la electrónica de consumo, comunicaciones inalámbricas etc.

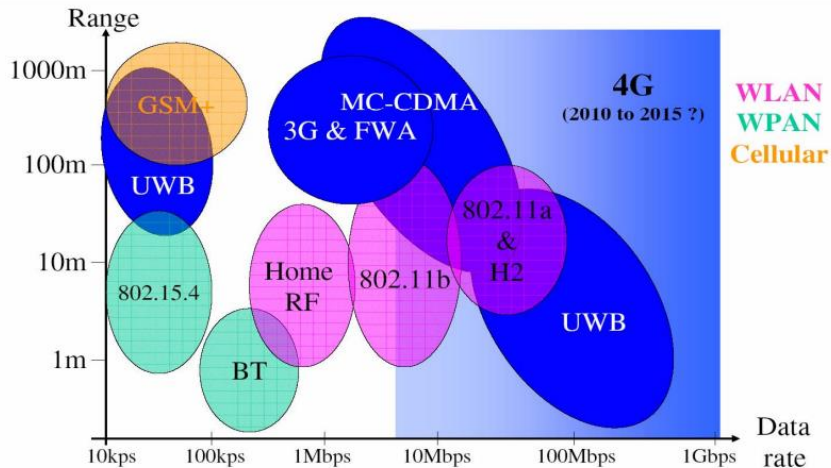


Figura 2.1.1 Escenario de los Sistemas de UWB.

BT-Bluetooth; 802.11~WI-FI; WLAN-Wireless Local Area Network; WPAN-Wireless Personal Area Network; MC-CDMA-MultiCarrier-Code Division Multiple Access; FWA-Fixed Wireless Access (o WLL-Wireless Local Loop)

Ventajas:

- Transmisión inalámbrica de alta velocidad de datos: Gracias a su gran ancho de banda de varios GHz, los sistemas UWB pueden soportar una velocidad de transmisión de datos de más de 500 Mb/s en un rango de 10 m, lo que permite nuevos servicios y aplicaciones.
- Alta precisión de alcance: Debido a la duración de nanosegundos de los pulsos UWB, los sistemas UWB tienen una buena resolución en el dominio del tiempo y pueden proporcionar una precisión centimétrica para aplicaciones de localización y seguimiento.
- Baja penetración de pérdidas: Los sistemas UWB pueden penetrar los obstáculos y, por tanto, funcionar tanto con línea de visión (LOS) como en entornos sin línea de visión (NLOS).
- Robustez ante el desvanecimiento: Los sistemas UWB son inmunes al desvanecimiento multirrayecto siendo capaces de resolver componentes multirrayecto incluso en entornos de multirrayecto densos. La complejidad del transceptor puede reducirse aprovechando las ventajas de la robustez al desvanecimiento.
- Seguridad: Para la señal UWB, la densidad espectral de potencia es muy baja. Dado que los sistemas UWB operan por debajo del umbral de ruido, es muy difícil que los usuarios no deseados detecten las señales UWB. El sistema UWB también es difícil de ser interferido debido a su enorme ancho de banda.
- Coexistencia: El carácter único de la baja densidad espectral de potencia permite que el sistema UWB coexista con otros servicios como los sistemas celulares, las redes de área local inalámbricas (WLAN) sistemas de posicionamiento global (GPS), etc.

- Implementación de transceptores de bajo coste: Debido a la baja potencia de las señales UWB, el chip de RF y el de banda base pueden integrarse en un solo chip con tecnología CMOS. El convertidor ascendente, el convertidor descendente y el amplificador de potencia utilizados habitualmente en un sistema de banda estrecha no son necesarios para los sistemas UWB. La UWB puede ofrecer una solución de transceptor de bajo coste para la transmisión de alta velocidad de datos. Los sistemas UWB se comunican modulando un tren de pulsos en lugar de una portadora. La naturaleza sin portadora de la UWB da lugar a un circuito transceptor sencillo y de baja potencia, que no requiere mezcladores y osciladores intermedios [49]-[50].

Estas ventajas permiten que la radio UWB se convierta en una solución muy atractiva para las futuras comunicaciones inalámbricas y muchas otras aplicaciones, como la logística, la seguridad, aplicaciones médicas, control de electrodomésticos, búsqueda y rescate supervisión de niños y aplicaciones militares [51].

Desventajas:

- No es viable para aplicaciones de largo alcance por limitaciones de capacidad para no impactar en el resto de servicios en banda. (Ahorro de costes sólo en redes WPAN).
- El mayor inconveniente es que puede interactuar con casi cualquier dispositivo que tenga otras tecnologías, como Wi-Fi y Bluetooth, que existen en la actualidad. UWB aún está en pañales y la tecnología solo está disponible en una pequeña cantidad de dispositivos. Sin embargo, dado que muchos fabricantes ya incorporan la tecnología UWB en sus dispositivos, se espera que UWB se ponga al día rápidamente con estas dos tecnologías.

2.2 Especificación de canales de UWB a frecuencias de 6 GHz a 9 GHz.

A continuación presentamos una serie de figuras en las cuales se muestran de manera muy clara las características de UWB, los requisitos que debe cumplir toda señal que quiera utilizar esta tecnología, etc.

Una señal es UWB si cumple una de las dos condiciones A) o B):

- A) Ancho de banda fraccional B/f_o entre puntos a 10 dB es mayor o igual que el 20%.

$$\frac{B}{f_o} = 2 \frac{f_U - f_L}{f_U + f_L} \times 100 > 20\%$$

f_U, f_L : frecuencia superior, inferior en la que la densidad espectral de potencia de la señal está a 10 dB respecto del máximo



Figura 2.2.1 Definición de UWB

- B) Ancho de banda absoluto B es mayor o igual que 500 MHz, independientemente de la frecuencia central:

$$B = f_U - f_L > 500 \text{ MHz}$$

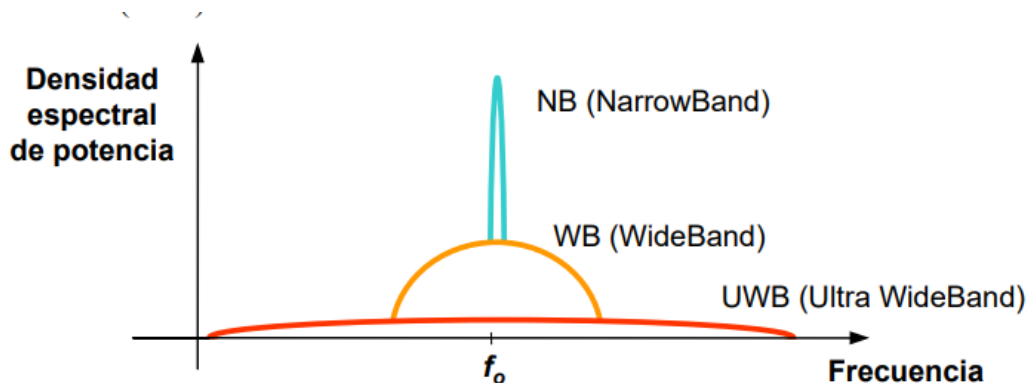


Figura 2.2.2 Diferencias entre señales.

En la Figura 2.2.2 tenemos una comparativa sobre la enorme diferencia de ancho de banda entre UWB y el resto de las tecnologías.

	GSM	UMTS	801.11.a (WI-FI)	GPS
B (aprox)	Canales de 200 KHz en 25 MHz	3.8 MHz	16.6 MHz	20 MHz
f₀ (aprox.)	900,1800 MHz	1950,2150 MHz	2400 MHz	1600 MHz
B(%)=B/f₀ × 100	0.02% - 3%	0.2%	0.7%	1.3%

Tabla 2.2.1 Tabla de anchos de banda de diversos sistemas.

Observamos en la Tabla 2.2.1 el ancho de banda absoluto de diferentes tecnologías, siendo el mayor de estos de 1.3 % el cual es mucho menor que el 20% (mínimo) que tiene UWB. Notamos una diferencia considerable de ancho de banda absoluto.

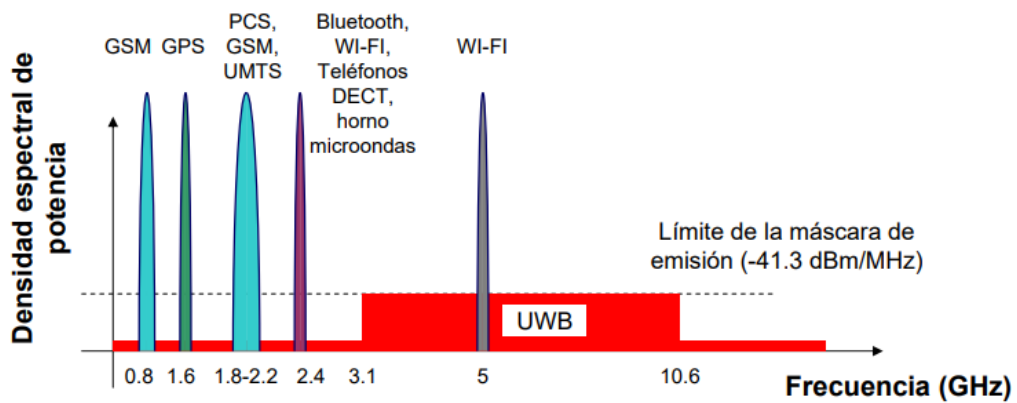


Figura 2.2.3 Coexistencia de distintos servicios.

En la Figura 2.2.3 podemos ver claramente como es el reparto del espectro para las tecnologías más usadas actualmente, nos ayuda a comprender la brutal diferencia de UWB con otras tecnologías.

A continuación, tenemos la Figura 2.2.4 en la cual podemos apreciar el reparto de los canales dentro del espectro de UWB, cabe destacar que cada canal debe tener un BW (bandwidth)= 500 MHz, quedándonos un total de 15 canales disponibles para utilizar. En la Tabla 2.2.1 disponemos del listado de canales, así como aquellos que son de uso obligatorio si el espectro que se usa los incluye.

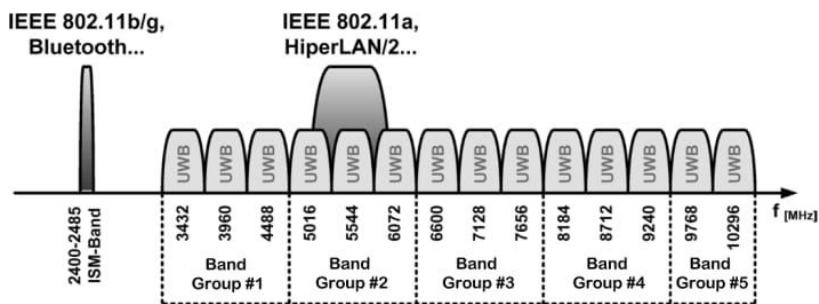


Figura 2.2.4 Espectro de distribución de los canales de UW

Band group	Channel Number	Center Frequency Fc (MHz)	Band width (MHz)	Mandatory/ Optional
0	0	499.2	499.2	Mandatory
1	1	3494.4	499.2	Optional
	2	3993.6	499.2	Optional
	3	4492.8	499.2	Mandatory
	4	3993.6	1331.2	Optional
2	5	6489.6	499.2	Optional
	6	6988.8	499.2	Optional
	7	6489.6	1081.6	Optional
	8	7488.0	499.2	Optional
	9	7987.2	499.2	Mandatory
	10	8486.4	499.2	Optional
	11	7987.2	1331.2	Optional
	12	8985.6	499.2	Optional
	13	9484.8	499.2	Optional
	14	9984.0	499.2	Optional
	15	9484.8	1354.97	Optional

Tabla 2.2.1 Listado de canales de UWB

Utilizando de manera conjunta la Figura 2.2.4 y la Tabla 2.2.1 decidimos que los canales seleccionados para nuestra antena sean 5 en total, centrados en las siguientes frecuencias:

fc1 (GHz)	fc2 (GHz)	fc3 (GHz)	fc4 (GHz)	fc5 (GHz)
6.4896	6.9888	7.488	7.9872	8.4864

Tabla 2.2.2 Canales seleccionados

Cada canal de la Tabla 2.2.2 tiene un BW= 500 MHz.

3. INTRODUCCIÓN A ANTENAS LEAKY-WAVE.

3.1 Características de LWAs.

Las LWA son una clase de antenas de onda viajera caracterizadas por una onda que se propaga a lo largo de una estructura larga (en comparación con la longitud de onda). Son muy similares a las antenas de onda superficial. Las antenas de ondas de fuga son largas en la dirección de propagación y poseen una sección transversal con las dimensiones de la longitud de onda de trabajo [13, 14].

Una característica distintiva de estas antenas es que el campo electromagnético es excitado por una onda, siendo incidente en el interior o en el exterior de la guía, y produce corrientes que se propagan a lo largo de su dirección longitudinal [16, 17]. Al transmitir una onda, a menudo una onda rápida, progresa a lo largo de la guía y se escapa la energía de la estructura de modo que sólo queda un campo insignificante en el extremo de la antena de onda viajera [52]. Las LWA son estructuras de guía de ondas generalmente simples, en las que se reduce el coste de fabricación. La variación del ángulo de barrido con frecuencia es desventajosa para las aplicaciones de punto a punto de comunicación [55]. En general, el desarrollo básico de los LWA sigue la ecuación 3.1.1 [55]:

$$\sin(\theta) \approx \frac{\lambda_0}{\lambda} - \frac{\lambda_0}{d} * m$$

Ecuación 3.1.1

Donde θ se refiere al ángulo entre la propagación de la onda a la dirección perpendicular, λ_0 se refiere a la longitud de onda del aire, λ se refiere a la longitud de onda en la guía de ondas, d es la perturbación espacial y m se refiere al número entero. Los valores altos de impedancia se obtienen con una banda más estrecha, una mayor constante dieléctrica y un sustrato más grueso. Otras variables son, por ejemplo, la impedancia superficial media y la periodicidad de la impedancia modulada sinusoidalmente afectan [56]. La constante de propagación de la onda β controla la dirección del haz dirección [58], mientras que la profundidad de modulación controla la constante de atenuación, α , con valores mayores de atenuación resultantes de mayores profundidades de modulación y, en consecuencia, una mayor anchura del haz de la antena [57]. Así, podemos controlar casi independientemente α y β .

La onda superficial es la que está ligada a una superficie, se propaga a lo largo de la misma y decae exponencialmente decaen en la amplitud (la dirección perpendicular) [29]. La onda se forma en la interfaz entre dos materiales (espacio libre, metal, dieléctrico, etc.) como se muestra en la Figura 3.1.1. Las antenas de onda superficial son un tipo de antenas de onda viajera de onda viajera, en las que la velocidad de fase VP de una onda que se propaga electromagnética a lo largo de la antena es menor que la velocidad de la onda plana que se propaga en el espacio libre. Además, la intensidad del campo en la dirección normal a la antena disminuye exponencialmente [21, 22].

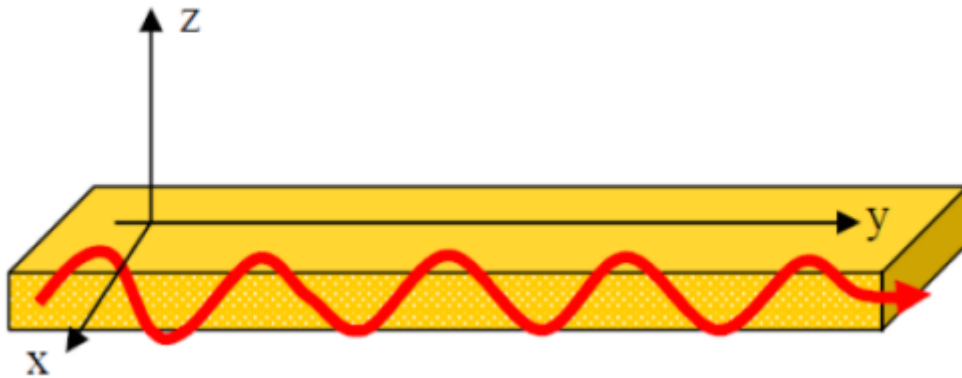


Figura 3.1.1 Propagación de una onda

Las LWA tienen un lugar en la clasificación de las Antenas de Onda Viajera junto con los grupos de apertura y de onda superficial que reciben los cables. Sin embargo, la radiación especializada cambia radicalmente a partir de una subclase y siguiendo por la siguiente. La propagación longitudinal es consistente con la propagación de cualquier modo a lo largo de cualquier guía de ondas, como en [61][62]:

$$k_z = \beta y - j\alpha y$$

Ecuación 3.1.2

Donde α es la atenuación nep/m, β es el constante de fase en rad/m. En las LWAs se demuestra como una onda viajera antena, donde la corriente se propaga a lo largo de una estructura, como se muestra en la figura 12. Si las perturbaciones se introducen a lo largo de la estructura, por ejemplo rendijas o aberturas en el caso de las guías de ondas, los parches o los stubs en el caso de las líneas microstrip, etc, la onda viajera sale de la estructura y se irradia al espacio libre. Así, en el caso ideal, ninguna energía llega al final de la estructura. En la práctica, la energía que llega al extremo es absorbida por un final es absorbida por una carga de correspondencia. Normalmente, los LWA se diseñan de forma que al menos el 90% de la energía en la estructura se escapa antes de que las ondas viajeras lleguen al extremo de la antena.

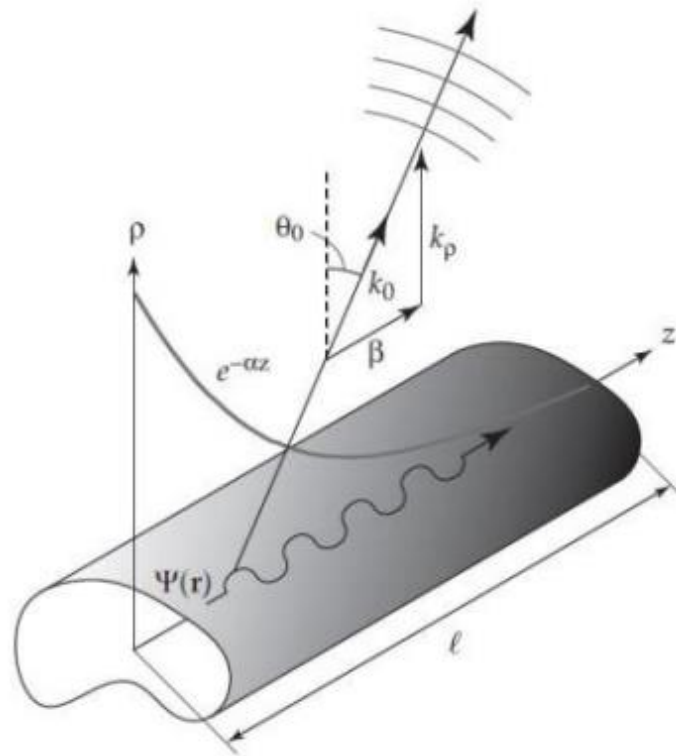


Figura 3.1.2 Representación genérica de una antena de onda de fuga y su principio de radiación .

El fenómeno de las ondas de fuga se presenta con ondas de propagación rápida. A partir de la figura 12, el número de onda de propagación número de onda k_p viene dado por [63]:

$$k_p = \sqrt{k_0^2 - k_z^2}$$

Ecuación 3.1.3

En este caso, $k_z = -j\alpha$ es para onda superficial u onda lenta o $k_z = \beta$ es para ondas de fuga u ondas rápidas, donde k_z es el número de onda longitudinal y k_0 se refiere al número de onda número de onda de propagación en el espacio libre. La complejidad de la radiación k_z está dada por:

$$k_z = \beta - j\alpha$$

Ecuación 3.1.4

Donde α y β son las constantes de atenuación y de fase respectivamente. Suponiendo que existe una ecuación de onda estándar en el espacio libre ecuación de onda para la onda anterior, las ondas fuera de la estructura con fugas que describe la Figura 3.1.2 vienen dadas por:

$$\psi(r) = \psi_0 e^{-j(k_p p + \beta z)} e^{\alpha z}$$

Ecuación 3.1.5

Si $\beta < k_p$, es decir, si la velocidad de fase es menor que la velocidad de la luz en el espacio libre, C ; entonces es una onda lenta y k_p es imaginaria. La onda decae exponencialmente en amplitud a lo largo de la longitud de la estructura y es una onda acotada. Si sin embargo, $\beta > k_p$, es decir, si la velocidad de fase aumenta, se trata de una onda rápida y k_p es puramente real; por lo tanto, la potencia real en un ángulo es radiada con respecto a la normal dada por [64]:

$$\sin(\theta) = \sin^{-1}\left(\frac{\beta}{k_0}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{c\beta}{\omega}\right)$$

Ecuación 3.1.6

Como los términos anteriores son todos funciones de la frecuencia angular angular, el ángulo varía con la frecuencia, por lo que presenta un comportamiento de barrido de frecuencia. La anchura del haz principal es [64]:

$$\Delta\theta_o = \frac{0.91}{(l/\lambda)\cos\theta_o}$$

Ecuación 3.1.7

Si la ecuación anterior se aplica para grandes longitudes de antena longitudes de antena, se puede conseguir una alta directividad como ($D=4\pi Ae/\lambda_o$). Sin embargo, el efecto de aumentar la directividad es insignificante si no queda potencia cerca del extremo de las estructuras, como se muestra en las figuras 13 y 14. Para caracterizar este parámetro la constante de atenuación/fuga se formula como [64]:

$$\alpha(z) = \frac{\frac{A^2(z)}{e_r^2}}{\int_0^l A^2(z)dz - e_r \int_0^z A^2(z)dz}$$

Ecuación 3.1.8

Donde ($=1-2$) es la eficiencia de radiación. Por tanto, si α es lo suficientemente pequeño como para que ($1-e^{-2\alpha l} > 0$), la mejora de la directividad es apreciable al aumentar la longitud l .

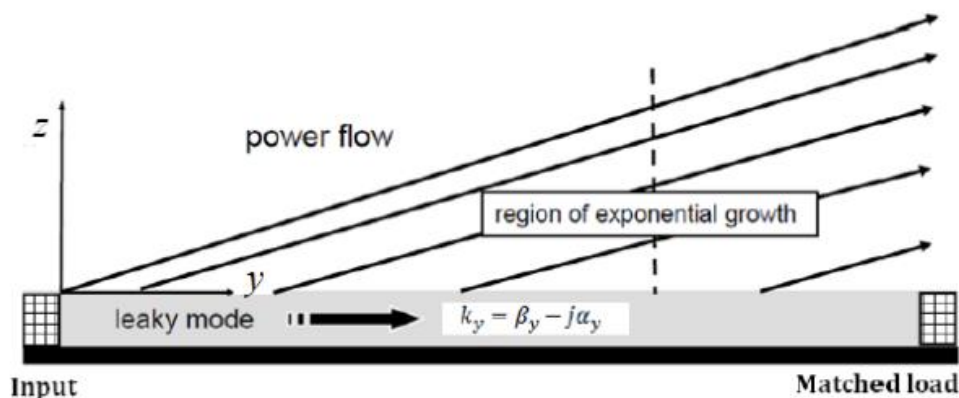


Figura 3.1.3

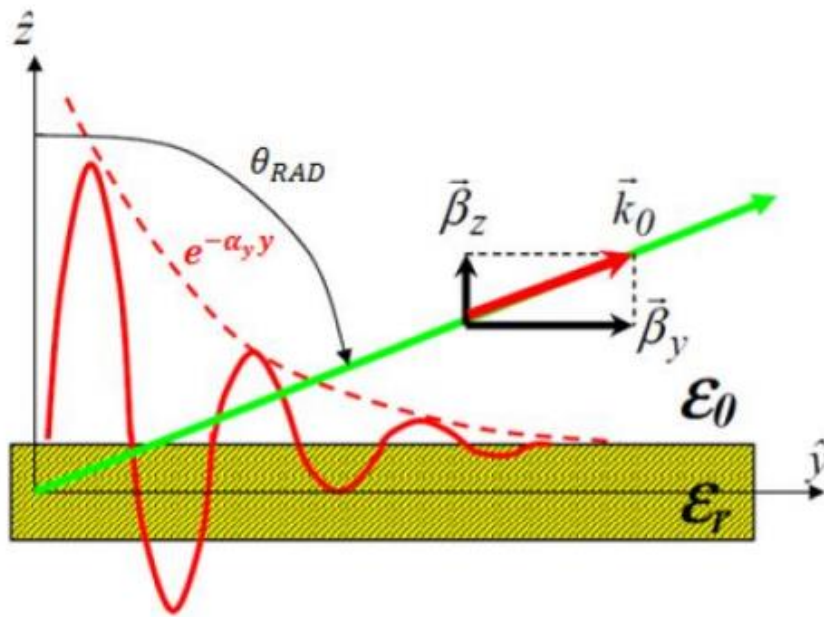


Figura 3.1.4

La energía de propagación de los modos de onda superficial a lo largo de la longitudinal en la guía de onda dieléctrica, incluyendo los infortunios e identificados con los materiales son considerados como ninguno por simplicidad. Así, la constante de propagación es $k_y = \beta_y$ y $k_z = -j\alpha$, lo que significa que los campos que abarcan la guía responden, de forma exponencial en sentido transversal y no hacen radiación. Esto se muestra en la Figura 3.1.4.

3.2 Half-Width LWA

Las antenas microstrip de onda de fuga tienen un perfil y ancho de banda bajo. El grosor de una antena de onda de fuga microstrip no es mayor que la de una antena de parche común, aunque con un ancho de banda sustancialmente mayor [15]. El modo radiante para todos estos casos es el modo EH_1 , es decir, el primer modo de orden superior. Uno de los principales problemas del funcionamiento de una antena microstrip en el primer modo de onda de fuga implica excitación preferente de ese modo (en comparación con el modo fundamental, el modo EH_0 no radiante) [18].

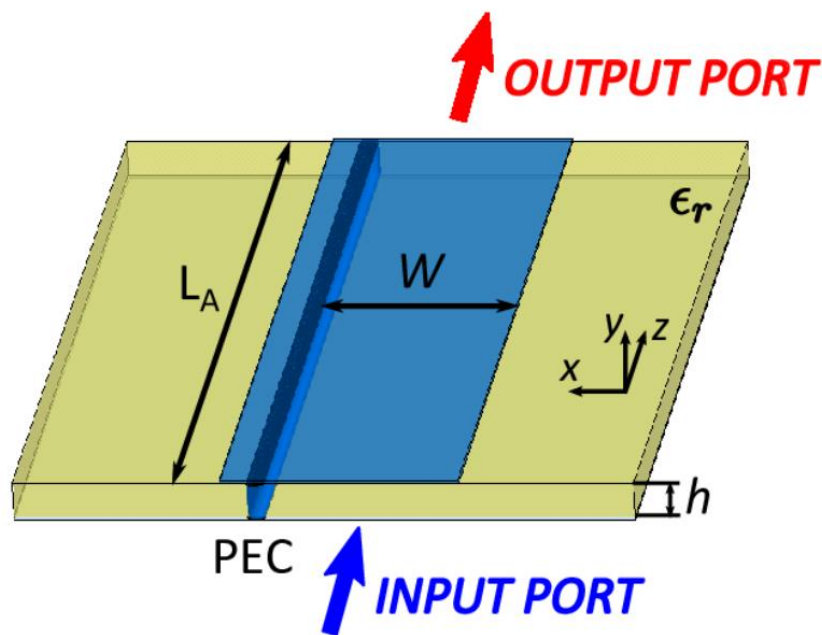


Figura 3.2.1: Estructura de una Half-width Leaky-wave Antenna

Una alternativa es la antena de media anchura de onda con fugas (HLLW). Esta antena se forma colocando una cresta de cortocircuito, entre el microstrip y la tierra, a lo largo de un borde largo de la antena, como se puede apreciar en la Figura 3.2.1. El otro borde largo soportará una pared de corriente que es responsable de la radiación. Para las antenas HLLW, debido a el acoplamiento relativamente fuerte entre los elementos del conjunto a través del modo de onda de fuga, es útil utilizar el electromagnetismo computacional (CEM) en lugar de confiar en la teoría tradicional de conjuntos de antenas que no tiene en cuenta el acoplamiento. Dado que la antena HLLW ocupa la mitad de la superficie de una antena FWLW convencional, la posibilidad de un menor espaciado entre los elementos de la antena es atractivo para el diseño de conjuntos. La antena HLLW tiene por sí misma una gran ventaja sobre la antena FWLW, la alimentación y la carga son relativamente sencillas. Uno de los principales retos de la antena FWLW es la supresión del modo EH_0 . Claramente, si la antena opera a una

frecuencia superior a la frecuencia de corte para de corte para los modos EH_0 y EH_1 , ambos modos pueden ser excitados.

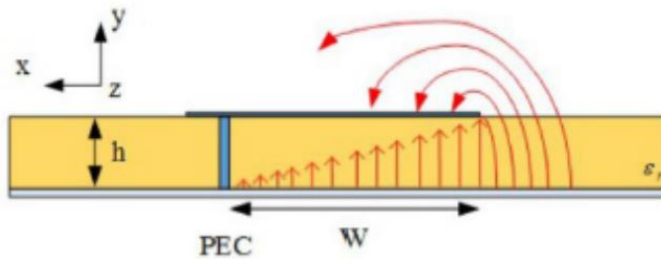


Figura 3.2.2: Líneas de Campos en una Half-width Leaky-wave Antenna.

Esta característica importante, HWMLWA nos proporciona capacidades de escaneo de frecuencia inherentes. El barrido del haz desde el ancho hasta el extremo aumenta en frecuencia cuando $0 < \alpha < \beta < k_0$ (3.2.3), el ancho es $\theta = 0^\circ$ y el extremo es $\theta = 90^\circ$ con respecto a la perpendicular al plano de la antena. El ángulo de barrido mínimo está determinado por la frecuencia de corte, que ocurre cuando $\beta/k_0 = \alpha/k_0$ y también ocurre cuando $\beta/k_0 < \alpha/k_0$, y el modo de fuga está en la región de corte y no se puede dejar en uso. Porque con $\beta/k_0 = 1$

la máxima dirección de puntería es de 90 grados y la antena irradia al final.

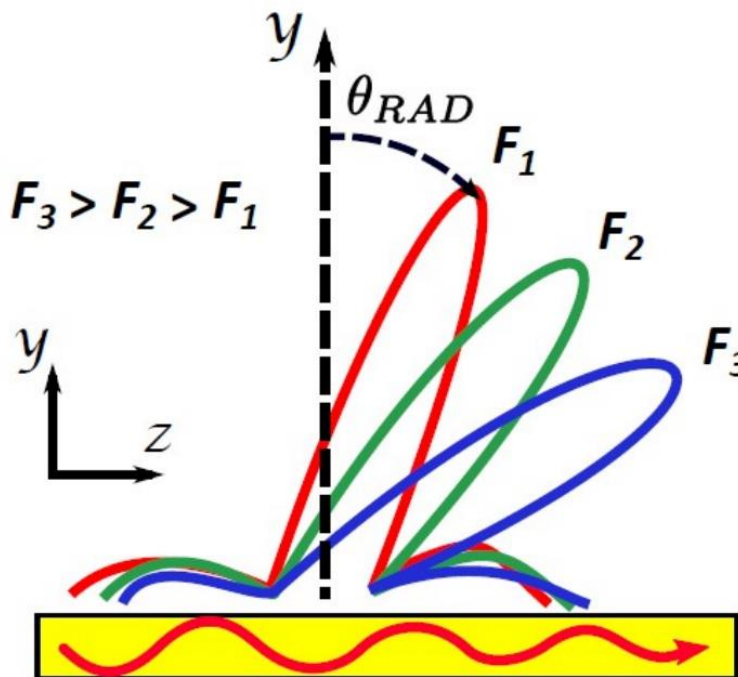


Figura 3.2.3: Capacidad de escaneo en frecuencia usando tres frecuencias diferentes.

3.3 Parámetros que afectan a su funcionamiento

Al aplicar el diseño de antena HWMLWA, se realiza un estudio de parámetros para determinar la selección de valores óptimos para cada parámetro de diseño que permita alcanzar las características deseadas. Además de los parámetros de diseño anteriores, existen otros factores que afectan directamente las características de radiación de la antena, estas son las variables más importantes para optimizar el diseño: la longitud de la antena (LA), el ancho de la antena (W), la altura desde la base (h) y la constante dieléctrica relativa del sustrato (ϵ_r).

1. Longitud de la antena, LA: Cambiando este parámetro, el ancho del haz principal se puede controlar para que el ancho del haz se vuelva más estrecho a medida que aumenta la longitud. Asimismo, a medida que la longitud de la antena se vuelve más corta, el ancho del haz se vuelve más ancho.

2. Ancho de antena W: determina la constante de fase β para el modo de fuga a lo largo de LWA. A medida que aumenta el ancho, la frecuencia de corte disminuye, por lo que este parámetro afecta el rango de frecuencia de funcionamiento de la antena. Según el modelo de radiación, este parámetro controla el ángulo de giro de los haces generados a diferentes frecuencias.

3. Altura del sustrato, h: también tiene en cuenta el valor de la constante dieléctrica ϵ_r que presenta el sustrato para explicar las propiedades asociadas a este parámetro. Por ejemplo, si se elige un sustrato con un ϵ_r muy grande, la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas a través del sustrato será mucho menor que en el vacío. Si le agregamos suficiente espesor, esta velocidad cae a la velocidad de la luz en el vacío. Otra consideración para el grosor de la base es que cuanto más estrecha es, más difícil es hacerla, menos funcional es y, lo que es más importante, más difícil es para el puerto de entrada acomodar la antena. Lo verás en la sección de optimización. Aunque este parámetro afecta principalmente a la velocidad de radiación, que aumenta con h, debemos considerar el equilibrio entre la eficiencia de radiación y la eficiencia de apertura que mencionamos anteriormente. A medida que aumenta h, la frecuencia de corte también disminuye. Este parámetro controla la eficiencia de la radiación.

4. Substrato(ϵ_r): A medida que aumenta la permitividad relativa del sustrato (ϵ_r), aumenta la distribución de frecuencias del modo de fuga, lo que equivale a decir que tenemos más barrido. Otro efecto, es que la frecuencia de corte disminuye a medida que aumenta ϵ_r , pero esto importa menos ya que para justar la frecuencia de corte utilizamos W .

Conociendo el efecto de estos parámetros, podemos aproximar el diseño final de la antena en función de las características de radiación deseadas (es decir, rango operativo y ángulo y dirección de puntería del haz).

4. Procesado de señal para estimación de la dirección de llegada (DoA).

Tradicionalmente, la estimación del DoA se realizaba mediante el uso de antenas phased-array, que requieren datos en fase y cuadratura (IQ) de la señal entrante [68], pero esta información IQ no se proporciona en la mayoría de los dispositivos móviles actuales. Como alternativa, las técnicas de estimación de DoA basadas en la información RSSI han demostrado un buen rendimiento [19].

Existen dos técnicas principales para la estimación de la DoA con sólo información de amplitud: el procesamiento de monopolos de amplitud [52], que se basa en la comparación de la potencia recibida por dos haces, y MUSIC adaptado [53], que consiste en la correlación de la amplitud recibida en varios haces con una calibración premedida perfil para cada ángulo en un rango angular determinado. En el caso de las técnicas de DoA basadas en RSSI, dado que sólo se dispone de datos sobre la potencia de la señal recibida, es necesario utilizar al menos dos haces directivos parcialmente superpuestos para discernir la dirección desde la que ha llegado la señal [69, 70]. Todos los haces directivos generados pueden ser sintetizados con varias antenas o, alternativamente utilizando antenas reconfigurables que pueden escanear un único haz directivo, lo que reduce el tamaño total del sistema. En varios sistemas de estimación del DoA basados en la amplitud, hay dos parámetros que definen el rendimiento, independientemente de la tecnología utilizada en las balizas: El campo de visión (FoV) y la resolución. El FoV define el rango angular en el que el sistema está diseñado para estimar la DoA. Fuera de este FoV, la ubicación angular del dispositivo móvil no se puede determinar. Por otro lado, la resolución es la diferencia de posición angular mínima que puede detectar el sistema [20].

Para una mejor resolución, se necesitan haces directivos más estrechos, pero a costa de una reducción del FoV. Este es un compromiso común en los sistemas de estimación de la DoA basados en la amplitud y para mantener una buena resolución con un amplio FoV, es necesario escanear haces estrechos [52].

Las antenas Microstrip Leaky Wave Antennas (MLWA) brindan una solución simple para obtener haces direccionales de ondas de frecuencia utilizando una placa de circuito impreso de alimentación única desde un puerto de entrada único, evitando así complejas redes de alimentación de ondas en fase.

Para evitar el acoplamiento no deseado con el modo de núcleo no radiante EH_0 de la microcinta, se propone un modelo compacto y eficiente para aplicaciones de antenas planas, el modelo de microcinta LWA de ancho medio (HWM-LWA) [9]. Escanee el haz con frecuencias [23] - [27].

La estructura simple de HW-LWA se muestra en la Figura 4.4a. Consiste básicamente en una tira metálica de ancho W y largo L impresa sobre un sustrato aislante con un plano puesto a tierra (espesor H y permitividad relativa ϵ_r).

Al conectar un lado de la tira al plano de tierra, utilizando la distancia entre los rieles metálicos periódicos de diámetro d_0 y P_0 como PEC, la radiación ocurre en el otro lado de la tira metálica.

Recientemente, el modelo HWM LWA ha sido propuesto para sintetizar diagramas monopulsos escaneados en frecuencia para estimación del ángulo de llegada [26].

Como se muestra en la Figura 4.4b, el LWA se alimenta desde dos puertos para formar haces simétricos en direcciones opuestas que se mueven en el plano de altura a medida que cambian las frecuencias, y deben cruzarse dentro de los 3 dB de diferencia entre sí. Síntesis óptima de patrones de un solo pulso.

Un haz más angosto proporciona una resolución angular más alta al mismo tiempo que proporciona un campo de visión (FoV) más bajo, mientras que un haz más ancho extiende el FoV pero reduce la resolución angular. Este trabajo presenta un enfoque sistemático para seleccionar el sustrato más adecuado para HWM LWA y obtener sus dimensiones (W y L) para sintetizar el barrido de frecuencia deseado y lograr una buena eficiencia de radiación.

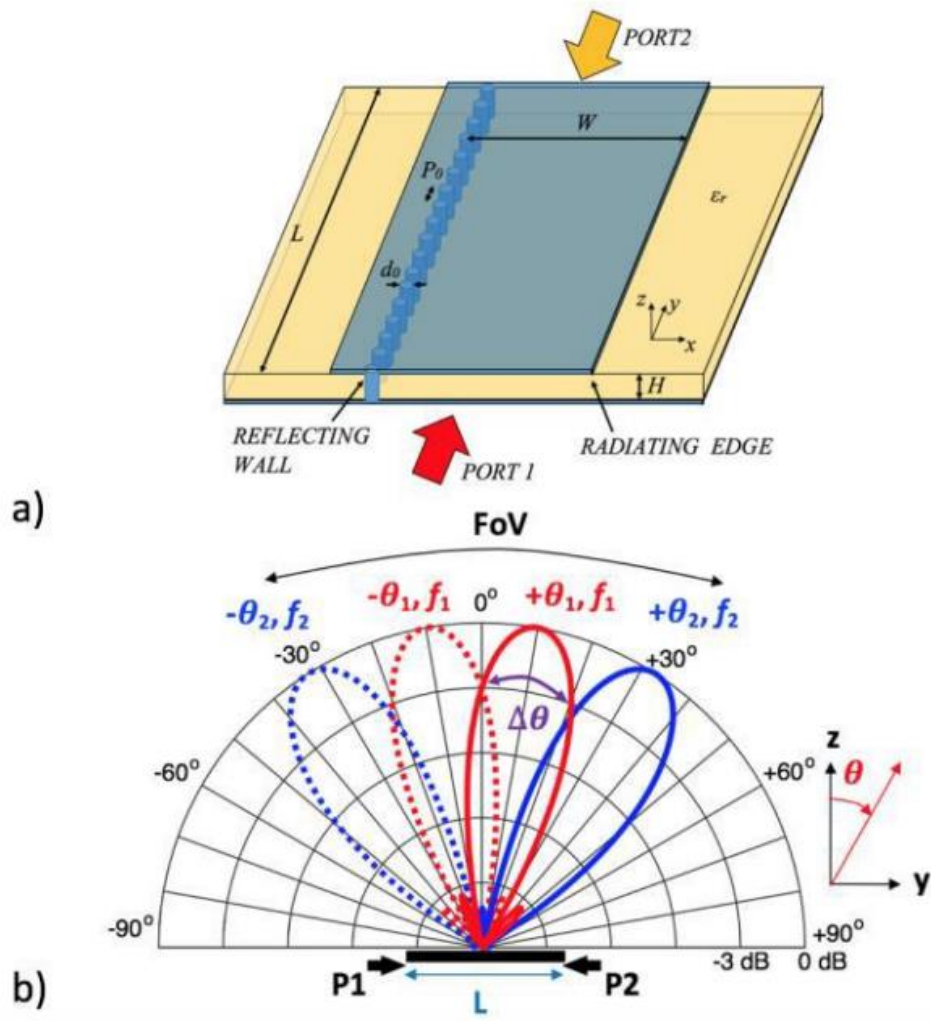


Fig. 4.4 a) Estructura de una HWM LWA b) Haces con escaneo en frecuencia solapados para una síntesis monopulso óptima.

5. Diseño de LWAs para UWB.

En este TFG, se pretende diseñar antenas LWA en tecnología HWM, sintonizadas en la banda de 6 GHz a 9 GHz para su potencial aplicación en sistemas RADAR usando la tecnología UWB (Ultra Wide Band). Es la primera vez que el grupo se enfrenta al diseño de una LWA en banda ultra-ancha con un ancho de banda porcentual del 40% (3 GHz centrados en torno a 7.5 GHz), cuando en diseños anteriores para WiFi / BLE / RFID era del 3%[34]-[38]. En este sentido, se realizarán diferentes diseños con distintos materiales de sustratos impresos para entender cómo afectan al ancho de banda de escaneo, así como el uso de más o menos canales de frecuencia UWB en la banda de interés. Se intentará que los diseños de antenas UWB sean lo más compactos posibles, y que por otro lado ofrezcan haces escaneados suficientemente directivos y que cubran un campo de visión (Field of View) angular elevado, para su aplicación en comunicaciones UWB y RADAR [39]-[43].

5.1 Estudio teórico de la antena.

Al comienzo de este proyecto, desconocíamos por completo las medidas LWA de HWA y su respuesta a UWB. Esto se debe a que hasta ahora el departamento no ha estudiado UWB en comparación con otras tecnologías que usan antenas en proyectos anteriores, como Bluetooth o Wi-Fi [33]. Aunque usamos antenas de onda con fugas, la novedad y la incertidumbre radican en UWB [28]-[32].

Lo primero que vino a la mente del equipo fue entender, o al menos entender, la respuesta de la antena en el ancho de banda que queríamos abordar; en este caso era de 6 GHz, que va de 2 a 8 GHz, que era un ancho de banda enorme, pero teníamos que encontrar el comportamiento en esa banda de frecuencia para hacer la mejor antena posible.

Se sabe que la respuesta de una antena depende de la frecuencia en la que se trabaje, las medidas de la antena y el valor del sustrato escogido.

En primera instancia consideramos utilizar FR4, por lo fácil que es adquirirlo y que el departamento lo había usado bastante en otros proyectos.

Con estos datos la primera tarea encomendada fue obtener resultados en cuanto al comportamiento de la antena en diferentes rangos de frecuencias y con medidas adaptadas para su correcto funcionamiento. Para llevar a cabo esta tarea utilizamos un

software de Matlab, previamente programado por Miguel Poveda, para sacar resultados de manera eficiente en el análisis de antenas HWM LWA.

En este punto se trataba de entender como cambiaba el comportamiento de la antena, en función del cambio de diferentes variables. Buscamos un compromiso entre eficiencia y rango angular de escaneo, así como concretar la banda de frecuencia óptima para utilizar. Con todas estas directrices me puse a conseguir resultados, y juntamente con el equipo interpretarlos para saber que íbamos hacer.

A continuación, presentamos la Tabla 5.1.1 donde recogemos las variables físicas y resultados de la simulación en Matlab de distintos diseños de la antena para probar su comportamiento en el rango de 2-8 GHz.

Rango(GHz)	Epsilon_R	H(mm)	W(mm)	Wguard (mm)	P0 (mm)	D0 (mm)	LA (lambda)	FoV	Pendiente
2-4	4.5	0.5	14	4	4	2	3	0-90	2.5-3
2-4	4.5	0.5	13	4	4	2	3	0-90	2.75-3.25
2-4	4.5	0.5	12	4	4	2	3	0-90	3-3.5
3-5	4.5	0.5	11	4	4	2	3	0-90	3.25-3.75
3-5	4.5	0.5	10	4	4	2	3	0-90	3.55-4.2
3-5	4.5	0.5	9.2	4	4	2	3	0-90	3.8-4.4
4-6	4.5	0.5	8	2	2	1	3	0-90	4.3-5.1
4-6	4.5	0.5	7.5	2	2	1	3	0-90	4.6-5.4
4-6	4.5	0.5	7	2	2	1	3	0-90	4.9-5.7
5-7	4.5	0.5	6.5	2	2	1	3	0-90	5.4-6.3
5-7	4.5	0.5	6	1	1	0.5	3	0-90	5.6-6.6
6-8	4.5	0.5	5	1	1	0.5	3	0-90	6.7-7.9

Tabla 5.1.1 Tabla del ancho de banda total.

La primera banda que nos disponemos a estudiar es la de 2-4 GHz, en la Figura 5.1.1 podemos apreciar como el aumento de W hace que el espectro de funcionamiento de la antena varíe de frecuencias más elevadas a frecuencias más bajas. Podemos ver también como de los 2 GHz que tenemos de ancho de banda solo se aprovecha la cuarta parte, lo que nos indica que este rango de frecuencias no es el ideal para utilizar UWB.

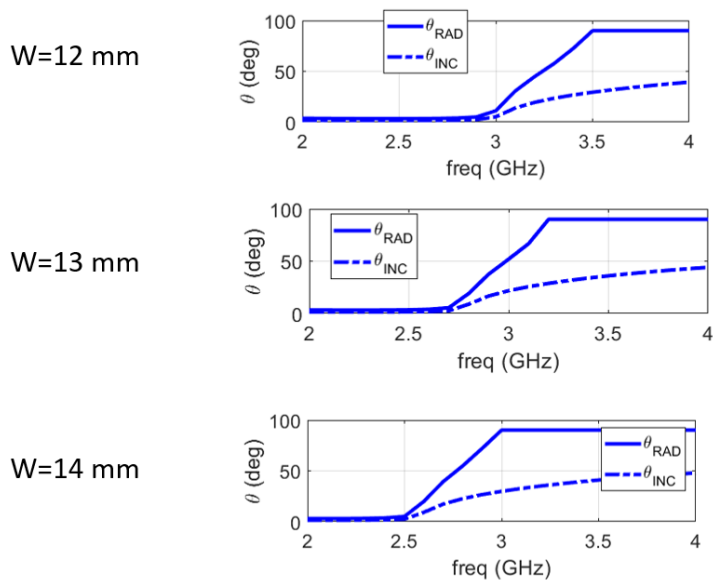


Figura 5.1.1 Comparativa FoV en el rango de 2-4 GHz.

Realmente para la Figura 5.1.2 podemos aplicar las mismas conclusiones extraídas de la Figura 5.1.1, de tal forma que este rango de frecuencias quedaría también descartado para el uso de UWB.

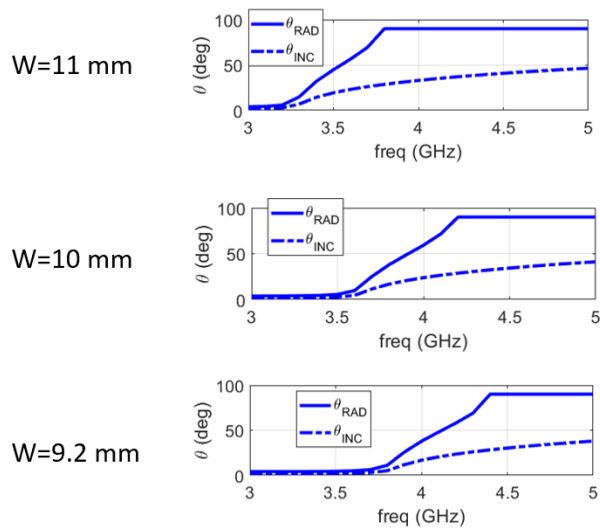


Figura 5.1.2 Comparativa FoV en el rango de 3-5 GHz.

En la Figura 5.1.3 al igual que en las anteriores podemos ver como se desplaza hacia la derecha el rango de funcionamiento a medida que disminuimos W , pero sobre todo ya empezamos a vislumbrar un ancho de banda útil mayor que en las figuras anteriores.

Esto nos deja ver como el funcionamiento adecuado para nuestra antena va a ser en frecuencias mas altas, donde el FoV se reparte de mejor manera en el espectro.

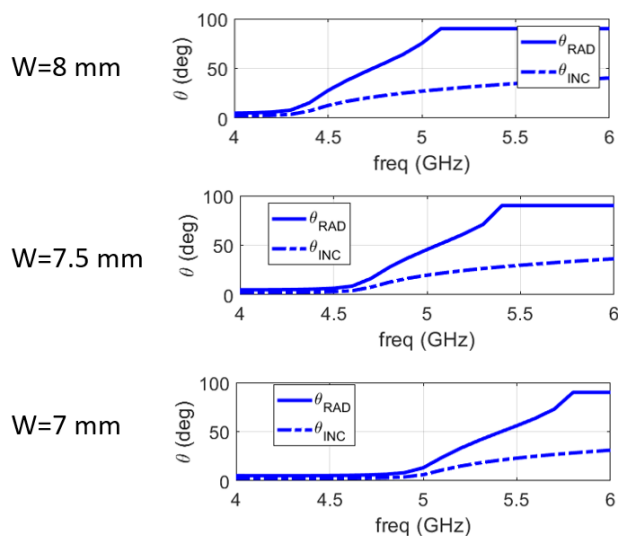


Figura 5.1.3 Comparativa FoV en el rango de 4-6 GHz.

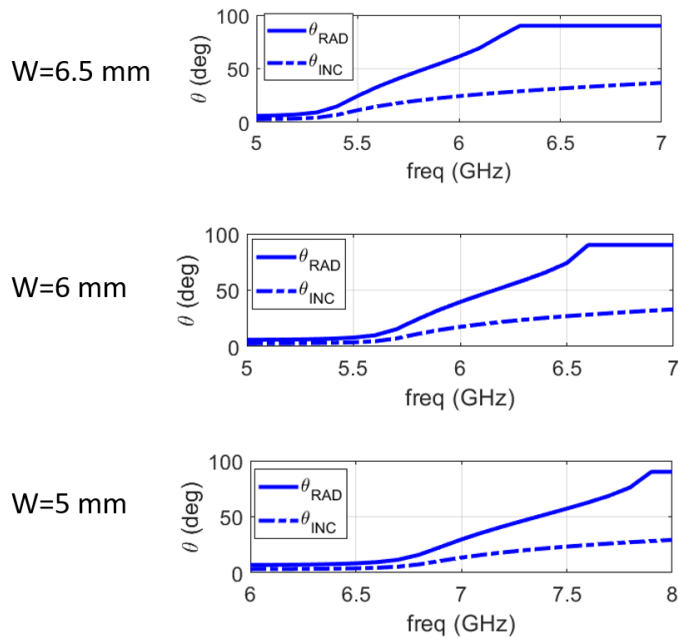


Figura 5.1.4 Comparativa de FoV en el rango de 5-7 GHz y 6-8 GHz

Por último, observando la figura 5.1.4 podemos asegurar que el funcionamiento óptimo de nuestro proyecto se va a llevar a cabo en las frecuencias más altas, de 6 GHz en adelante, ya que se aprovecha mejor el ancho de banda disponible que en frecuencias más bajas.

También podemos extraer que, en las bandas de frecuencia más bajas, se consigue un mayor escaneo angular para un mismo cambio de frecuencia, o dicho de otra forma, se cubre un mismo rango angular con mejor cambio en la frecuencia. Esto se debe a que el escaneo de las antenas leaky-wave se relaciona con el ancho de banda porcentual más que con el absoluto, de modo que en bandas más bajas, un cambio en la frecuencia de trabajo supone un mayor cambio porcentual, por lo que así se explica la menor banda de trabajo a frecuencias más bajas.

En este punto estudiamos que también era factible utilizar otros substratos aparte de FR4, tales como: FOAM y teflón. Ya que así, al usar materiales con constante dieléctrica más baja, se puede conseguir un escaneo en frecuencia menor y así poder trabajar en un mayor ancho de banda que el ofrecido por el FR4. Por consiguiente, retomamos el estudio en el rango de frecuencias de 6-8 y con unas $\epsilon_r = 1.1$ (teflón) y de $\epsilon_r = 2.2$ (foam).

Epsilon_R	H(mm)	W(mm)	Wguard (mm)	P0 (mm)	D0(mm)	LA(cm)	FoV
2.2	0.2	8.4	2	2	1	10	0-60
2.2	0.2	8.7	2	2	1	10	20-80
2.2	0.2	8.5	2	2	1	10	10-70
2.2	0.5	8	2	2	1	10	5-60
2.2	0.5	8.2	2	2	1	10	10-70
2.2	0.5	8.4	2	2	1	10	20-80
2.2	0.8	8.5	2	2	1	10	20-95
2.2	0.8	7.9	2	2	1	10	10-65
2.2	0.8	7.8	2	2	1	10	10-60
2.2	0.8	7.7	2	2	1	10	5-60
2.2	1	8	2	2	1	10	25-70
2.2	1	8.5	2	2	1	10	25-95
2.2	1	7.5	2	2	1	10	10-60
2.2	1	7.7	2	2	1	10	15-60
2.2	2	7	2	2	1	10	20-60
2.2	2	6.5	2	2	1	10	20-50
2.2	3	6.5	2	2	1	8	30-65
2.2	3	7	2	2	1	10	35-75
2.2	3	6	1	1	0.5	10	40-80

Tabla 5.1.2 Resultados para $\epsilon_r = 2.2$ de 6-8 GHz.

De la Tabla 5.1.2 podemos sacar varias conclusiones en un primer vistazo, los diseños de $h = 0.2$ mm (en rojo) lo vamos a descartar por la dificultad que sería trabajar con ellos a la hora de manipularlo, no es lo suficientemente robusto para nuestra aplicación.

A continuación, nos encontramos con los diseños con una $h = 0.5$ mm (en azul), para visualizar mejor cual diseño sería el óptimo para poder llevar a HFSS utilizamos la Figura 5.1.5 de la cual concluimos que el FoV más apropiado es el de $W = 8$ mm, ya que en este la antena empieza a funcionar prácticamente en 6 GHz y además nos da una W menor que los otros dos diseños, lo cual es provechoso para que la antena sea más compacta y tener una mejor eficiencia de radiación.

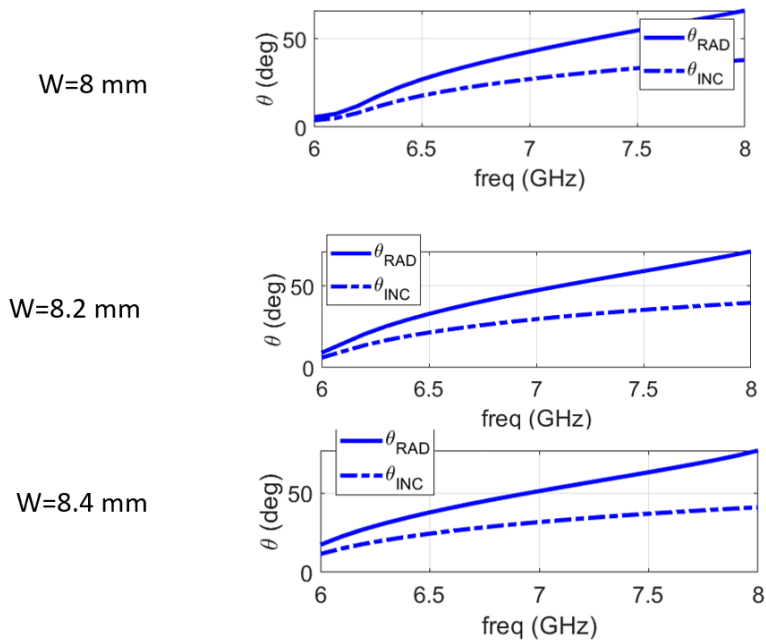


Figura 5.1.5 Comparativa de los FoV para $h=0.5$ mm. Observando la figura 5.1.6 vemos como el mejor diseño es el de $W=7.7$, exactamente por los mismos motivos expuestos para la Figura 5.1.5

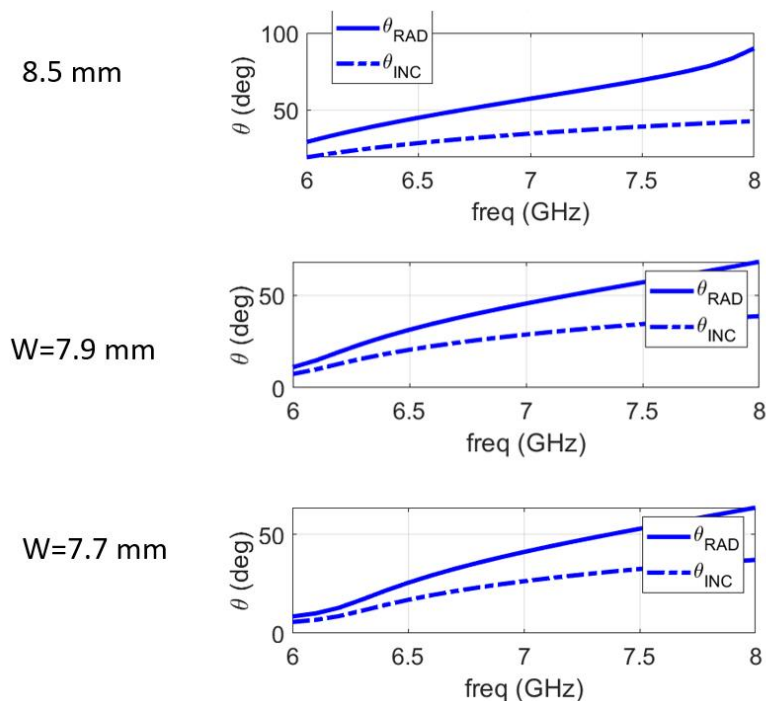


Figura 5.1.6 Comparativa del FoV para $h=0.8$ mm. Por otra parte los diseños destacados en naranja los vamos a descartar ya que su FoV es menor que el objetivo y además no empieza su funcionamiento en la frecuencia deseada que es 6 GHz sino que empieza antes, por tanto no es lo ideal.

Siendo de esta manera los diseños a optimizar en HFSS los siguientes:

Epsilon_R	H(mm)	W(mm)	Wguard (mm)	P0 (mm)	D0(mm)	LA(cm)	FoV
2.2	0.5	8	2	2	1	10	5-60
2.2	0.8	7.7	2	2	1	10	5-60

Tabla 5.1.3

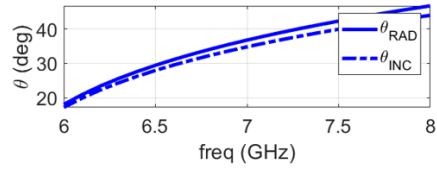
Continuamos analizando las variaciones de la antena cuando $\epsilon_r = 1.1$

Epsilon R	H(mm)	W(mm)	Wguard(mm)	P0(mm)	D0(mm)	LA(cm)	FoV
1.1	0.5	12	2	2	1	15	18-45
1.1	0.5	11	2	2	1	15	5-45
1.1	0.5	11.5	2	2	1	15	5-50
1.1	1	11.4	2	2	1	15	20-45
1.1	1	11.3	2	2	1	15	20-45
1.1	1	11.2	2	2	1	15	10-45
1.1	1	10.5	2	2	1	15	5-40
1.1	2	10	2	2	1	15	20-42
1.1	2	12	2	2	1	15	35-55
1.1	2	9.5	2	2	1	15	15-45
1.1	3	11	2	2	1	15	35-50
1.1	3	7	2	2	1	10	20-40
1.1	3	13	1	1	0.5	18	35-50

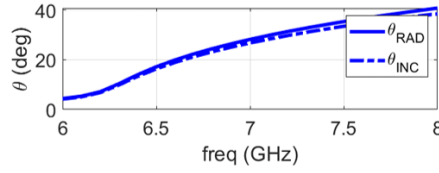
Tabla 5.1.4 Resultados para $\epsilon_r = 1.1$.

Primeramente, teniendo en cuenta que el FoV que este TFG pretende abarcar es de 60° descartamos los diseños de $h = 2$ mm y $h = 3$ mm (diseños de color rojo), ya que el FoV que conseguimos para estos diseños es menor que 60°.

W=12 mm



W=11 mm



W=11.5 mm

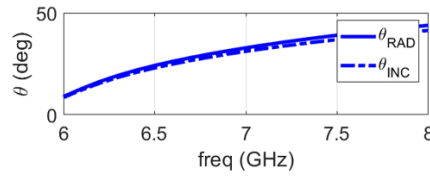
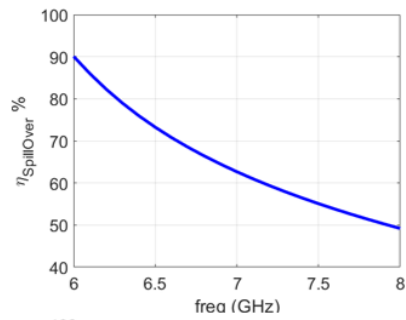
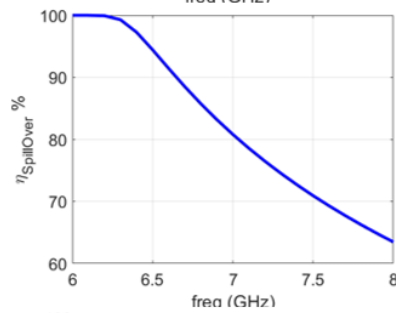


Figura 5.1.7 Comparativa de los FoV para los diseños de $h=0.5$ mm.

W=12 mm



W=11 mm



W=11.5 mm

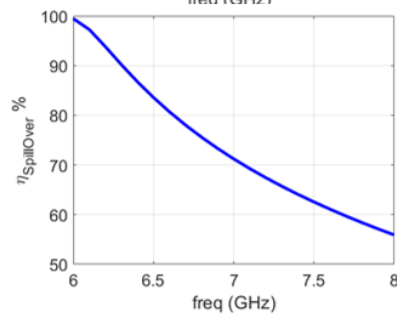
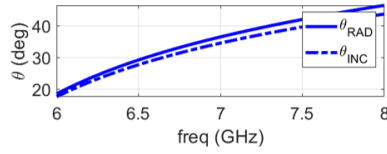


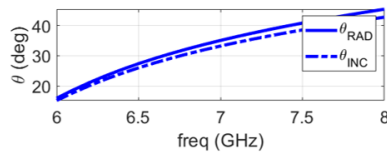
Figura 5.1.8 Comparando la eficiencia de radiación para $h=0.5$

Teniendo cuenta la Figura 5.1.7 y 5.1.8, seleccionamos el modelo de $W=11$ mm debido a que la relación FoV y eficiencia de radiación es el mas adecuado, ya que el FoV es de 40° y la eficiencia es la que menos decae a lo largo de los 2 GHz de funcionamiento.

$W=11.4$ mm



$W=11.2$ mm



$W=10.5$ mm

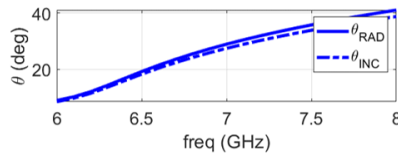
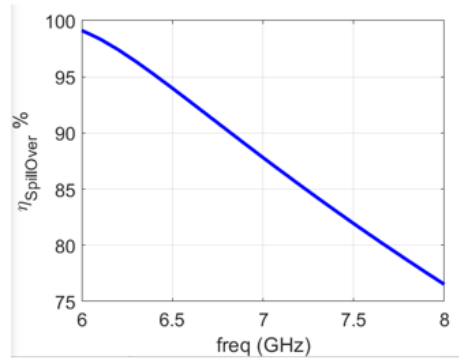
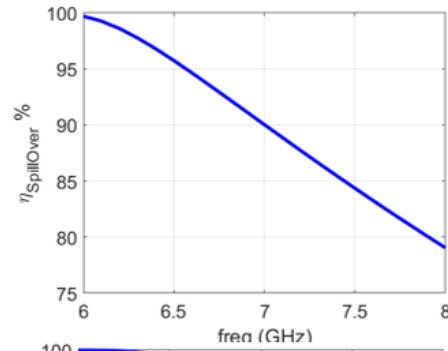


Figura 5.1.9 Comparativa de los FoV para $h=1$ mm.

W=11.4 mm



W=11.2 mm



W=10.5

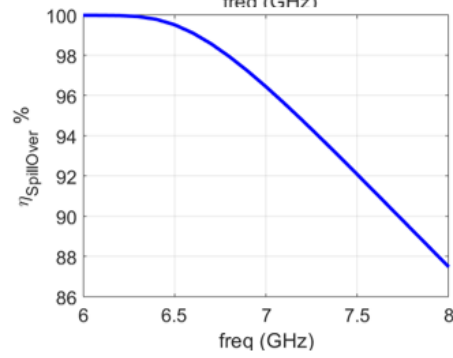


Figura 5.1.10 Comparativa de la eficiencia de radiación para h=1 mm.

Epsilon_R	H(mm)	W(mm)	Wguard (mm)	P0 (mm)	D0(mm)	LA(cm)	FoV
1.1	0.5	11	2	2	1	15	5-40
1.1	1	10.5	2	2	1	15	5-40

Tabla 5.1.5 Diseños seleccionados con $\epsilon_r = 1.1$

5.2 Diseño de antena HFSS (Estructura generada, red de alimentación, optimización).

En esta parte del proyecto basándonos en los diseños escogidos para optimizar en HFSS, generamos la estructura de la antena y hacemos distintos estudios para comparar cual de los 4 diseños es el adecuado para nuestro proyecto, así también ver que substrato etc. Juntamente con este desafío nos veremos envueltos a optimizar la red de alimentación que explicaremos mas adelante.

Diseño de la antena en HFSS:

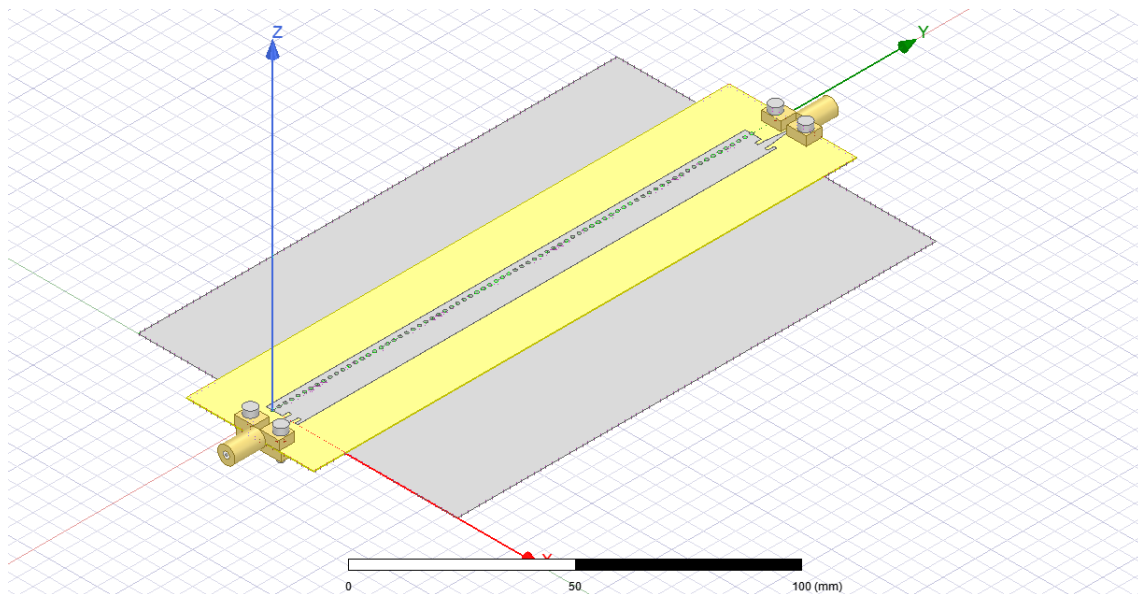


Figura 5.2.1 Modelo 3D con red de alimentación.

En la Figura 5.2.1 podemos observar:

- Parte radiante, en la cual postes que equivalen a una pared PEC, y dejamos un espacio con substrato sin metal encima.
- Se añade un plano de masa extendido para reducir radiación hacia abajo y para dar rigidez estructural a la antena.
- Tenemos la red de alimentación, que consiste en una línea microstrip con un inset que hay que optimizar para conseguir que el parámetro S_{11} esté por debajo de -10 dB en el rango de frecuencias de interés.

En el análisis de los modelos seleccionados y posteriormente optimizados en HFSS, buscamos que los diagramas de radiación contiguos se corten a -5 dB , ya que con -5 dB también se puede conseguir buena localización y viene mejor para poder optimizar la red de alimentación en las frecuencias más bajas, ya que así, el canal a la frecuencia más baja trabaja menos en el corte.

Con todo esto, dependiendo del substrato, que introduce diferente escaneo, se busca sintetizar haces más anchos o más estrechos para que se corten a -5 dB. Ponemos como canales de diseño los dos primeros, de los que sí podemos controlar que se corten a -5 dB. Con respecto a los otros, el escaneo sale como sale y es posible que no se corten donde queremos, pero podemos hacer una elección de canales según nos interese.

Los resultados obtenidos en HFSS son los siguientes:

Material	Er	tanD	W	H	La	FoV	BW	Efficiency
Foam	1.1	0.0025	10.95 mm	0.25 mm	22 cm	[-40°, +40°]	[6.5 – 8.5] GHz	90 – 40 %
Teflon	2.2	0.0009	7.86 mm	0.25 mm	15 cm	[-60°, +60°]	[6.5 – 8.5] GHz	65 – 10 %
FR4	4.5	0.01	5.43 mm	0.5 mm	11 cm	[-60°, +60°]	[6.5 – 7.5] GHz	45 – 10 %

Tabla 5.2.1 Comparativa de los modelos finales para optimizar y fabricar.

En la tabla 5.2.1 observamos que con FR4, el escaneo es tan rápido en frecuencia que en un ancho de banda de 1 GHz (de 6.5 a 7.5) ya cubrimos todo el rango angular y que por encima de 7.5 GHz ya entramos en la condición de onda de superficie ($\beta > k_0$). Por este motivo, la eficiencia se reduce tanto en la parte alta de la banda. Debido a lo mencionado descartamos el diseño de FR4.

Vemos también que con foam y teflón, la región frecuencial de radiación de la antena (entre $0 < \beta < k_0$) se ajusta bien al ancho de banda disponible, por lo que aprovechamos toda la banda de frecuencia.

En el caso del foam, el problema es que con esa longitud conseguir una buena eficiencia de apertura y no radiar todo al principio de la antena es complicado, para ello necesitamos usar una h más pequeña y así reducir la tasa de radiación. Al irnos a una h de 0.25 mm, es muy difícil fabricar eso con foam, debido a lo poco manejable y robusto que sería por lo que descartamos el diseño.

Sin embargo, aun resultando teflón como la mejor opción todavía quedaba un factor a tener en cuenta y es la eficiencia, que como observamos en la tabla no es muy optima. El reto para este diseño se encuentra en que para aumentar la eficiencia, debemos aumentar el h, pero esto hace mucho más difícil optimizar la antena para frecuencias bajas, ya que la antena trabaja un poco más al corte. A pesar de todo nos quedamos con este diseño, pues realmente podemos llegar a ofrecer los objetivos consiguiendo un buen compromiso entre eficiencia y grosor del sustrato.

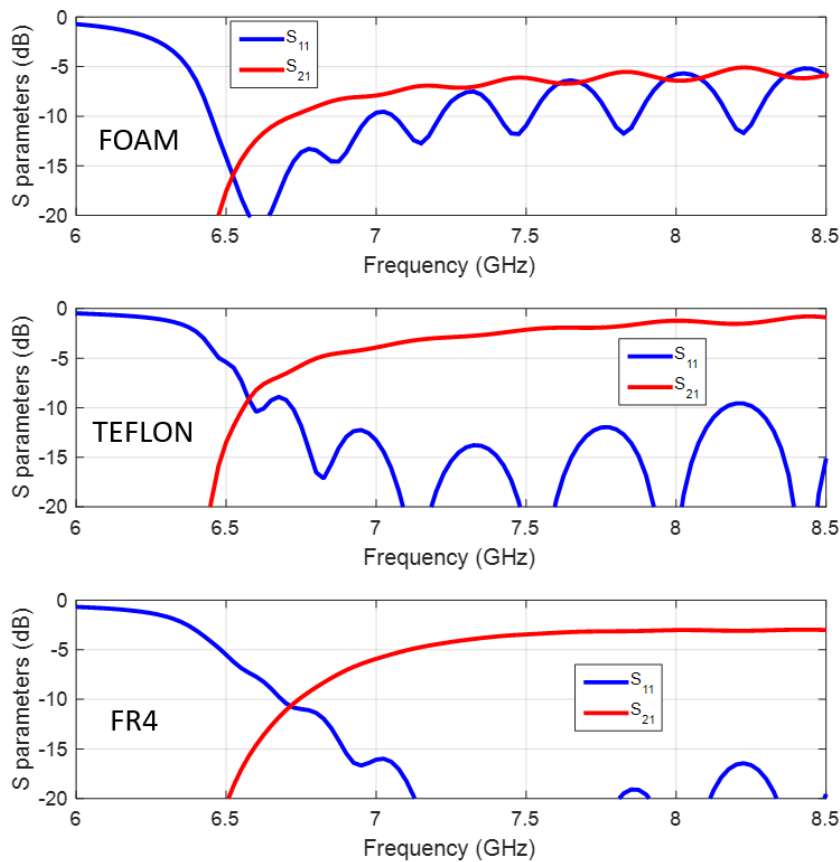


Figura 5.2.2 Parámetros S.

En la Figura 5.2.2 hemos colocado los parámetros S de todos los materiales a pesar de habernos quedado con Teflón.

Uno de os objetivos principales es que el parámetro S_{11} sea lo mas bajo posible para esto debemos optimizar la red de adaptación.

La adaptación de las antenas HWMLWA debe cumplir ciertas condiciones. Es decir, los parámetros de dispersión están dentro de ciertos límites. S_{11} indica la cantidad de potencia introducida en la estructura reflejada en el puerto de entrada y debe ser inferior a -10 dB para las frecuencias de interés. S_{21} se refiere a la cantidad de energía enviada entre el puerto 1 y el puerto 2 si se proporciona una red en el puerto 1. La antena es simétrica y el resultado es el mismo, por lo que no es necesario especificar los parámetros S_{22} o S_{12} .

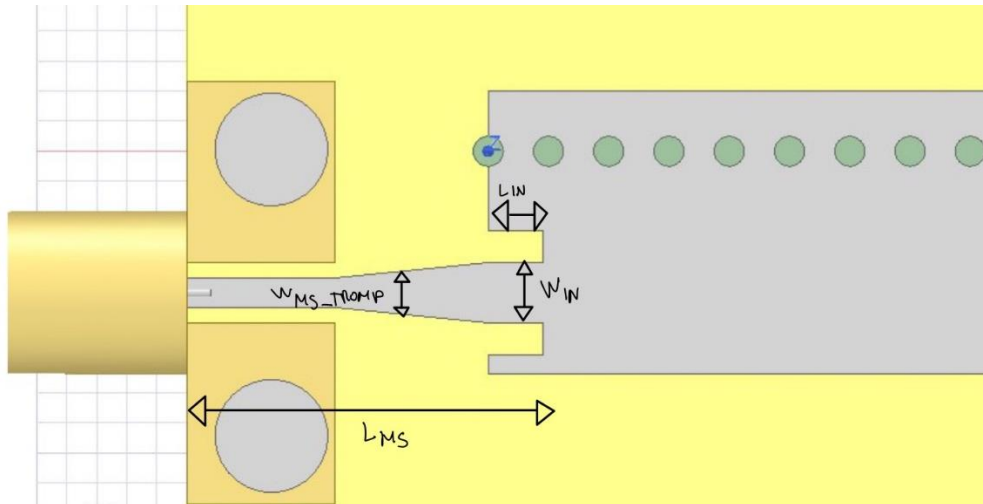


Figura 5.2.3 Red de alimentación.

El tipo de retícula combinada que estamos a punto de usar se llama trompeta debido a su forma. Básicamente, la idea es que la señal que ingresa a la antena tenga la misma impedancia de entrada que la impedancia que se ve en la dirección opuesta, es decir, desde la antena hasta la región anterior. Lo interesante de esta red es que transforma gradualmente la impedancia que ve la señal de entrada en su camino hacia la antena.

En otras palabras, esta estructura produce una transformación de la impedancia de 50 ohmios a la impedancia de entrada de la antena. Está claro que se necesita colocar una red de este tipo en cada puerto de la antena, tanto en la entrada como en la salida, para que la antena parezca una caja negra con una impedancia de 50 ohmios tanto en la entrada como en la salida.

En general, la tarea de lograr tamaños óptimos para este tipo de redes híbridas es más costosa que para una intranet.

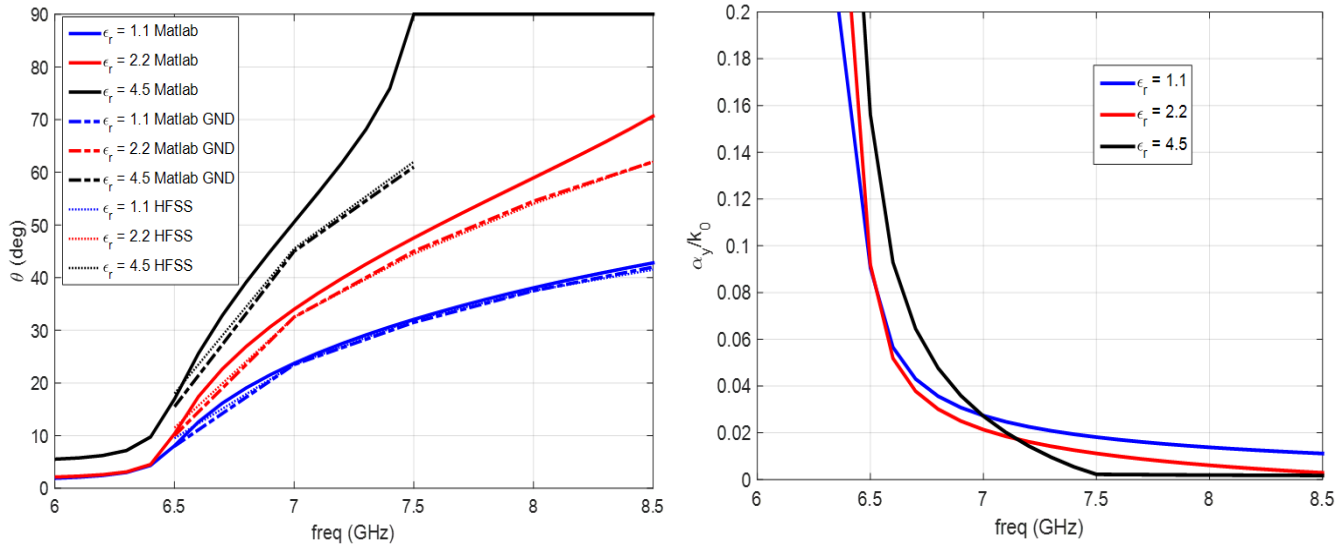


Figura 5.2.3 Angulo y tasa de radiación

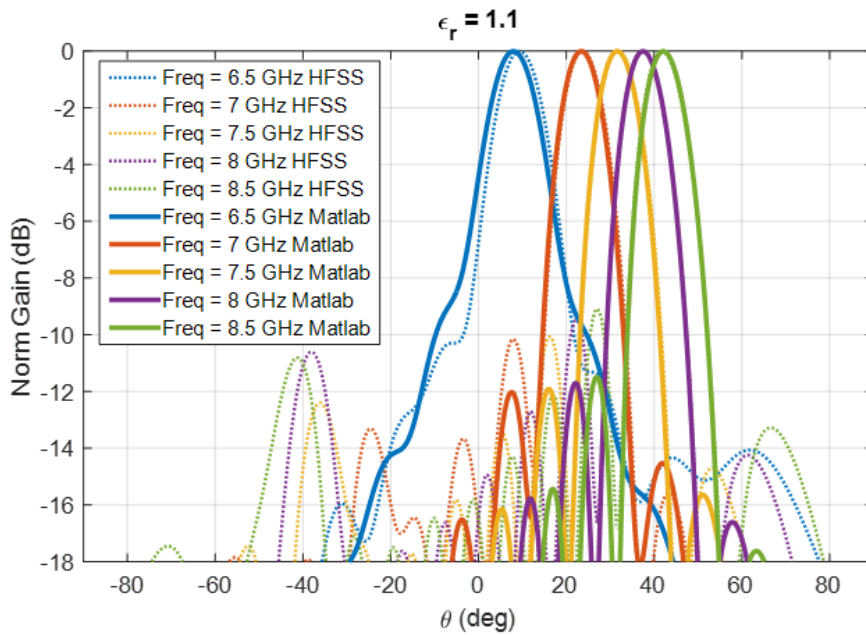


Figura 5.2.4 Diagrama de radiación

Teniendo en cuenta los objetivos del diseño, de la Figura 5.2.4 teniendo una antena con un escaneo mas pequeño los haces son ms estrechos para que se corten adecuadamente (al menos los 2 primeros).

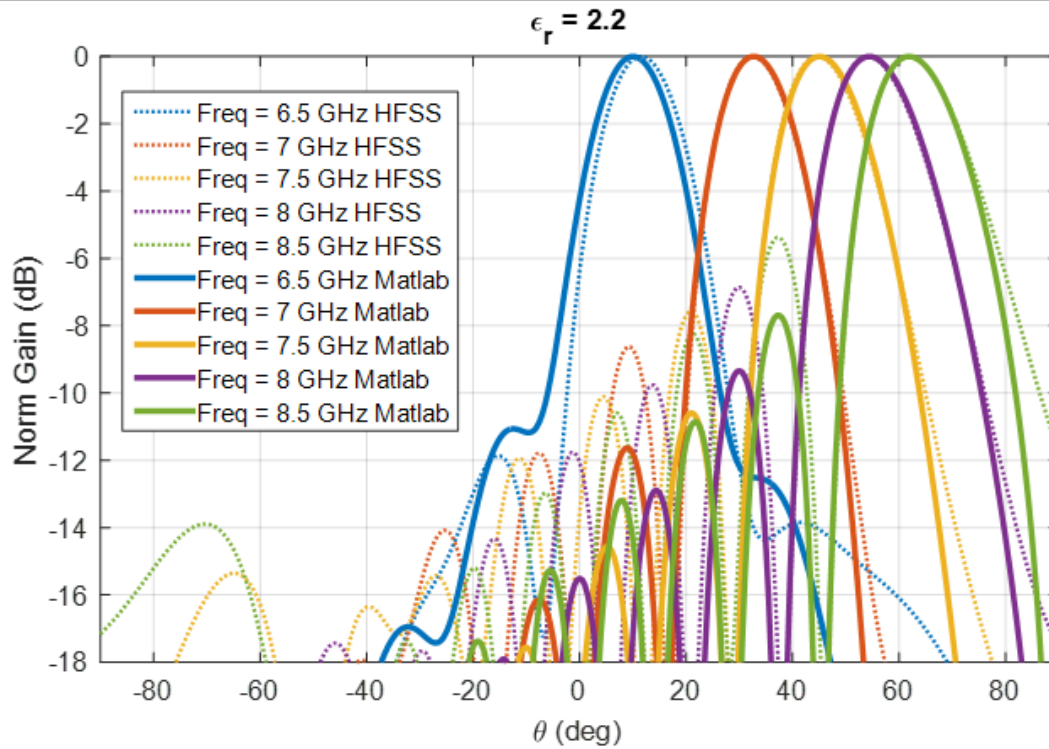


Figura 5.2.5 Diagrama de radiación
 En este caso tenemos que se escanea mas que con 1.1, para que el corte con los haces sea mejor tenemos que sintetizar un ancho de haz mas elevado; por eso la longitud de la antena es mayor.

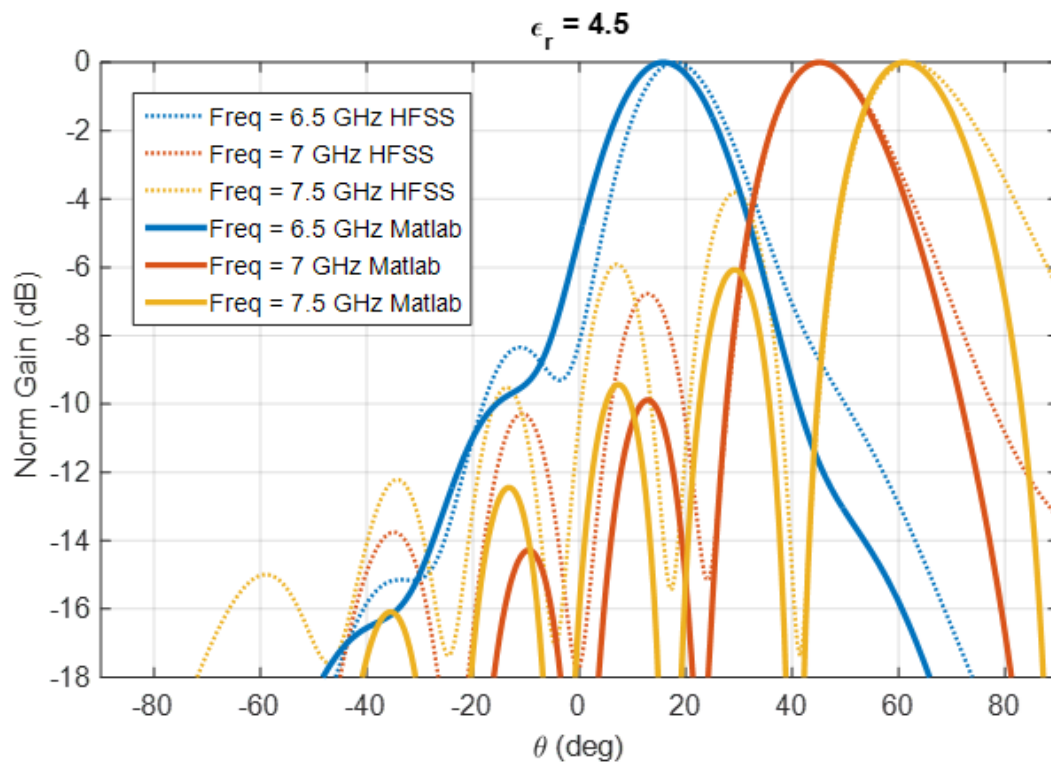


Figura 5.2.6 Diagrama de radiación

En cuanto al diagrama de radiación, el diseño debe cumplir con los requisitos direccionales con un ancho de haz de aprox. 20° y nivel de lóbulo para la frecuencia del primer lado entre 4-6 dBs.

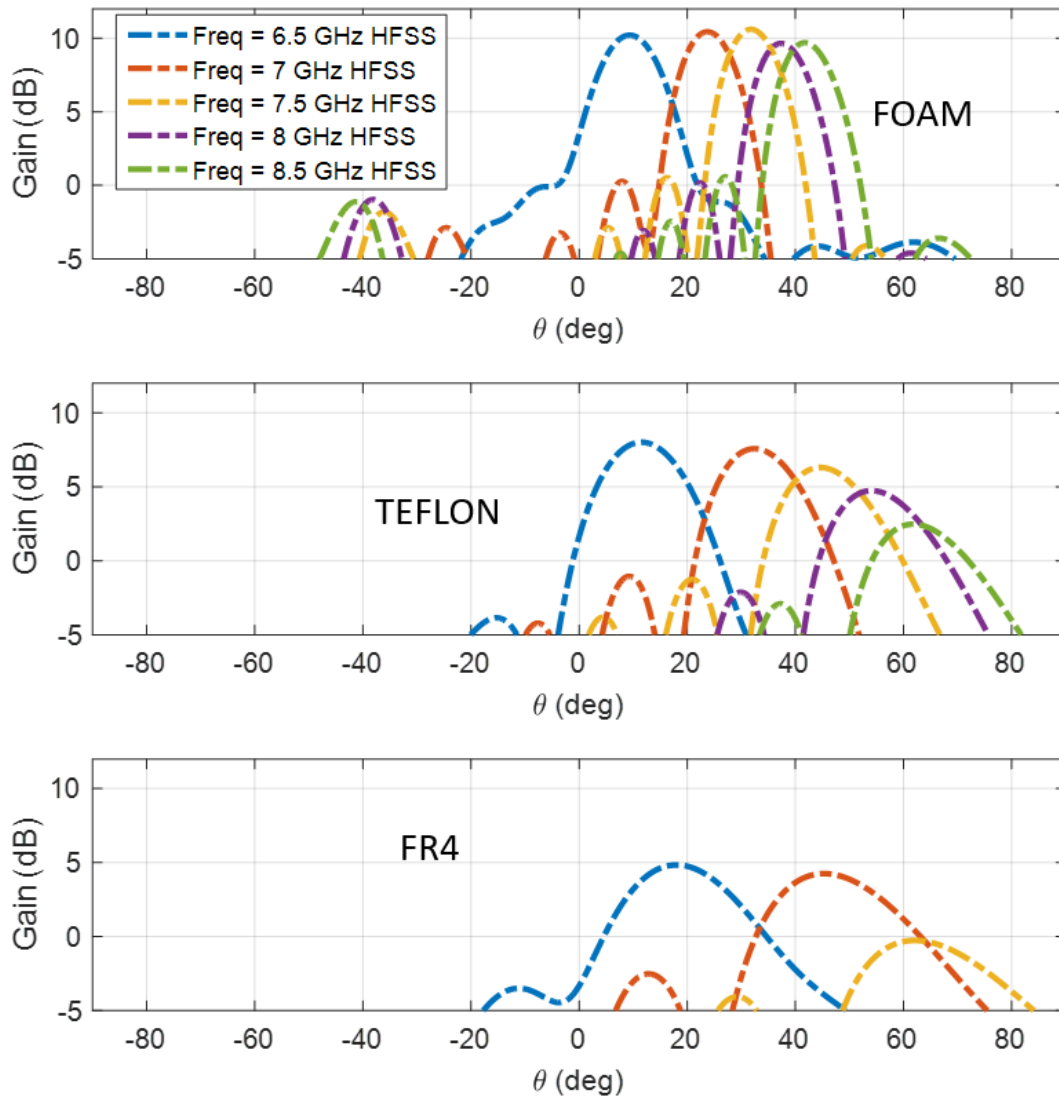


Figura 5.2.7 Comparativa de los diagramas de radiación.

El valor del campo de visión (FoV) está relacionado con el campo de visión o detección que tendrá un sistema monopulso o algoritmo MUSIC. En este caso, la dirección vertical (eje Z) desde la antena es de aprox. $\pm 60^\circ$.

Observando la Figura 5.2.7 podemos ver como los diagramas de FOAM son más estrechos en comparación con los de FR4 y TEFLÓN. El escaneo es mas pequeño, en el mismo rango de frecuencias se escanea menos, por esa razón tenemos que la ganancia

es mayor; porque los diagramas son mas estrechos por tanto la directividad aumenta y eso influye ne que la ganancia aumente, por eso en FR4 la ganancia es más baja.

También vemos como tiene coherencia en cuanto a la eficiencia de radiación que como es más baja en FR4 por eso la ganancia de pico es más baja.

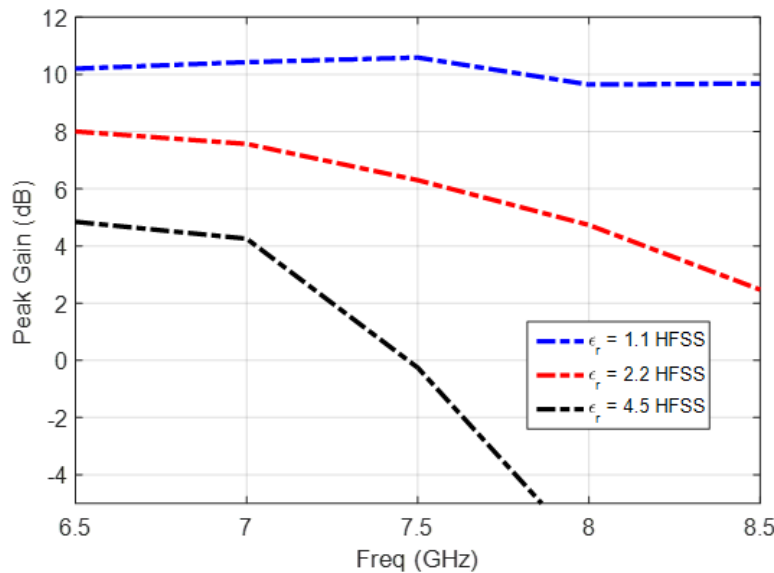


Figura 5.2.8 Ganancia de pico

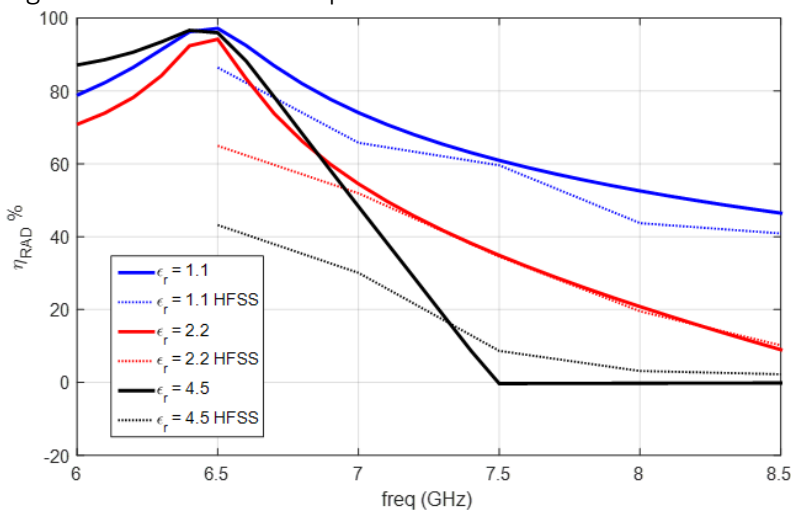


Figura 5.2.9 Eficiencia.

Acercas de la Figura 5.2.9 y teniendo en cuenta que principalmente el parámetro H controla la eficiencia de radiación, cuanto mayor sea H la eficiencia de radiación mejorará considerablemente. Es normal que nos haya salido mayor para 1.1 que 2.2. Vemos como para todas las figuras la eficiencia decae según aumentamos en frecuencia, llevando este efecto a que para FR4 la eficiencia valga 0 a partir de 7.5. Si bien para ninguno de los otros 2 substratos llega a cero si se nota que desciende abruptamente sobre todo para $\epsilon_r = 2.2$.

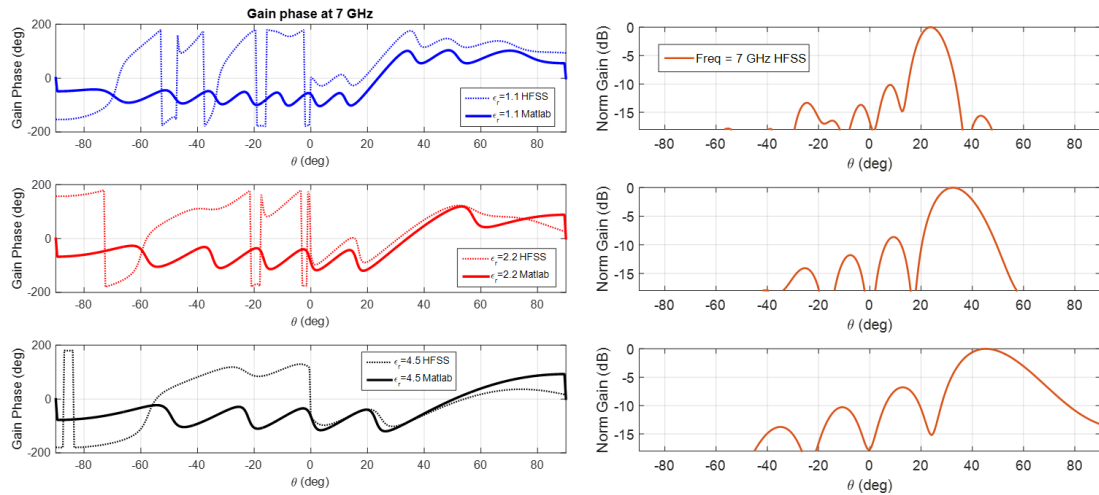


Figura 5.2.10 Fase del diagrama de radiación a 7 GHz.

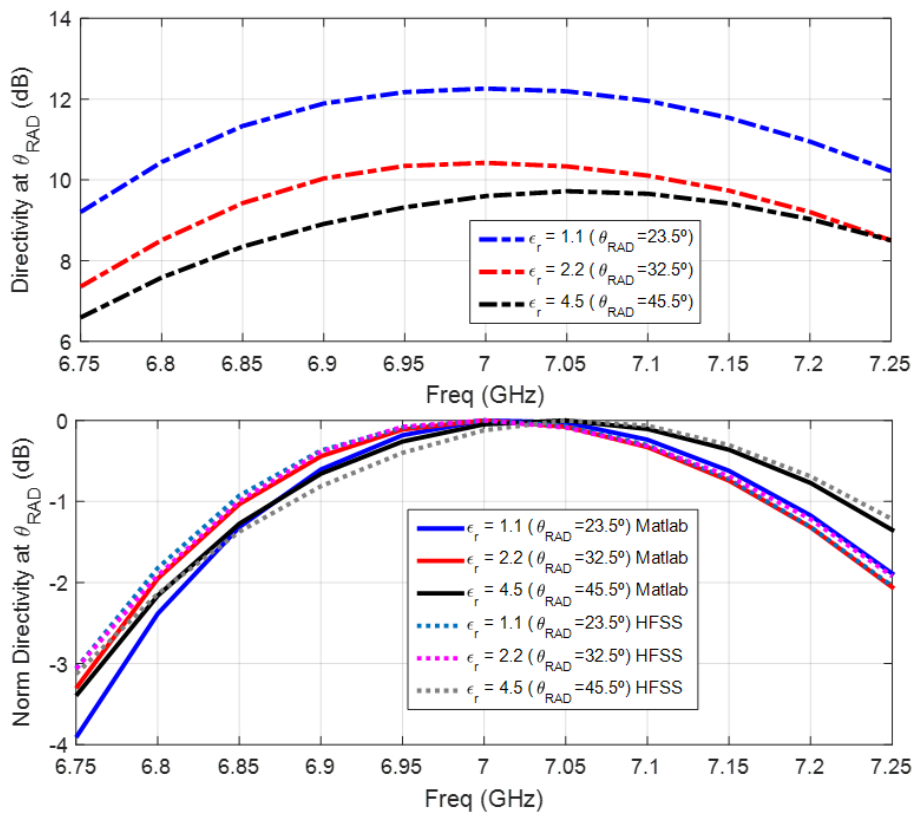


Figura 5.2.11 Directividad en canal 6 (7 GHz) a su ángulo de apuntamiento

La Figura 5.2.11 es un estudio que se hizo dentro de un canal de los que utilizamos de UWB, para ver como varia la ganancia dentro de ese mismo canal. Esto es interesante ya que los canales tienen un ancho de banda de 500 MHz. Según vemos a lo largo de este ancho de banda los mayores valores de directividad se dan en frecuencias centrales y disminuye en las mas altas y bajas.

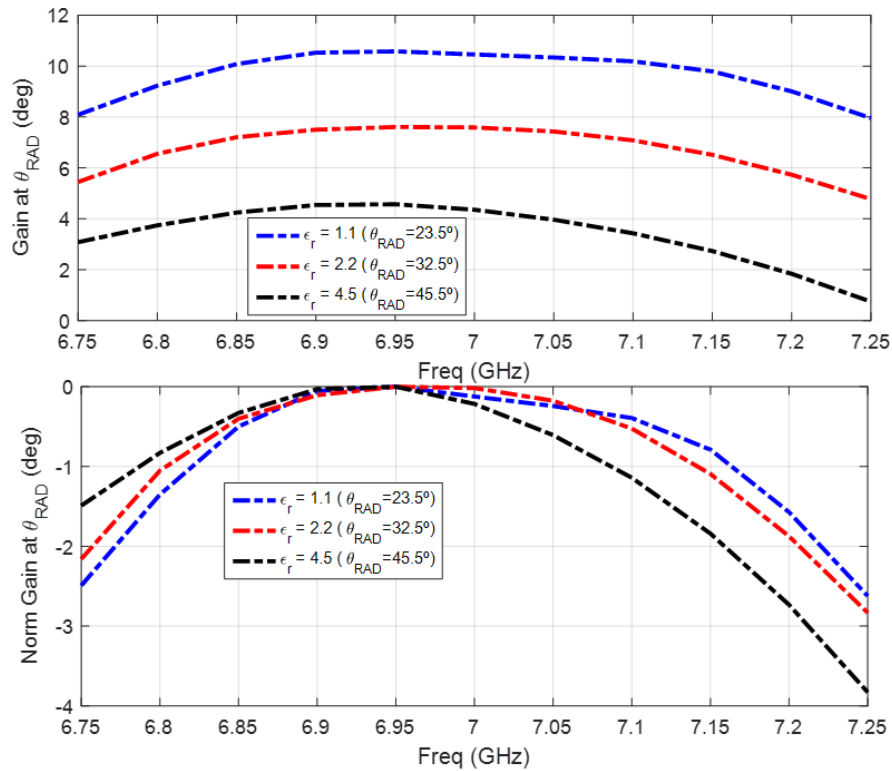


Figura 5.2.12 Ganancia y fase en canal 6 (7 GHz) a su ángulo de apuntamiento. Vemos como directividad y ganancia de pico de FR4 son las más pequeñas.

Representamos la ganancia en función de la frecuencia, se ve que en las frecuencias altas y bajas la ganancia disminuye, en todo el ancho de banda en los casos de 1.1 y 2.2 no bajan de -3 dB. Para 4.5 si que lo hace.

La ganancia de fr4 es mas pequeña porque los haces son mas anchos, conforme cambiamos de constante dieléctrica la directividad y ganancia son mas altas.

5.3 Resultados.

A continuación, presentamos el diseño final optimizado en HFSS, con el valor de sus parámetros de diseño y distintas gráficas que muestran como hemos cumplido con los distintos objetivos propuestos para este proyecto.

Diseño final:

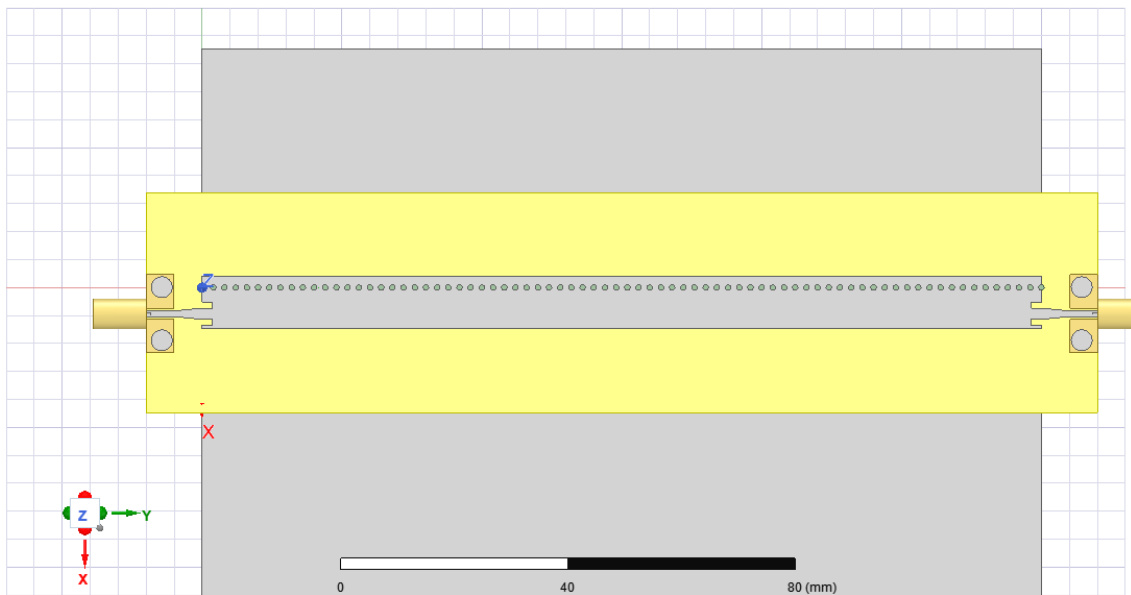


Figura 5.3.1 Diseño en HFSS definitivo.

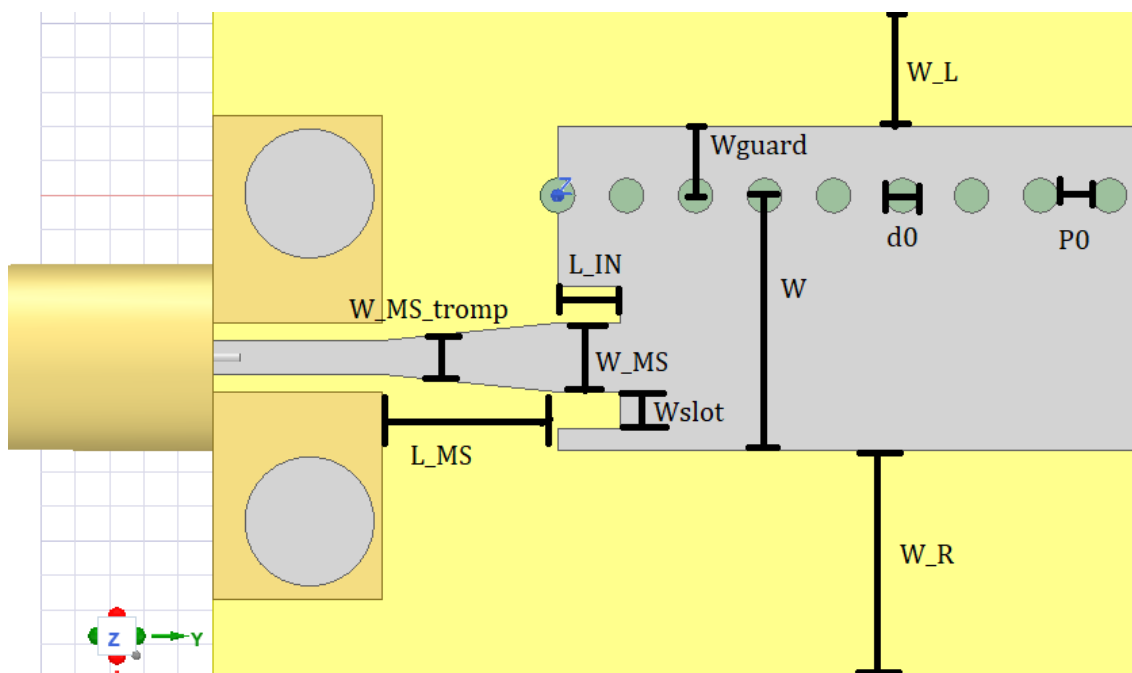


Figura 5.3.2 Parámetros físicos de la antena (I)

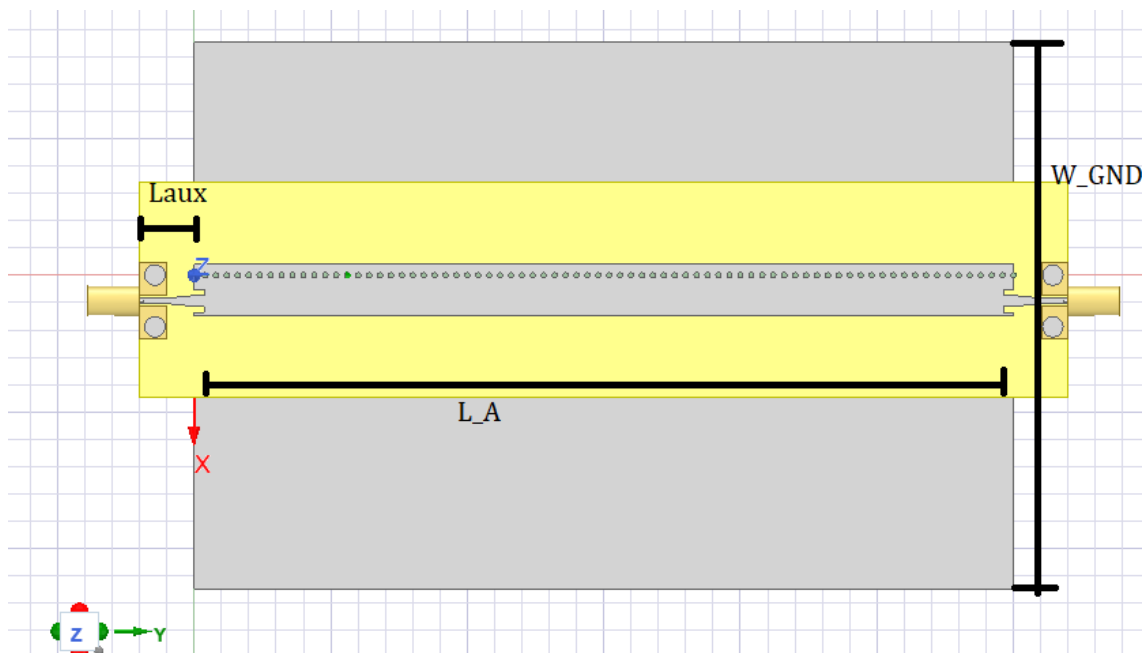


Figura 5.3.3 Parámetros físicos de la antena (II)

Nombre	Descripción	Valor (mm)
W_guard	Distancia de los postes al límite de la antena	2
W_L	Ancho del sustrato eje x	15
L_A	Longitud de la antena en el eje y	15
H_subs	Grosor del sustrato	0.787
W	Anchura de la antena en el eje x	7.38
W_R	Anchura del sustrato en el eje x	15
d0	Diámetro de los postes	1
P0	Separación entre los postes	2
L_MS	Longitud del sustrato o de la distancia entre el límite de la antena y la red de adaptación	5
W_MS	Anchura del límite de la antena con respecto a la red de adaptación	2
L_IN	Entrada de la red de adaptación a la antena	1.81623
W_MS_tromp	Anchura de la conexión entre el límite de la antena y la red de adaptación	1
L_AUX	Longitud del sustrato en el eje y	5
W_move_adaptacion	Posición de la red de adaptación	1
Metal_thickness	Anchura del metal	0.035
W_slot		4.1497
W_GND	Anchura del plano de masa	100

Tabla 5.3.1 Parámetros de diseño.

En cuanto a su adaptación, utilizando la misma rejilla adaptativa, se puede obtener un valor adecuado para su aplicación práctica, como se muestra en la figura. 5-3-5 que mejora el S21 porque la onda debe viajar una distancia más corta para las mismas características de fuga. Por lo tanto, cumple con los requisitos de generación de nivel S11 de menos de -10 dB en todo el rango de frecuencia.

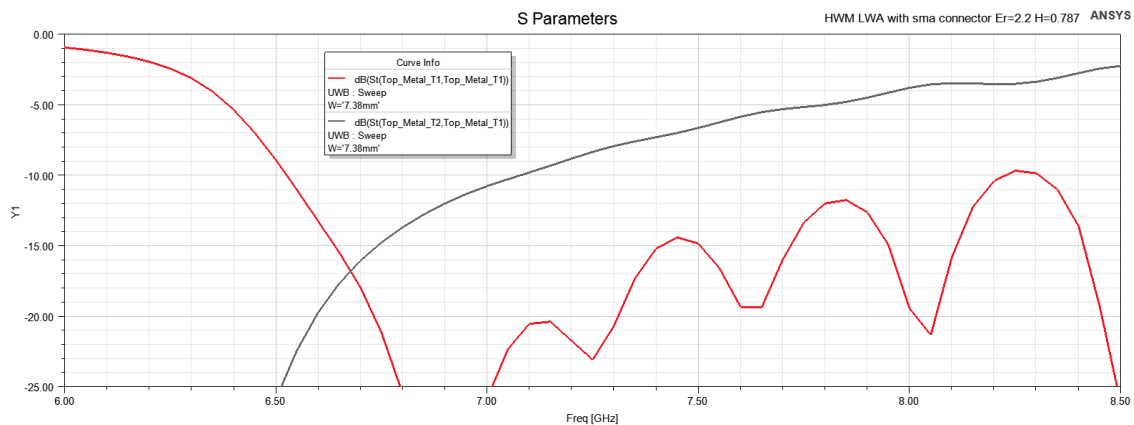


Figura 5.3.5 Parámetro S

En la Figura 5.3.6 observamos como el valor de FoV es de 60° , vemos como también la antena empieza a funcionar aproximadamente sobre los 6 GHz; lo que significa que aprovecha bastante bien todo el ancho de banda.

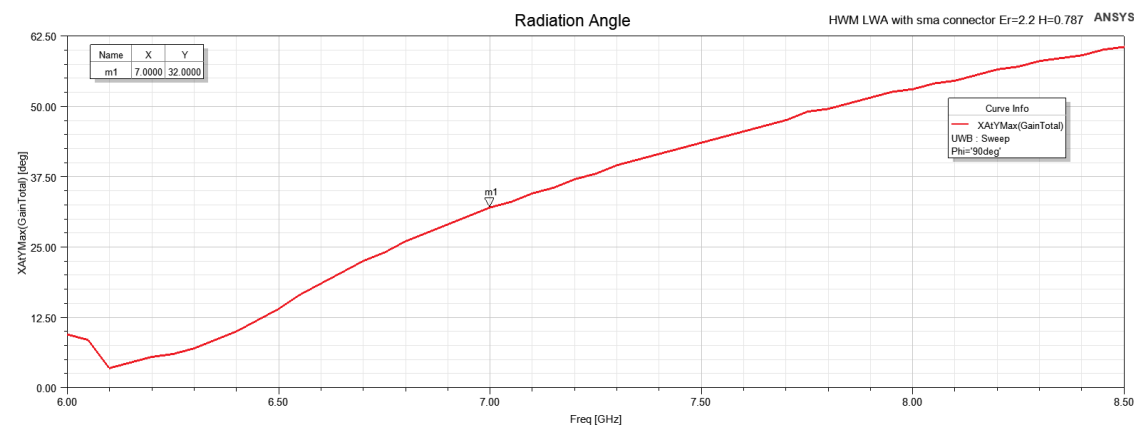


Figura 5.3.6 Angulo de Radiación

Para la Figura 5.3.6 vemos como los dos primeros haces se cortan a -5 dB que era uno de los objetivos de diseño, los diagramas no son muy estrechos por tanto alcanzan un buen nivel de ganancia.

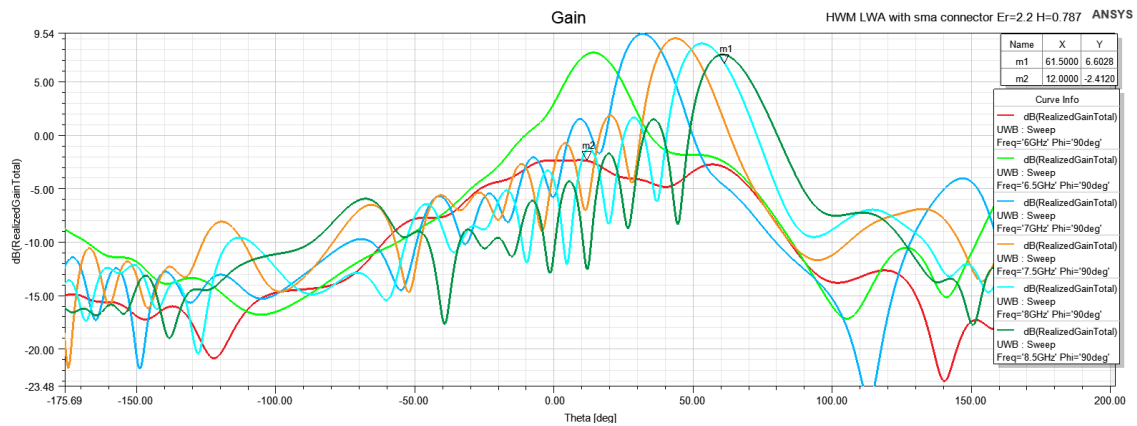


Figura 5.3.6 Diagrama de Radiación

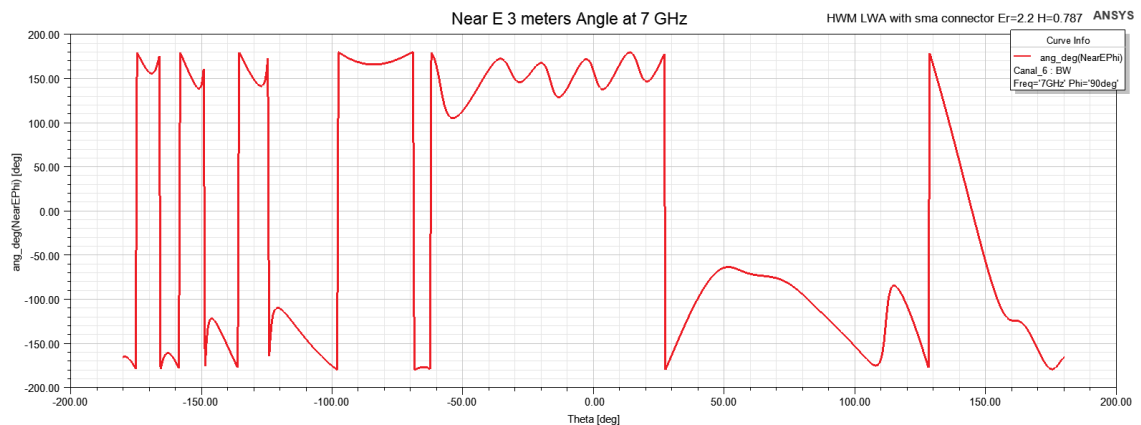


Figura 5.3.7 Fase del diagrama de radiación a 7 GHz (I)

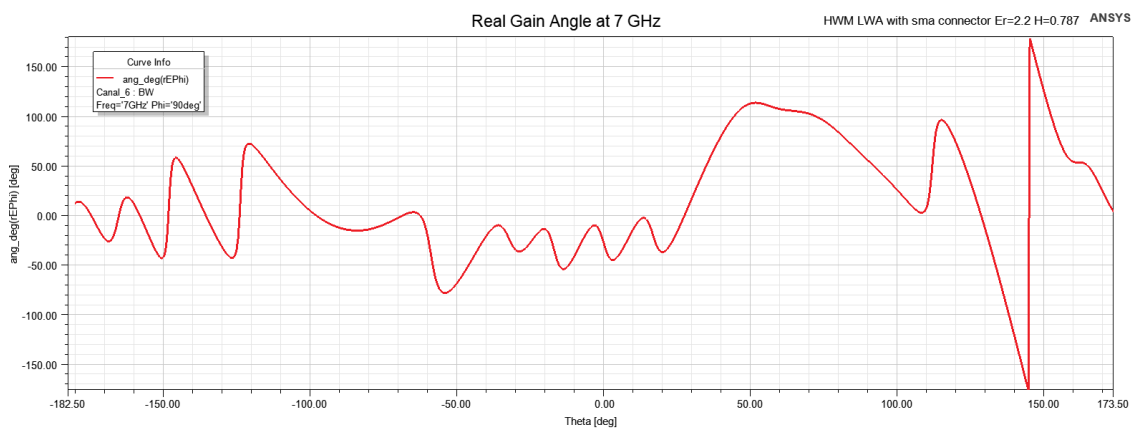


Figura 5.3.8 Fase del diagrama de radiación a 7 GHz (II)

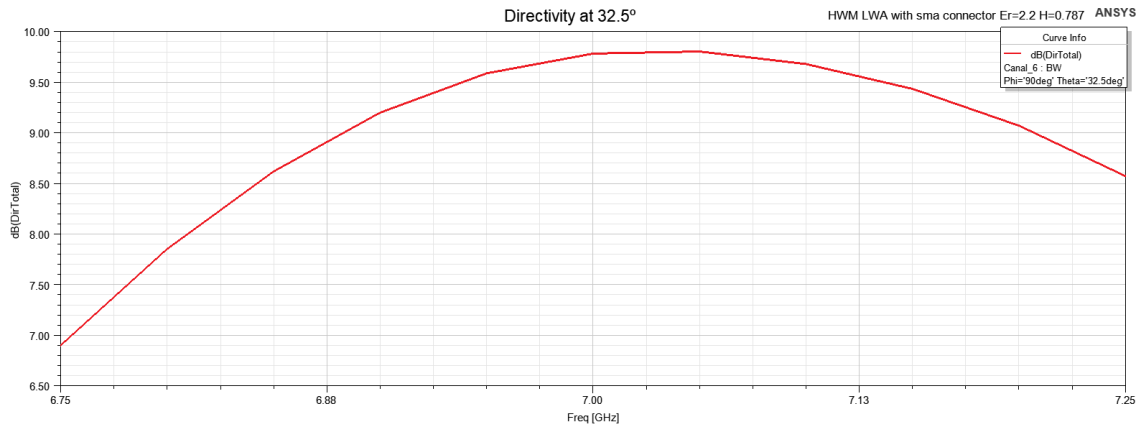


Figura 5.3.9 Directividad en canal 6 (7 GHz) a su ángulo de apuntamiento

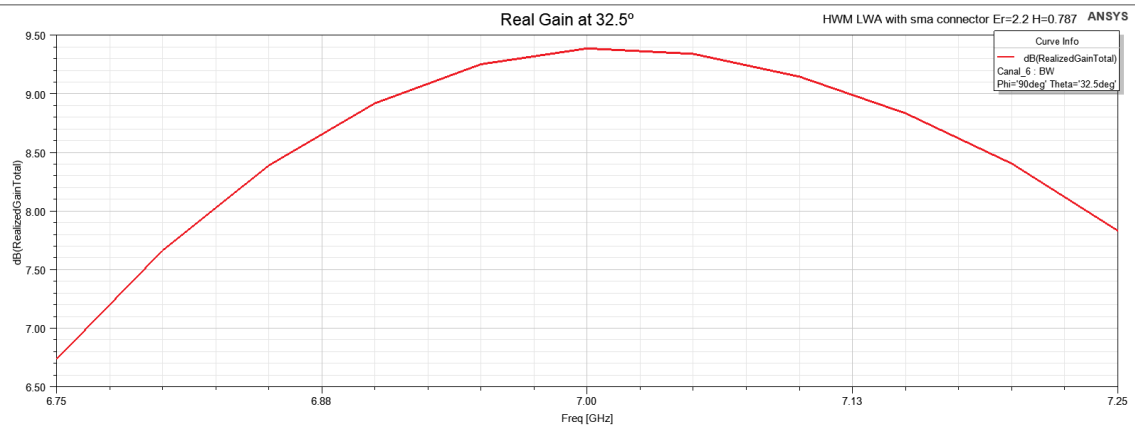


Figura 5.3.10 Ganancia del canal 6 (7 GHz) en su ángulo de apuntamiento

Para las Figuras 5.3.9 y 5.3.10 tenemos un estudio sobre la ganancia y directividad en un canal específico de UWB, es interesante ver como estas magnitudes varían a lo largo del ancho de banda de canal (500 MHz). Nos damos cuenta como tanto directividad como ganancia alcanzan sus valores de pico en frecuencia medias del canal y disminuyen en las altas y bajas, aunque tienen valores mayores en frecuencias altas.

6. LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN.

Tras terminar este proyecto y dejarlo en la fase en la que se encuentra, vemos como en su continuidad le seguirían muchos pasos por delante.

Como primera mejora, sería estudiar la posibilidad de incluir más canales a la antena y que estos tengan unas características aun mejores que esta versión.

Otra posible configuración para añadir a la antena sería al de trabajar en un ancho de bando mayor, ya que existen hoy en día anchos de banda de trabajo de 4-6 GHz, por tanto, podríamos acercarnos a estas características.

Se podría estudiar una mejora en el diseño, quizás probando con otros substratos y paliando sus desventajas utilizando una estructura de 2 o más antenas. Partiríamos del diseño que hemos generado en HFSS y de ahí intentar que la antena sea más pequeña para dispositivos de menor tamaño.

En cualquier caso, nos quedaría pendiente la fabricación del diseño final con su medición en cámara anecoica y también en outdoor para verificar que los resultados teóricos no distan de las medidas reales.

Y por último, habría que comprobar el correcto funcionamiento de la antena al ser conectada a módulos transceptores UWB, de forma que se valide la mejora tanto en comunicaciones como aplicaciones RADAR y de localización al usar las antenas de tipo LWA junto con sistemas UWB.

REFERENCIAS.

- [1]<https://www2.deloitte.com/es/es/pages/technology/articles/loT-internet-of-things.html>
- [2]<https://www.bbva.com/es/las-smart-cities/>
- [3]<https://www.evaluandosoftware.com/la-geolocalizacion-funciona/>
- [4]<https://siempreauto.com/que-es-uwv-y-que-ventajas-tiene-su-uso-en-los-autos/>
- [5]<https://www.autobild.es/noticias/uwv-como-banda-ultraancho-volkswagen-hara-sea-casi-imposible-te-roben-coche-621769>
- [6] H. Jiang, C. Cai, X. Ma, Y. Yang, and J. Liu, "Smart Home Based on WiFi Sensing: A Survey," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 13 317–13 325, 2018.
- [7] F. Liu, J. Liu, Y. Yin, W. Wang, D. Hu, P. Chen, and Q. Niu, "Survey on WiFi-based indoor positioning techniques," *IET Communications*, vol. 14, no. 9, pp. 1372–1383, 2020.
- [8] M. S. Gast, *Building Applications with iBeacon: Proximity and Location Services with Bluetooth Low Energy*. Sebastopol, CA, USA: O'Reilly Media, 2014.
- [9] S. Alletto, R. Cucchiara, G. Del Fiore, L. Mainetti, V. Mighali, L. Patrono, and G. Serra, "An Indoor Location-Aware System for an IoT-Based Smart Museum," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 244–253, 2016.
- [10] P. Spachos, I. Papapanagiotou, and K. N. Plataniotis, "Microlocation for Smart Buildings in the Era of the Internet of Things: A Survey of Technologies, Techniques, and Approaches," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 35, no. 5, pp. 140–152, 2018.
- [11] S. M. Sherman and D. Barton, *Monopulse principles and techniques*. Artech House Radar Library, 2011.
- [12] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, no. 3, pp. 276–280, 1986.
- [13] A. Oliner and D. R. Jackson, "Leaky-wave antennas", in *Antenna Engineering*.
- [14] Constantine A. Balanis. "Modern Antenna Handbook". Wiley, Hoboken, NJ,USA, 2008.
- [15] Y. Li, Q. Xue, E. K.-N. Yung, and Y. Long, The Periodic HalfWidth Microstrip Leaky-Wave Antenna With a Backward to Forward Scanning Capability. *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 58, no. 3, March 2010.
- [16] Poveda-García, Miguel, Trabajo Fin de Master (Grado en Ingeniería en Sistemas de Telecomunicación: "Diseño de Antenas Leaky-Wave en Tecnología de Guía de Onda Integrada en Substrato con Cavidades Acopladas Para Aumentar Su Ancho de Banda", dirigido por J.L. Gómez Tornero. Septiembre 2016.

- [17] J. Radcliffe, G. Thiele, and G. Zelinski, "A microstrip leaky wave antenna and its properties", in 26th Antenna Measurement Techniques Association Meeting, St. Mountain, USA, Oct. 2004.
- [18] G.M. Zelinski, G.A. Thiele, M.L. Hastriter, M.J. Havrilla and A.J. Terzuoli. "Half width leaky wave antennas", *IET Microw. Antennas Propag.*, 2007, 1, (2), pp. 341–348.
- [19]- Edoardo Mosca, "Angle Estimation in Amplitude Comparison Monopulse Systems", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-5 , Issue: 2 , pp. 205 - 212, March 1969.
- [20]- J.A. López-Pastor, A. Gómez-Alcaraz, D. Cañete-Rebenaque, A.S. Martínez-Sala, and J.L. Gómez-Tornero Near-Field Monopulse DoA Estimation for Angle-Sensitive Proximity WiFi Readers", *IEEE Access Journal Special Section on Emerging Trends, Issues and Challenges for Array Signal Processing and Its Applications in Smart City*, *IEEE Access*, Vol. 7, page(s): 88450 - 88460, 28 June 2019.
- [21]- A. A. Oliner, "Leakage from higher modes on microstrip line with application to antennas," *Radio Sci.*, vol. 22, pp. 907–912, Nov. 1987.
- [22]- Y. Li, Q. Xue, E. K. Yung and Y. Long, "Quasi microstrip leaky-wave antenna with a two-dimensional beam-scanning capability," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 2, pp. 347-354, Feb. 2009.
- [23]- A.J. Martinez-Ros, J.L. Gómez-Tornero and G. Goussetis, "Frequency scanning leaky wave antenna for positioning and identification of RFID tags," 2011 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications, Sitges, 2011, pp. 451-456.
- [24]- J. Park and A. M. Niknejad, "Y-Band On-Chip Dual Half-Width Leaky-Wave Antenna in a Nanoscale CMOS Process," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Let.*, vol. 12, pp. 1476-1479, 2013.
- [25]- M. Poveda-García, J. Oliva-Sánchez, R. Sanchez-Iborra, D. Cañete-Rebenaque, J.L. Gómez-Tornero, "Dynamic Wireless Power Transfer for Cost-Effective Wireless Sensor Networks using Frequency-Scanned Beaming", *IEEE Access Journal Special Section on Wirelessly Powered Networks*, vol. 7, pp. 8081-8094, Jan.2019.
- [26]- M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "FrequencyScanned 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, Nov. 2019.
- [27]- M. Poveda-García, A. Gómez-Alcaraz, D. Cañete-Rebenaque A. S. Martínez-Sala, 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 Journal Special Section on Emerging Trends, Issues and Challenges for Array Signal Processing and Its Applications in Smart City*, vol. 8, pp. 9380-9394, Jan. 2020.

- [28] J. A. Lopez-Pastor, D. Cañete-Rebenaque, A. S. Martinez- Sala and J. L. Gómez-Tornero, "Hybrid Analog-Digital Processing System for Amplitude-Monopulse RSSI-based MiMo WiFi Direction-of-Arrival Estimation." in IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, Volume 12 , Issue 3 , June 2018).
- [29] J. L. Gómez-Tornero, "Smart Leaky-Wave Antennas for Iridescent IoT Wireless Networks," in Antenna and Array Technologies for Future Wireless Ecosystems , IEEE, 2022, pp.119-181, doi: 10.1002/9781119813910.ch4.
- [30] M. Poveda-García, E. Andreu-García, J. García-Fernández, D. C. Rebenaque and J. L. Gómez-Tornero, "Frequency-Scanned Leaky-Wave Antenna Topologies for Two-dimensional Direction of Arrival Estimation in IoT Wireless Networks," 2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2021, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411300.
- [31] J. A. López-Pastor, A. J. Ruiz-Ruiz, A. S. Martínez-Sala and J. Luis Gómez-Tornero, "Evaluation of an indoor positioning system for added-value services in a mall," 2019 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2019, pp. 1-8, doi: 10.1109/IPIN.2019.8911822.
- [32] M. Poveda-García et al., "Amplitude-Monopulse Radar Lab Using WiFi Cards," 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), 2018, pp. 464-467, doi: 10.23919/EuMC.2018.8541674.
- [33] J. A. López-Pastor, P. Arques-Lara, J. J. Franco-Peñaranda, A. J. García-Sánchez and J. L. Gómez-Tornero, "Wi-Fi RTT-Based Active Monopulse RADAR for Single Access Point Localization," in IEEE Access, vol. 9, pp. 34755-34766, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3062085.
- [34] M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque and J. L. Gómez-Tornero, "Frequency-Scanned Monopulse Pattern Synthesis Using Leaky-Wave Antennas for Enhanced Power-Based Direction-of-Arrival Estimation," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 11, pp. 7071-7086, Nov. 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2925970.
- [35] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque and J. L. Gómez-Tornero, "Frequency-Scanned Monopulse Antenna for RSSI-Based Direction Finding of UHF RFID Tags," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 21, no. 1, pp. 158-162, Jan. 2022, doi: 10.1109/LAWP.2021.3122233.
- [36] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. García-Fernández, D. Cañete-Rebenaque and J. L. G. Tornero, "Design of passive beam-scanning monopulse leaky-wave antennas for direction finding in UHF RFID," 2021 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), 2021, pp. 281-284, doi: 10.1109/RFID-TA53372.2021.9617429.

- [37] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. A. López-Pastor, J. C. Sánchez-Arnoutse and J. L. Gómez-Tornero, "Wi-Fi Direction Finding With Frequency-Scanned Antenna and Channel-Hopping Scheme," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 6, pp. 5210-5222, 15 March 2022, doi: 10.1109/JSEN.2021.3122232.
- [38] 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.
- [39] 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.
- [40] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gómez-Tornero and G. Goussetisy, "Frequency scanning leaky wave antenna for positioning and identification of RFID tags," 2011 *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, 2011, pp. 451-456, doi: 10.1109/RFID-TA.2011.6068677.
- [41] D. Zelenchuk, Martinez-Ros, A.J., Zvolensky, T. et al. W-Band Planar Wide-Angle Scanning Antenna Architecture. *J Infrared Milli Terahz Waves* 34, 127–139 (2013)
- [42] J. L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Guzmán-Quirós and J. C. Sánchez-Arnause, "Design of Ku-band wireless power transfer system to empower light drones," 2016 *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/WPT.2016.7498822.
- [43] M. Poveda-García and J. L. Gómez-Tornero, "Ambiguity Resolution in Amplitude-Monopulse Systems Using Broad-Beam Patterns," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 4, pp. 503-507, April 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3055275.
- [44] N. Bnilam, E. Tanghe, J. Steckel, W. Joseph, and M. Weyn, "ANGLE: ANGular location estimation algorithms," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 14620–14629, 2020.
- [45] M. Aernouts, N. BniLam, R. Berkvens, and M. Weyn, "Simulating a combination of TDoA and AoA localization for LoRaWAN," in *Proc. Int. Conf. P2P, Parallel, Grid, Cloud Internet Comput. Antwerp, Belgium: Springer*, 2019, pp. 756–765.

- [46] T. Janssen, M. Aernouts, R. Berkvens, and M. Weyn, "Outdoor fingerprinting localization using sigfox," in Proc. Int. Conf. Indoor Positioning Indoor Navigat. (IPIN), Sep. 2018, pp. 1–6.
- [47] N. BniLam, G. Ergeerts, D. Subotic, J. Steckel, and M. Weyn, "Adaptive probabilistic model using angle of arrival estimation for IoT indoor localization," in Proc. Int. Conf. Indoor Positioning Indoor Navigat. (IPIN), Sep. 2017, pp. 1–7.
- [48] L.E.Miller , "A Review of Ultra wideband Technology", Wireless Communication Technologies Group,National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, Maryland.
- [49] R. C. Qiu, H. P. Liu, and X. Shen, "Ultra-Wideband for Multiple Access," IEEE Communications Magazine, vol.43, pp.80-87, Feb. 2005.
- [50] R. C. Qiu, "A Study of the Ultra-wideband wireless propagation channel and optimum UWB receiver design, Part I," IEEE J. Selected Areas in Commun. (JSAC), vol.20, no.9, pp.1628-1637, December 2002.
- [51] Q. Zhang, "Ultra-wideband impulse radio communication system design and prototyping", Tennessee Technological University, USA.
- [52] R. E. C. and F. J. Zucker, Antenna Theory Part II, vol. 7. McGrawHill, 1969.
- [53] M. Albani and M. Bandinelli, "Holographic antennas: Principle of operation and design guidelines," Antennas Propag. (EuCAP), 2010 Proc. Fourth Eur. Conf., pp. 1–3, 2010.
- [54] B. H. Fong, J. S. Colburn, J. J. Ottusch, J. L. Visher, and D. F. Sievenpiper, "Scalar and tensor holographic artificial impedance surfaces," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 10, pp. 3212–3221, 2010.
- [55] N. Premkumar, F. Manene, and B. A. Lail, "Design of a 1D Infrared Leaky-Wave Antenna," pp. 172–173, 2015.

- [56] A. H. Panaretos and D. H. Werner, "Spoof plasmon radiation using sinusoidally modulated corrugated reactance surfaces," *Opt. Express*, vol. 24, no. 3, p. 2443, 2016.
- [57] A. M. Patel and A. Grbic, "A printed leaky-wave antenna based on a sinusoidally-modulated reactance surface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 6 PART 2, pp. 2087–2096, 2011.
- [58] A. Sutinjo, M. Okoniewski, and R. H. Johnston, "A holographic antenna approach for surface wave control in microstrip antenna applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 3, pp. 675–682, 2010.
- [59] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, 2000.
- [60] A. F. de Baas, S. Tretyakov, P. Barois, T. Scharf, V. Kruglyak, and I. Bergmair, *Nanostructured Metamaterials: Exchange between experts in electromagnetics and material science*. 2010.
- [61] D. K. Karmokar, K. P. Esselle, and S. G. Hay, "Fixed-Frequency Beam Steering of Microstrip Leaky-Wave Antennas Using Binary Switches," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 6, pp. 2146–2154, 2016.
- [62] A. V. Raisanen et al., "Studies on E-band antennas and propagation," 2013 Loughborough. *Antennas Propag. Conf. LAPC 2013*, no. November, pp. 176–180, 2013.
- [63] "Antenna Engineering Handbook."
- [64] Frank B. Gross, "Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering." pp. 127–136, 2011.

- [65] P. Baccarelli, S. Paulotto, D. R. Jackson, and A. A. Oliner, "Analysis of printed periodic structures on a grounded substrate: A new Brillouin dispersion diagram," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., vol. 2005, no. 2, pp. 1913–1916, 2005.
- [70] Killips, D. .; Kempel, L. .; Radcliffe, J. .; Schneider, S. . Radiation by a Linear Array of Half-Width Leaky-Wave Antennas. ACES Journal 2022, 21, 248-255.
- [71] F. Zaman^{1, *}, I. M. Qureshi², A. Naveed³, J. A.Khan¹, and R. M. A. Zahoor¹ "amplitude and directional of arrival estimation: comparison between different techniques" Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 39, 319–335, 2012
- [72] Asif, Raees & Alamgir, Shahzada & Khan, Junaid. (2015). Direction of Arrival (DOA) Estimation in an Array of Antennas using Derivative-Free Methods. International Journal of Computer Applications. 115. 29-34. 10.5120/20285-2841.
- [73] Asif, Raees & Alamgir, Shahzada & Khan, Junaid. (2015). Direction of Arrival (DOA) Estimation in an Array of Antennas using Derivative-Free Methods. International Journal of Computer Applications. 115. 29-34. 10.5120/20285-2841.