

# UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación

## DISEÑO DE ANTENAS LEAKY-WAVE COMPACTAS PARA SISTEMAS DE LOCALIZACIÓN BASADOS EN REDES BLUETOOTH LOW ENERGY (BLE)

TRABAJO FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA DE SISTEMAS DE  
TELECOMUNICACIONES

**Autor:** Ramón Barrios Herzog

**Director:** José Luis Gómez Tornero

**Codirectores:** María Mercedes Campo Valera

José Antonio López Pastor

Cartagena, 19 de abril de 2023



CONTENIDOS:

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....	3
CAPÍTULO 1: PRINCIPIOS BÁSICOS DE LAS ANTENAS LEAKY-WAVES.....	5
1.1. Introducción a las antenas Leaky-Waves .....	5
1.2. Características de las antenas Leaky-Waves .....	5
1.3. Patrón de radiación de las antenas Leaky-Waves .....	7
1.4. Factor de eficiencia de las antenas Leaky-Waves .....	9
1.5. Ganancia de las antenas Leaky-Waves.....	9
CAPÍTULO 2: HALF-WIDTH LEAKY-WAVE ANTENNA (HWLWA).....	10
2.1. Microstrip LWA .....	10
2.2. Parámetros de diseño (W, H, LA, $\epsilon_r$ ).....	11
CAPÍTULO 3: METODOLOGÍA Y RESULTADO DEL DISEÑO DE LA ANTENA LW .....	13
3.1. Introducción a HFSS .....	13
3.2. Diseños iniciales .....	15
3.2.1. Diseño inicial con alimentación microstrip .....	16
3.2.2. Diseño inicial con alimentación coaxial.....	18
3.3. Simulación y diseño final de la LWA con cavidad de aire .....	20
3.3.1. Introducción y dimensiones del diseño .....	20
3.3.2. Obtención de los parámetros S de adaptación .....	22
3.3.3. Obtención del patrón de radiación .....	25
3.3.4. Obtención de la eficiencia de radiación y ganancia de pico.....	26
3.3.5. Obtención de haces en coordenadas UV y función monopulso.....	27
CAPÍTULO 4: FABRICACIÓN Y MEDICIÓN DE LA ANTENA LEAKY-WAVE .....	33
4.1. Fabricación de la antena .....	33
4.2. Medición de los resultados en la cámara anecoica.....	34
4.3. Comparación resultados reales con simulados.....	38
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	42
CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA Y ANEXOS.....	43
Bibliografía:.....	43
Anexo 1: Especificaciones conector coaxial TE Connectivity 1-1478968-0, Hembra, Recta, Impedancia 50 $\Omega$ , Montaje de Reborde: .....	49
Anexo 2: Especificaciones Silver Conduc Epoxy 15G SYR:.....	50

## INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Las antenas de onda de fuga ("leaky-wave antennas", LWAs), se caracterizan por la sencillez que tienen para generar patrones de radiación directivos escaneados en un plano utilizando una alimentación sencilla a modo de línea de transmisión radiante [1], [77].

Una de las aplicaciones de las antenas LWAs, es la implementación de sistemas de localización angular basados en la síntesis de diagramas monopulso [3]. Como se demostró en [4]-[10], los dos puertos opuestos de la antena LWA pueden ser usados en configuración bidireccional. De esta forma, una única apertura común servirá para generar los diagramas de radiación monopulso, reduciendo así el coste de la antena si lo comparamos con otras topologías de antenas más convencionales como las antenas de panel impresas [11]-[22], las cuales necesitan dos aperturas independientes para sintetizar los dos haces que generan los diagramas monopulso. Así mismo, las antenas LWA permiten conseguir múltiples haces escaneados en frecuencia, siendo por tanto una solución más sencilla que otros tipos de antenas multi-haz o de haz escaneado. Por ejemplo, las antenas basadas en phased-arrays [23] o las LWAs reconfigurables electrónicamente [24]-[26], necesitan componentes de radiofrecuencia sintonizables o controlados por señales externas, tales como diodos varactores, diodos PIN, o dispositivos basados en cristales líquidos, lo cual encarece el sistema. De la misma forma, las antenas conmutadas ("switched-beam antennas") [27], y las antenas de tipos ESPAR ("electronically steerable parasitic array radiator") [28], [29], necesitan de conmutadores o "switches" controlados externamente. Igualmente, muchos otros tipos de antena multihaz [30]-[33] necesitan de complejas redes de microondas ("beam-forming networks" [34],[35]) para formar los diferentes haces, que de nuevo complican el diseño total de la antena. Finalmente, los sistemas de localización basados en antenas rotatorias [36]-[39] necesitan de elementos mecánicos para girar las antenas.

Por todos estos motivos, las LWAs se están proponiendo como antenas más compactas, sencillas y de menor coste [40] para aplicaciones de localización en el contexto de dispositivos móviles conectados al Internet de las Cosas (IoT). El grupo de investigación Grupo de Electromagnetismo Aplicado a las Telecomunicaciones (GEAT) ha desarrollado diferentes diseños de LWA para distintas redes inalámbricas y en distintas bandas de frecuencias [41]. En la banda de 2.4 GHz podemos encontrarlas en redes WLAN de tipo WiFi [42]-[45], así como para la banda de 5 GHz de redes Wi-Fi [46]. En la banda de 2.4 GHz, el grupo GEAT también ha diseñado antenas LWA para localización en redes WPAN de tipo Bluetooth [47]-[49], así como para redes de sensores WSN de tipo Zigbee [50]. En la banda de 900 MHz podemos encontrar diseños para redes de sensores pasivos RFID [51]-[53], así como para sensores activos de tipo LoRA [54]. También el GEAT está desarrollando recientemente antenas LWA para aplicaciones en la banda de UWB (de 4 a 8 GHz) [55] y para RADAR en la banda milimétrica de 60 GHz [56]. Cabe destacar que este tipo de antenas LWA se han aplicado también a sistemas de transferencia de energía por microondas (WPT, Wireless Power Transfer), tanto en la banda de 2.4 GHz [50], como en la banda de 15 GHz [57].

En este TFG se ha realizado un nuevo diseño de LWA monopulso para sistemas BLE anteriores [47]-[49] desde el punto de vista de reducir el tamaño y el coste de fabricación, por lo tanto, haciendo unas antenas más compactas y económicas. BLE son las siglas de "Bluetooth Low Energy" y como su propio nombre indica, es una variación del estándar Bluetooth para un consumo de potencia bajo. Se introdujo en diciembre de 2009 como parte de las especificaciones Bluetooth 4.0. BLE se desarrolló para aplicaciones que no necesitan una señal fuerte. Es por ello por lo que su requerimiento de potencia eléctrica es menor que para otros sistemas, empleándose en la implementación de sensores de proximidad o electrodomésticos inteligentes. Por lo tanto, si utilizamos BLE estamos optimizando el consumo de potencia lo que se traduce en una mayor duración de la batería. Además, BLE puede comunicarse en un rango más largo de distancia que los 100 metros que admite el Bluetooth clásico. Finalmente, mejora bastante la latencia llegando a valores aproximados de 3 ms.

Con respecto a las LWA diseñadas anteriormente, estaban pensadas para optimizar la resolución angular, para lo cual tenían varias longitudes de onda (por ejemplo, las antenas de [6] tenían 36 cm y las de [47] 43 cm para una frecuencia central de 2.45 GHz, lo que equivale, respectivamente, a 3 y 3.6 longitudes de onda a dicha frecuencia). Sin embargo, en este trabajo, las antenas BLE monopulso diseñadas tienen una longitud

aproximada de 12 cm (una longitud de onda), y aun así permiten sintetizar diagramas de radiación escaneados de tipo monopolso para localización angular en las tres frecuencias bluetooth (2.402, 2.426 y 2.48 GHz).

Se emplea la misma tecnología de antenas impresas usada anteriormente por el grupo GEAT, basadas en la línea Half-Width Microstrip (HWM) LWA [9], [41], y propuesta por otros investigadores en [58]-[60]. Así mismo, dada la reducida longitud requerida, se utilizará un sustrato con una cavidad de aire y una altura de cavidad considerable, para aumentar la tasa de radiación del modo de fuga, de forma que se maximice la eficiencia de radiación y además se reduzca el acoplo entre los puertos de la antena. Debido a este aumento de altura o grosor, se utiliza un diseño especial de la red de alimentación ya que no se podrán usar líneas microstrip para adaptar la antena como se hace en las antenas LWA impresas de tipo HWM LWA. Por el contrario, la antena diseñada necesitará sondas coaxiales perpendiculares a la guía radiante, tal y como se ha hecho con otras antenas basadas en guías de onda diseñadas por el grupo de investigación [61]-[62]. Por lo tanto, una parte fundamental de estas antenas integradas será el diseño del circuito de alimentación.

Un aspecto clave de este TFG ha sido el estudio del control del ángulo de apuntamiento y el ancho de haz de los haces generados por cada puerto, para así poder generar haces monopolso que se corten de forma eficiente [9]. Para ello, es necesario controlar la velocidad de propagación y la tasa de radiación del modo de fuga presente en la antena LWA diseñada. En trabajos anteriores del grupo de investigación, se ha demostrado cómo controlar estos parámetros usando antenas LWA en diferentes tecnologías, tales como la guía de onda híbrida con circuito impreso [63], [64], la línea microstrip encapsulada [65], la LWA basada en resonador Fabry-Perot unidimensional [66], o la LWA SIW basada en la guía de onda integrada en sustrato [67]. Por el contrario, la antena LWA diseñada en este TFG, al ser un híbrido entre una HWM LWA y una LWA en guía de onda, no teníamos experiencia previa de cómo conseguir este control independiente. Además, se añade la dificultad de que, si bien las LWAs anteriormente descritas tenían un circuito equivalente para poder analizar la dispersión de los modos de fuga presentes (ver [68]-[70]), la LWA resultante de este TFG ha debido diseñarse con software de análisis electromagnético comercial (HFSS, [76]) "full-wave", sin poder recurrir a circuitos equivalentes que hicieran más eficiente la obtención de los modos de fuga. Por fortuna, el tamaño reducido de la antena diseñada ha permitido analizar la antena con un coste computacional no muy alto.

Otro aspecto fundamental es el uso de sustratos con bajas constantes dieléctricas (en este trabajo se realiza el estudio para sustratos de material FR4 y FOAM, donde en esta última, su constante dieléctrica es parecida al aire) para minimizar el efecto de "frequency-beam squinting" o desenfoco del ángulo de apuntamiento de la antena al variar la frecuencia. El grupo GEAT también ha desarrollado diversos estudios sobre antenas LWA con reducción del "frequency beam squinting" [71]-[75], si bien nunca en esta tecnología de LWA estudiada en el presente TFG. Por este motivo, la antena diseñada finalmente se ha rellenado de aire para disminuir la dispersión con la frecuencia.

Por último, la antena se ha fabricado con técnicas y materiales de bajo coste, lo que permite su implementación y puesta en marcha en proyecto con un bajo presupuesto.

Las fases que se han llevado a cabo para realizar este trabajo son:

1. Estudiar el estado del arte y el análisis teórico de este tipo de antenas.
2. Desarrollar el modelo teórico usando rutinas en Matlab.
3. Desarrollar el modelo numérico haciendo uso del software comercial Ansys HFSS.
4. Analizar los diferentes diseños y elegir el más adecuado para la fabricación.
5. Optimizar los parámetros del diseño.
6. Obtener los parámetros de Scattering, los patrones de radiación simulados y la función monopolso.
7. Fabricar y calibrar la antena diseñada.
8. Medir y analizar los resultados obtenidos.
9. Realizar la comparación entre los datos medidos y los simulados.

# CAPÍTULO 1: PRINCIPIOS BÁSICOS DE LAS ANTENAS LEAKY-WAVES

## 1.1. Introducción a las antenas Leaky-Waves

Las antenas Leaky-Waves (LWA) se definen como aquellas estructuras electromagnéticas cuya radiación se realiza a lo largo de la longitud de la antena en una guía de onda [78]. Estas ondas que se propagan se denominan ondas de fuga (leaky waves). En la figura 1 y 2 se puede observar este efecto de fuga de forma longitudinal a lo largo de la estructura de la antena:

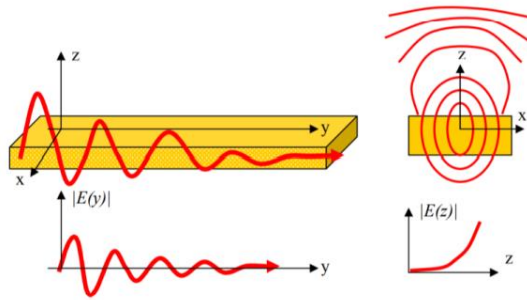


Figura 1. Onda de fuga propagándose y radiando en una guía dieléctrica

Las ondas de fuga son modos que van perdiendo potencia mientras se propagan a lo largo de la guía dieléctrica abierta (eje Y de la figura) ya que se dirigen a la parte exterior de la guía, y esto es lo que produce la radiación en el eje Z de la figura, aunque ya se verá en próximos capítulos que la antena a diseñar en este trabajo radiará en varios planos.

Para entender el funcionamiento de este tipo de ondas, las podemos diferenciar con las ondas de superficie que como su nombre indica son aquellas que se propagan a lo largo de la superficie del dieléctrico. A diferencia de las ondas de fuga, en el exterior de la guía eléctrica el nivel de amplitud de los campos se reduce con el aumento de la distancia y por ello no existe radiación [77].

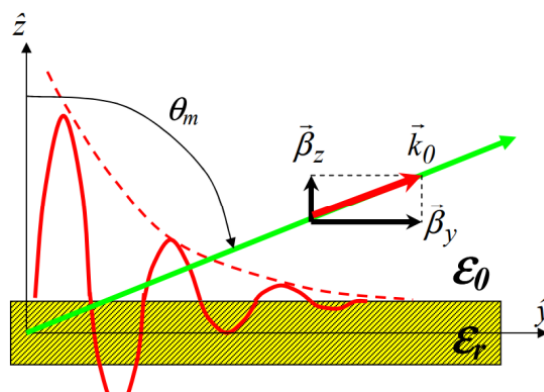


Figura 2: Onda de superficie propagándose en una guía dieléctrica

## 1.2. Características de las antenas Leaky-Waves

A continuación, se define la constante de propagación longitudinal compleja  $k_y$  de una antena LW por medio de la siguiente ecuación (1.1) (Las ecuaciones que se van a mostrar a continuación se han obtenido de [79]):

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \text{ (m}^{-1}\text{)} \quad (1.1)$$

En la expresión (1.1) se observa que está formada por una parte real llamada la constante de fase o de propagación,  $\beta_y$ , la cual determina cómo varía la fase a lo largo de la dirección longitudinal en rad/m, y por

una parte imaginaria  $\alpha_y$  que se denomina constante de atenuación o fuga, la cual determina el nivel de potencia electromagnética que se fuga y por lo tanto se radia por unidad de longitud en nep/m. A este segundo término se le conoce también como tasa de radiación, debido a que caracteriza el efecto de radiación. Para seguir caracterizando la antena es importante visualizar estos términos que se han comentado a través de la figura (2) en la cual se representa una onda de fuga y su atenuación a lo largo de la distancia.

Una de las principales características de las LWA es que permite realizar un escaneo espacial angular utilizando una serie de barridos en frecuencia. En la figura 2 el parámetro que indica este desvío angular respecto al eje Z es el ángulo de radiación  $\theta_{RAD}$ . Para calcular  $\theta_{RAD}$  se utilizará óptica geométrica, donde se partirá inicialmente del vector de propagación longitudinal  $\vec{\beta}_y$  (1.2) y del vector de propagación transversal  $\vec{\beta}_z$  (1.3):

$$\vec{\beta}_y = \beta_y \hat{y} \quad (1.2)$$

$$\vec{\beta}_z = \beta_z \hat{z} \quad (1.3)$$

En la figura 2 se observa otro parámetro al cual se le denomina vector de propagación en espacio libre o número de onda,  $\vec{k}_0$ , y su expresión es la siguiente suma vectorial (1.4):

$$\vec{k}_0 = \vec{\beta}_y + \vec{\beta}_z = \beta_y \hat{y} + \beta_z \hat{z} \quad (1.4)$$

Si se expresa en función de los módulos se obtendría la siguiente expresión (1.5):

$$k_0 = |\vec{k}_0| = \sqrt{\beta_y^2 + \beta_z^2} \quad (1.5)$$

Reorganizando términos y teniendo en cuenta que  $\epsilon_r \approx 1$  ya que el modo de fuga se propaga por el aire se obtiene la siguiente expresión (1.6):

$$\beta_y = \sqrt{k_0^2 - \beta_z^2} ; k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{2\pi f}{c_0} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (1.6)$$

Observando el triángulo de vectores de la figura 3 y aplicando trigonometría se obtiene la expresión de  $\theta_{RAD}$  (1.7):

$$\sin(\theta_{RAD}) = \frac{\beta_y}{k_0} \quad (1.7)$$

Utilizando la expresión 2.6 y despejando  $\theta_{RAD}$  se obtiene la siguiente expresión (1.8):

$$\theta_{RAD} = \arcsin \left( \frac{\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \beta_z^2}}{\frac{2\pi}{\lambda_0}} \right) \quad (1.8)$$

Con esta expresión se obtienen diferentes ángulos de radiación variando la frecuencia. Una condición a tener en cuenta es, que la constante de propagación longitudinal  $\beta_y$  no sea mayor que la constante de propagación en el vacío  $k_0$  ya que si esto no fuese así no existiría constante de propagación transversal  $\beta_z$ . A esta expresión se le denomina condición de radiación expresada a continuación (1.9) [78]:

$$\frac{\beta_y}{k_0} < 1 \quad (1.9)$$

A partir de esta condición se puede obtener la siguiente expresión (1.10):

$$\beta_y < k_0 \rightarrow \frac{\omega}{v_p} < \frac{\omega}{c_0} \rightarrow v_p > c_0 \quad (1.10)$$

Donde  $v_p$  es la velocidad de propagación en la dirección longitudinal que debe ser mayor a la velocidad de la luz en el vacío  $c_0$ , este tipo de ondas se definen como ondas rápidas (fast waves).

Si  $v_p < c_0$  no se cumple la condición 1.9, por lo tanto, a este tipo de ondas, se les conoce como ondas lentas (slow-waves).

Otro parámetro importante para caracterizar las LW es el ancho de haz  $\Delta\theta$ , que está relacionado con la constante de propagación longitudinal  $\beta_y$  y la tasa de radiación  $\alpha_y$  de la siguiente forma (1.11):

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{\left(\frac{L}{\lambda_0}\right) \cos(\theta_{RAD})} = \frac{1}{\left(\frac{L}{\lambda_0}\right) \cos\left(\sin^{-1}\left(\frac{\beta_y}{k_0}\right)\right)} \quad (1.11)$$

Donde "L" es la longitud de la estructura y  $\lambda_0 = \frac{2\pi}{k_0}$  es la longitud de onda en espacio libre.

Por otro lado, el campo cercano de las antenas leaky wave puede definirse con la siguiente expresión (1.12) [79]:

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}(x, z) \cdot e^{-jk_y y} = \vec{E}(x, z) \cdot e^{-\alpha_y y} \cdot e^{-j\beta_y y} \quad (1.12)$$

Si se añade también la variación armónica con el tiempo, es decir, un carácter temporal, la amplitud del campo eléctrico a lo largo de la guía se obtendría de la siguiente forma (1.13):

$$\begin{aligned} \vec{E}(x, y, z, t) &= \Re \{ \vec{E}(x, y, z) \cdot e^{-j\omega t} \} = \Re \{ \vec{E}(x, z) \cdot e^{-jk_y y} \} = \\ &= \vec{E}(x, z) * e^{-\alpha_y y} \cdot \cos(\omega t - \beta_y y) \end{aligned} \quad (1.13)$$

Se puede observar en la expresión (1.13), que la amplitud del campo eléctrico depende de la tasa de radiación  $\nu$  y de la constante de fase longitudinal  $\beta_y$ . Como el campo lejano se puede obtener aplicando la transformada de Fourier del campo cercano en la apertura de la antena, el campo lejano obtenido dependerá por tanto de  $\alpha_y$  y de  $\beta_y$  [79]

### 1.3. Patrón de radiación de las antenas Leaky-Waves

El patrón o diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de las propiedades de radiación que tiene la antena dependiendo de las diferentes direcciones del espacio a una distancia fijada (normalmente una distancia tal que la medida se esté realizando en la región de campo lejano).

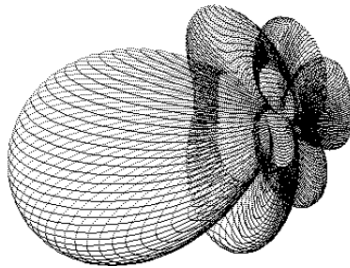


Figura 3a. Patrón de radiación en 3D

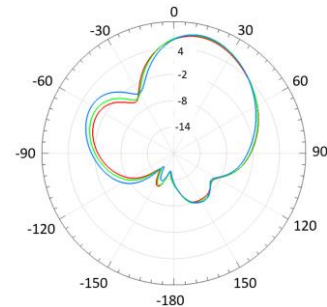


Figura 3b. Patrón de radiación en 2D

La zona de radiación máxima se denomina haz principal o lóbulo principal, mientras que las zonas que rodean estos máximos de radiación con una menor amplitud se les llama lóbulos secundarios. Entre los diferentes lóbulos nos encontramos los nulos que son zonas donde la radiación es cero o es tan baja que se puede considerar como si fuese cero. Estos elementos se pueden observar en la figura 4:

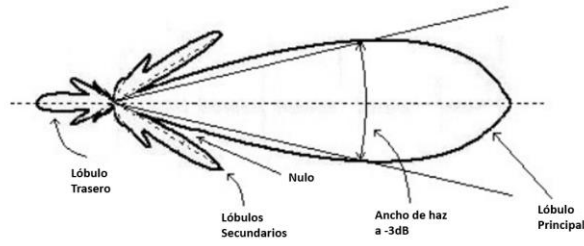


Figura 4. Elementos del patrón de radiación

Para las antenas LW es importante conocer qué es el “Scanning Pattern Bandwidth”, que se define como el rango de frecuencias donde la directividad obtenida para una dirección de observación fija  $\theta_0$  está por encima de  $-3\text{dB}$  con respecto a la directividad que se consigue para la frecuencia de trabajo o de diseño  $f_0$  (donde  $f_1 < f_0 < f_2$ , que son los valores de frecuencia que limitan dicho rango) [77]

Para las antenas LW conforme se va cambiando la frecuencia se está modificando también el ángulo de escaneo como se puede observar en la figura 5:

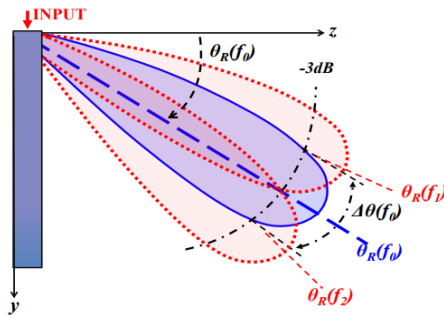


Figura 5. Modificación del ángulo de escaneo dependiendo de la frecuencia

Por lo tanto, se tiene la siguiente condición (1.14a y 1.14b):

$$\theta_R(f_1) + \frac{\Delta\theta_{-3\text{dB}}(f_1)}{2} = \theta_R(f_0) \quad (1.14a)$$

$$\theta_R(f_2) - \frac{\Delta\theta_{-3\text{dB}}(f_2)}{2} = \theta_R(f_0) \quad (1.14b)$$

De estas expresiones (1.14a y 1.14b),  $\theta_R(f)$  es el ángulo de escaneo a cualquier frecuencia y  $\Delta\theta_{-3\text{dB}}(f)$  es el ancho de haz que como se ha indicado anteriormente, se calcula en la caída a  $-3\text{dB}$  hacia ambos sentidos del lóbulo principal. A continuación, se obtiene una expresión (1.15) que aproxima el resultado de la diferencia de los ángulos de escaneo para las dos frecuencias que limitan el rango de frecuencias, teniendo en cuenta que los anchos de haz para  $f_0$ ,  $f_1$  y  $f_2$  son aproximadamente iguales (esta aproximación es buena para las antenas que tengan una gran apertura, que sean muy directivas y de banda estrecha) [17]:

$$\theta_R(f_2) - \theta_R(f_1) = \frac{\Delta\theta_{-3\text{dB}}(f_2)}{2} - \frac{\Delta\theta_{-3\text{dB}}(f_1)}{2} \approx \Delta\theta_{-3\text{dB}}(f_0) \quad (1.15)$$

A esta diferencia de los ángulos de escaneo se le conoce como SPAR (Scanning Pattern Angular Range). A partir del SPAR se puede definir el SPBW (Scanning Pattern Bandwidth) que es la diferencia de las dos frecuencias que limitan el rango de estas (1.16a y 1.16b):

$$SPAR = \Delta\theta = \theta_R(f_2) - \theta_R(f_1) \quad (1.16a)$$

$$SPBW = \Delta f = f_2 - f_1 \quad (1.16b)$$



El ancho de haz a  $-3dB$  se puede utilizar también para calcular de forma aproximada la longitud de la antena ya tiene la siguiente expresión (1.17):

$$\Delta\theta_{-3dB} \approx \frac{\frac{180}{\pi}}{\frac{L_{antena}}{\lambda_0} \cdot \cos\theta_R} \quad (1.17)$$

A partir del ancho de haz a  $-3dB$  se puede obtener el valor del error máximo permitido,  $\delta\theta_R$  de la siguiente forma (1.18):

$$\delta\theta_R = \frac{\Delta\theta_{-3dB}}{2} \quad (1.18)$$

#### 1.4. Factor de eficiencia de las antenas Leaky-Waves

Se ha comentado anteriormente que,  $\alpha_y$  es la constante de atenuación y está relacionada con la eficiencia de la antena LW. Se debe obtener un valor adecuado de la constante de atenuación ya que determinará la eficiencia de la antena, tanto en su radiación como iluminación.

Si  $\alpha_y$  decae rápidamente se obtendrá una eficiencia de iluminación baja, pero si decae muy lentamente la eficiencia que tendrá un valor bajo será la de radiación, por ello es importante fijar un valor adecuado para tener una correcta eficiencia de iluminación y de radiación. Generalmente, se establece un factor de eficiencia ( $\eta$ ) de aproximadamente un 90%, cuyo valor se puede obtener con la siguiente expresión [80] (1.19):

$$\eta = 1 - e^{-2\alpha_y L_A} \quad (1.19)$$

La iluminación de una antena LW disminuye a lo largo del eje donde se propaga la onda (eje y) lo que provoca que aumente la potencia radiada ya que son inversamente proporcionales.

#### 1.5. Ganancia de las antenas Leaky-Waves

Una de las características más importantes de una antena es su ganancia, que se define como la razón entre la intensidad de campo que es producida por una antena en un punto y la intensidad de campo que produce una antena isotrópica aplicado en ese mismo punto y bajo las mismas condiciones.

Como se ha explicado anteriormente las antenas LW son un tipo de antenas que, aunque tengan un tamaño reducido y una estructura simple, consiguen obtener diagramas de radiación de alta ganancia.

Una expresión que relaciona la eficiencia de la antena  $\eta$ , la ganancia  $G$  y la directividad  $D$  de la antena de la siguiente forma [77] (1.20):

$$\eta = \frac{G}{D} \quad (1.20)$$

Por lo tanto, la ganancia es inversamente proporcional a la directividad de la antena, cuanto mayor sea dicha directividad menos será la ganancia y viceversa.

## CAPÍTULO 2: HALF-WIDTH LEAKY-WAVE ANTENNA (HWLWA)

### 2.1. Microstrip LWA

En la actualidad, se vienen desarrollando nuevos modelos de antenas LW para mejorar sus prestaciones. Uno de estos modelos o variantes se denomina Planar Leaky Wave Antennas (PLWAs). Este tipo de antenas destaca por su capacidad de combinar las características positivas de las antenas planares (como son su bajo perfil, bajo coste y una simple integración con otras tecnologías lo que permite una mayor portabilidad) con las antenas LW (donde se puede destacar su red de alimentación sencilla, una alta directividad y la capacidad de realizar un escaneo en frecuencia) [81]

Los primeros diseños de PLWAs fueron propuestos por Menzel [82] y Ermet [83] y estaban basados en que la radiación se producía en el primer modo de orden superior de la línea Microstrip, que se define como  $EH_{01}$ . La figura 6a muestra el diseño de la antena PLW realizado por Menzel y en la figura 6b se observa a distribución del campo eléctrico en una Microstrip del modo  $EH_{01}$ :

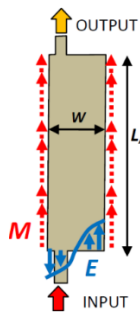


Figura 6a. Diseño antena PLW de Menzel

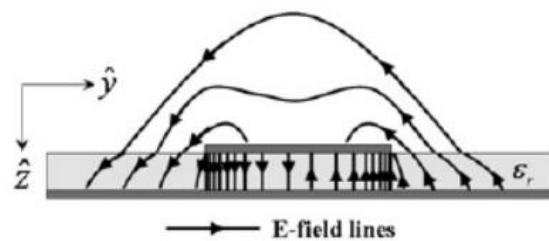


Figura 6b. Distribución del campo eléctrico en una Microstrip del modo  $EH_{01}$

Oliner y Lee [84] realizaron un estudio en profundidad y explicaron en detalle la radiación de las antenas PLW. En este apartado se estudia el diseño de una variante de las MLWA denominada Half Width Microstrip Leaky Wave Antennas HWMLWA.

Las HWMLWA se caracterizan por tener únicamente un borde radiante, es decir, tienen una línea Microstrip cortocircuitada en uno de los bordes y utiliza una pared metálica que actúa como conductor eléctrico perfecto (PEC), el ancho de esta línea se ha reducido a la mitad respecto a las MLWA anteriores. La pared metálica que está funcionando como PEC, se deberá diseñar de tal manera que cuando la onda incida con un cierto ángulo se refleje con la misma energía (no existe refracción), por ello no deben producirse pérdidas entre la onda electromagnética y la pared. La radiación o efecto de fuga se producirá en el extremo radiante ya que la onda que se propaga al llegar a este extremo no encuentra ningún obstáculo que le impida continuar, por lo tanto, pasa a propagarse al exterior donde se tendrá una distinta permitividad relativa [81].

Una de las ventajas más importantes es que este tipo de antenas tienen las mismas características de radiación y capacidad de escaneo que una antena LW completa, pero con un menor tamaño, además es destacable que solo se propaga el modo fundamental gracias al uso de este tipo de estructura.

El modo leaky de primer orden se puede expresar utilizando la constante de propagación compleja  $k$ , la cual depende de la constante de fase y de la constante de atenuación como se muestra en la siguiente expresión (2.1):

$$k = \beta - j\alpha \quad (2.1)$$

La constante de atenuación o tasa de fuga ( $\alpha$ ) controla el ancho de haz ( $\Delta\theta$ ) y la constante de fase  $\beta$  el ángulo de apuntamiento  $\theta_{RAD}$ . Por lo tanto, se definen las siguientes expresiones [81] (2.2a y 2.2b):

$$\sin[\theta_{RAD}(f)] \approx \frac{\beta(f)}{k_0(f)} \quad (2.2a)$$

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{\frac{L_A}{\lambda_0} \cos[\theta_{RAD}(f)]} \quad (2.2b)$$

Podemos observar de estas expresiones (2.2a y 2.2b) que  $\beta$  y  $k_0$  dependen de la frecuencia y por lo tanto el ángulo de radiación también dependerá de la frecuencia de trabajo (2.3):

$$\eta_{RAD} = 1 - e^{-2\alpha_y L_A} = 1 - e^{-4\pi \frac{\alpha}{k_0} \frac{L_A}{\lambda_0}} \quad (2.3)$$

Como se ha dicho, este tipo de antenas tienen la capacidad inherente de escaneo en la frecuencia de trabajo. En la figura 7 se muestra la capacidad de escaneo en frecuencia cuando se utilizan 3 frecuencias diferentes:

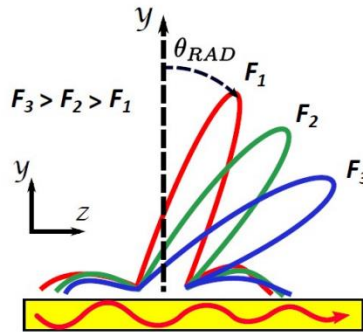


Figura 7. Capacidad de escaneo en frecuencia utilizando 3 frecuencias distintas

## 2.2. Parámetros de diseño ( $W$ , $H$ , $L_A$ , $\epsilon_r$ )

Para realizar el diseño de la antena HWLWA se tendrán que realizar una serie de análisis paramétricos en donde se irán variando una serie de parámetros en función del funcionamiento que se quiera conseguir. A parte de todos los parámetros que se han ido introduciendo en el anterior apartado, se tienen que indicar varios parámetros que afectan directamente al funcionamiento de la antena. Estos parámetros son: la anchura de la antena ( $W$ ), la altura o espesor del sustrato ( $H$ ), la longitud de la antena ( $L_A$ ) y finalmente la permitividad relativa del sustrato ( $\epsilon_r$ ). En la figura 8 se pueden observar los parámetros comentados:

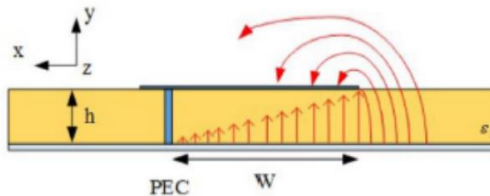


Figura 8. Parámetros de diseño de una antena HWLWA

A continuación, se describe la influencia de estos parámetros en el diseño de la antena [81]:

- **Anchura de la antena,  $W$ :** Este parámetro afecta en la constante de propagación o fase  $\beta$  del modo leaky a lo largo de la antena. Si se aumenta la anchura la frecuencia de corte disminuirá y viceversa. Además, con este parámetro se puede controlar el ángulo de apuntamiento de los haces, esto se podrá observar mejor en los próximos capítulos en el diseño de la antena.

- **Altura o espesor del sustrato,  $H$ :** Si se aumenta el espesor del sustrato la frecuencia de corte disminuye y viceversa. Con este parámetro también se puede controlar la eficiencia de radiación. Finalmente, este parámetro será importante en los diseños de los siguientes apartados ya que será muy importante en el cambio de red de alimentación.

- **Longitud de la antena,  $L_A$ :** Este parámetro afecta a la anchura de haz y permite controlar la ganancia de la antena y la directividad del haz con él.

- **Permitividad relativa del sustrato,  $\epsilon_r$ :** Cuando se aumenta el valor de la permitividad relativa del sustrato, la frecuencia de corte disminuye y aumenta la dispersión en frecuencia del modo leaky teniendo un mayor escaneo.

Con la caracterización de estos parámetros se podrá optimizar el funcionamiento de la antena según los requerimientos necesarios, como son: parámetros S, directividad, ganancia, ancho de haz o eficiencia.

# CAPÍTULO 3: METODOLOGÍA Y RESULTADO DEL DISEÑO DE LA ANTENA LW

## 3.1. Introducción a HFSS

En este capítulo se explican los pasos para la obtención del diseño definitivo de la antena, realizado mediante el software comercial Ansys HFSS.

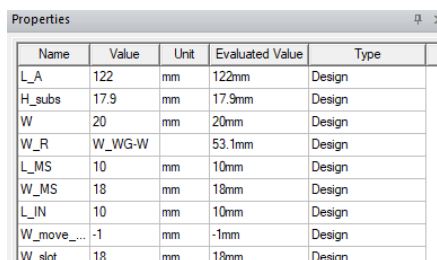
Ansys HFSS es un software de simulación electromagnética (EM) 3D que se utiliza para el diseño y simulación de dispositivos o productos electromagnéticos a altas frecuencia, como por ejemplo antenas, componentes de radio frecuencia o microondas, filtros, componentes electrónicos de sistemas de comunicación a altas velocidades, satélites, ADAS “Advance Driver Assistance Systems” y productos que se puedan encontrar en el IoT.

HFSS tiene las siguientes características [76]:

- Este programa maneja el método de elementos finitos (FEM): Este método se basa en aproximar las soluciones de una serie de ecuaciones diferenciales parciales muy complejas, ya que el coste computacional para resolver dichas ecuaciones es muy elevado.
- Es la principal herramienta de simulación electromagnética para I+D y creación de prototipos de diseño virtual.
- Reduce la duración del tiempo del ciclo de desarrollo y aumenta la fiabilidad y rendimiento del producto.
- Realiza análisis del tipo EMI (Electromagnetic Interferences), que son aquellos con los que se detectan, analizan y corrigen las causas de las interferencias electromagnéticas al inicio del proceso de desarrollo. Este análisis es importante ya que es una forma más segura de evitar redesigns.
- Realiza análisis del tipo EMC (Electromagnetic compatibility): se utilizan para comprobar la compatibilidad electromagnética del producto, esto sirve para garantizar que los dispositivos que se están diseñando no se ven afectados por campos electromagnéticos y además que dicho dispositivo no afecte a otros dispositivos mediante campos electromagnéticos.
- Finalmente, otro de los análisis que se pueden realizar es el de integridad de la señal y su potencia.

Para el diseño de la antena de este trabajo se han utilizado las siguientes funcionalidades de HFSS:

- Insertar de forma correcta los parámetros o medidas que se quieran utilizar utilizando el cuadro de propiedades, como se muestra en la figura 9:



Name	Value	Unit	Evaluated Value	Type
L_A	122	mm	122mm	Design
H_subs	17.9	mm	17.9mm	Design
W	20	mm	20mm	Design
W_R	W_WG-W		53.1mm	Design
L_MS	10	mm	10mm	Design
W_MS	18	mm	18mm	Design
L_JN	10	mm	10mm	Design
W_move_...	-1	mm	-1mm	Design
W_slot	18	mm	18mm	Design

Figura 9. Cuadro de propiedades del diseño

- Es fundamental indicar al programa qué partes del diseño se considerarán como puertos, y para ello habrá que fijarse en la pestaña de “Excitaciones” y además también se muestra en “Port Field Display”. En la figura 10a y 10b se muestra lo comentado:

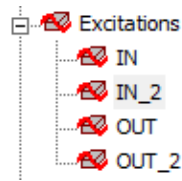


Figura 10a. Pestaña de “Excitaciones”

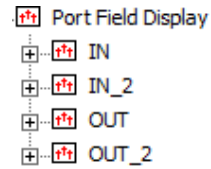


Figura 10b. Pestaña de “Port Field Display”

- Para realizar los diferentes análisis del diseño y poder obtener los resultados se utiliza la pestaña de “Analysis” en la que se podrán añadir diversos “Setup” en los cuales se pueden seleccionar diferentes análisis en función de lo que se quiera obtener. En este trabajo se han utilizado tres tipos de análisis: El primero que analiza el diseño para las frecuencias de trabajo que en este caso son las tres frecuencias bluetooth (2.402 GHz, 2.426 GHz y 2.48 GHz); el segundo Setup, realiza un barrido entre 2.4 GHz y 2.5 GHz y se utilizará sobre todo para la obtención de los parámetros de Scattering; y finalmente un último Setup, que realiza un barrido desde los 2 GHz a 3 GHz ya que es interesante observar el funcionamiento del diseño en un rango frecuencial más amplio. En la figura 11 se muestra esta pestaña:

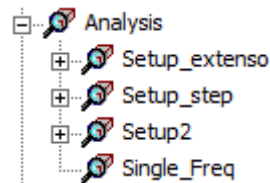


Figura 11. Pestaña de “Setup”

- La siguiente funcionalidad que se utiliza en este trabajo es la pestaña de “Optimetrics”, esta funcionalidad de HFSS permite realizar diversos análisis paramétricos para, como su nombre indica, optimizar el diseño de la mejor forma posible. A la hora de crear un optimizador se pueden elegir las variables del diseño que se quieren optimizar y entre qué rango se desean simular valores. Además de indicar las variables al optimizador, se deberá indicar cual o cuales son los objetivos de la optimización, en el caso de este trabajo el objetivo es conseguir un parámetro S11 menor o igual a  $-10\text{ dB}$  y un parámetro S21 que fuese lo más pequeño posible. El optimizador tras cada iteración indica el denominado coste, el cual muestra como de cerca se ha quedado la iteración de los objetivos marcados (cuanto más se acerque el coste a cero más cerca de los objetivos se encuentra esa iteración). Se han utilizado dos tipos de optimizadores: “Quasi Newton (Gradient)” y “Multi-Objective Genetic Algorithm (Random-search)”, el segundo optimizador realiza iteraciones de forma aleatoria y es útil para encontrar un punto de inicio el cual se utilizará en el primer optimizador ya que este trabaja alrededor de los valores iniciales que se indican. En la figura 12 se muestra esta pestaña:

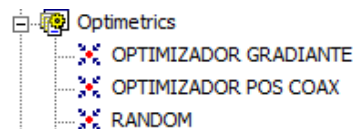


Figura 12. Pestaña de “Optimetrics”

- Tras optimizar y analizar el diseño, se visualizan los resultados en la pestaña “Results”. Para el análisis de los parámetros de Scattering se utiliza el siguiente tipo de gráfica “Modal Solution Data Report” y para el resto de las características se utilizará “Far Field Report”. En la figura 13 se muestra esta pestaña:

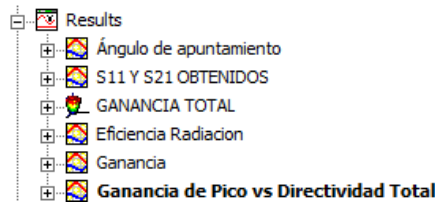


Figura 13. Pestaña de “Results”

- Finalmente, en HFSS también se pueden crear diferentes planos donde se quiera observar el funcionamiento de la antena, estos planos están formados por Phi y por Theta. En las figuras 14a, 14b, 14c y 14d se muestran los planos utilizados en este trabajo



Figura 14a. Plano esfera completa

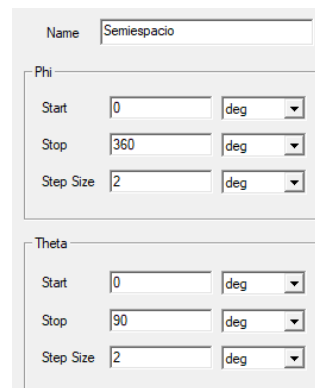


Figura 14b. Plano semiesfera



Figura 14c. Plano E (Plano Y-Z)

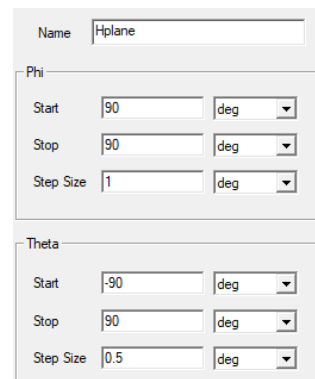


Figura 14c. Plano H (Plano X-Z)

### 3.2. Diseños iniciales

En este apartado se explica la evolución del diseño de la antena donde se han utilizado dos tipos de alimentación: la alimentación mediante microstrip y la alimentación utilizando un coaxial que atraviesa el sustrato. Todos los diseños se realizaron para la banda de bluetooth en sus tres frecuencias de trabajo (2.402 GHz, 2.426 GHz y 2.48 GHz).

Inicialmente se realizaron un par de diseños utilizando como material, el sustrato el FR4 de diferentes milímetros de grosor y una constante dieléctrica de 4.8. Sin embargo, al aumentar el grosor para obtener una mayor ganancia, los resultados no eran deseables, por lo que se decidió cambiar el FR4 por foam, con una constante dieléctrica de 1.2. Sin embargo, al ser tan baja esta constante dieléctrica, se utilizó una cavidad hueca como se verá más adelante.

### 3.2.1. Diseño inicial con alimentación microstrip

Hay diferentes tipos de técnicas de alimentación que se utilizan a la hora de realizar el diseño de antenas mediante microstrip para mejorar su rendimiento. Estas técnicas se pueden clasificar como métodos de alimentación con o sin contacto. Además, también se pueden diferenciar como método de alimentación directa o indirecta. Cuando se tiene una alimentación con contacto, se tiene una conexión directa entre la línea de alimentación y el parche radiante. Por el contrario, cuando el método de alimentación es sin contacto, la línea de alimentación es emparejada con el parche radiante mediante electromagnetismo [85]. El punto de alimentación se debe colocar de tal manera que se proporcione una buena adaptación de impedancia para así minimizar las pérdidas de retorno (return losses) de la antena que se esté diseñando.

El primer diseño que se realizó con Foam fue con una alimentación del tipo microstrip con el fin de observar la influencia del aumento del grosor del sustrato en el circuito de alimentación. Se obtuvo un valor de  $W$  y  $L_A$  teniendo en cuenta que se deseaba un ángulo de apuntamiento de  $25^\circ$ . Por medio de la siguiente expresión se obtiene el valor del ancho de la antena utilizando como frecuencia 2.45 GHz:

$$W = \frac{\lambda_0}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_r}} = \frac{0.1224}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{1.2 - \sin^2 25}} = 0.030 = 30mm$$

Como se requería una antena cuya longitud fuese de aproximadamente  $1 \lambda$ , se tiene que la longitud de la antena es de 122 milímetros aproximadamente.

Para la optimización de la red de alimentación microstrip eran necesarios cinco parámetros:  $L_{MS}$ ,  $W_{MS}$ ,  $L_{IN}$ ,  $W_{slot}$  y  $W_{move\ adaptacion}$ . En la figura 15 se muestran los parámetros teniendo en cuenta que  $W_{move\ adaptacion}$  es la posición del "inset" en el eje X (si está desplazado o no del centro del eje):

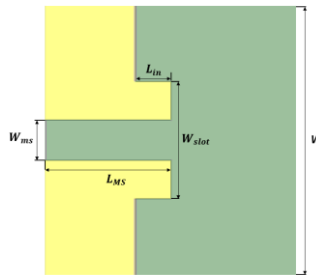


Figura 15. Parámetros del diseño con Microstrip

En este diseño se realizó el estudio de la influencia del aumento de grosor del sustrato en los parámetros de Scattering y en los diagramas de radiación obteniendo seguidamente los anchos de haz. Para obtener el valor del resto de parámetros se utilizan los optimizadores comentados en el anterior apartado buscando el menor coste posible. Se muestra la tabla 1 con los resultados obtenidos:

Propiedades	Grosor del sustrato (H)		
	H=1mm	H=2mm	H=3mm
S11 a 2.402 GHz	-17.08 dB	-18.15 dB	-22.35 dB
S11 a 2.426 GHz	-21.59 dB	-20.71 dB	-24.21 dB
S11 a 2.48 GHz	-10.14 dB	-14.90 dB	-20.15 dB
S21 a 2.402 GHz	-1.29 dB	-2.04 dB	-2.35 dB
S21 a 2.426 GHz	-1.25 dB	-1.99 dB	-2.30 dB
S21 a 2.48 GHz	-1.72 dB	-2.09 dB	-2.26 dB
$(\theta_r)$ a 2.402 GHz	25.51°	23.51°	23.52°



$(\theta_r)$ a 2.426 GHz	26°	24°	24.5°
$(\theta_r)$ a 2.48 GHz	27°	25°	25.5°
Ancho de Haz	52.5° a -3dB	49° a -3dB	49.5° a -3dB
$L_{MS}$	10 mm	10 mm	10 mm
$W_{MS}$	4.5 mm	8.9 mm	13.3 mm
$L_{in}$	4 mm	3 mm	7 mm
$W_{move\ adaptacion}$	0 mm	-1 mm	0 mm
$W_{slot}$	13 mm	18 mm	20 mm

Tabla 1. Resumen de los resultados para el diseño con Microstrip

En las figuras 16a, 16b y 16c se muestra la red de alimentación para cada grosor de sustrato:

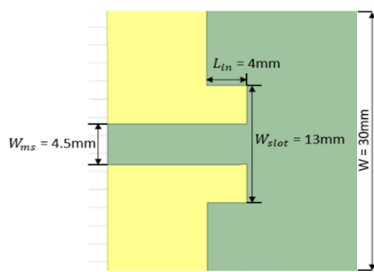


Figura 16a. Red de alimentación para H=1mm

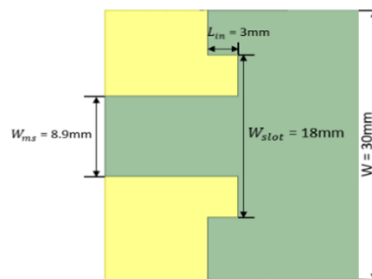


Figura 16b. Red de alimentación para H=2mm

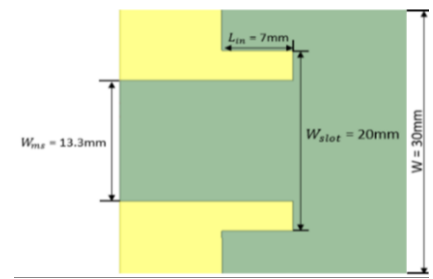


Figura 15c. Red de alimentación para H=3mm

Como se puede observar, a medida que se aumenta el grosor, el valor de  $W_{MS}$  aumenta, por lo que se descarta este tipo de alimentación, ya que se requería un mayor grosor del sustrato para la obtención de una mayor ganancia y eficiencia de radiación.

Otro de los motivos por el cual se tenía que seguir aumentando el grosor del sustrato y por lo tanto descartando este tipo de alimentación era que el parámetro S21 estaba muy alejado del objetivo de -10 dB que se pretendía.

En la figura 17 se muestra el valor del parámetro S11 y del S21 en un rango de frecuencias amplio:

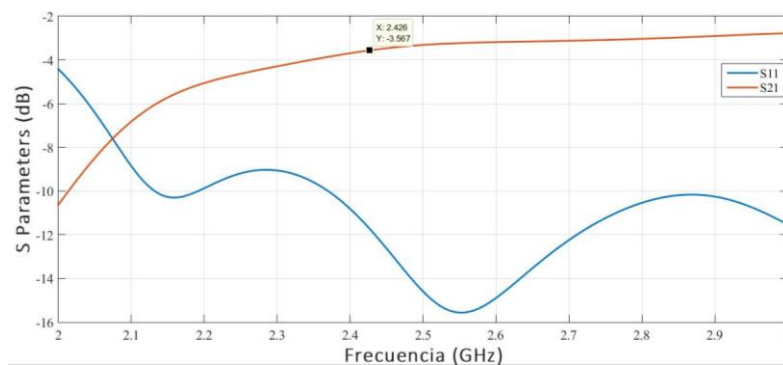


Figura 17. Parámetros S11 Y S21 para el diseño en Microstrip

El parámetro S11 indica la cantidad de potencia que se refleja hacia el puerto 1, y por lo tanto es interesante que sea lo más bajo posible (en este caso se observa que para las tres frecuencias de trabajo es menor que los -10 dB que es el objetivo principal). El problema surge con un nivel de potencia elevado del parámetro

S21, el cual indica la cantidad de potencia que llega al puerto 2 desde el puerto 1, y al ser elevado significa que la antena no radia casi potencia y por lo tanto se obtiene una eficiencia de radiación baja.

Por todo lo anterior, con este diseño inicial fue imposible seguir aumentando el grosor del sustrato, por lo que se decidió realizar un segundo diseño con alimentación coaxial (coaxial feeding).

### 3.2.2. Diseño inicial con alimentación coaxial

La alimentación coaxial es una de las técnicas más comunes a la hora de alimentar antenas de parche microstrip [86]. En figura 18 se puede observar la red de alimentación:

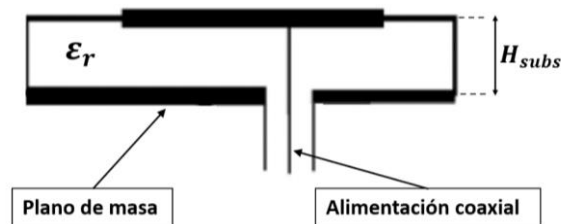


Figura 18. Red de alimentación mediante coaxial

Como se puede observar en la imagen, el conductor interno del coaxial atraviesa el sustrato hasta llegar a hacer contacto con la parte radiante superior de la antena.

La ventaja principal de este método de alimentación es que se puede situar en cualquier posición que se decida dentro del parche para poder conseguir la adaptación de impedancias. Además, este método se puede fabricar fácilmente y tiene pocos efectos negativos debidos a la radiación. Sin embargo, también tiene desventajas, una de ellas es que proporciona un ancho de banda estrecho, y aunque se pueda situar la alimentación en cualquier parte es difícil de modelar ya que se tiene que realizar un agujero en el sustrato para poder llevar el coaxial hasta la zona radiante. Para los diseños de este trabajo se utilizan sustratos de un mayor grosor y esto aumenta la longitud de la sonda que lo atraviesa ya que mide exactamente lo mismo que la altura o grosor del sustrato. Esto produce que la impedancia de entrada sea más inductiva lo que lleva a problemas de adaptación de las impedancias que puede afectar de forma más negativa la radiación [86].

El nuevo diseño consta de un coaxial que es introducido por debajo del sustrato y donde la parte superior del coaxial (el pin) llega hasta el metal de la parte superior de la antena. En la figura 19 se muestra el diseño en HFFS en el cual se siguen manteniendo el valor de anchura ( $W=30mm$ ) y el de la longitud de la antena ( $L_A = 122mm$ ):

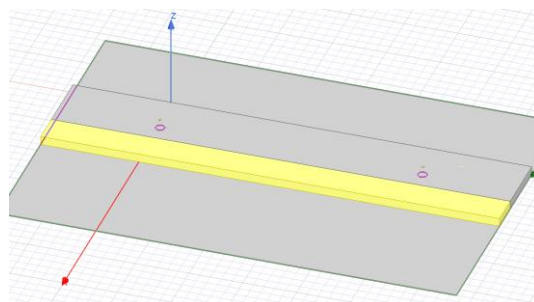


Figura 19. Diseño inicial utilizando una red de alimentación coaxial

En este primer diseño con la alimentación coaxial se tenían únicamente dos parámetros de adaptación:

- El primer parámetro es  $X_{coax}$  que se utiliza para optimizar la posición del coaxial en el eje X en ambos puertos, es decir, su posición en el ancho de la antenna. Se puede observar figura 20a que el parámetro varía en la dirección de las flechas a lo largo de la anchura (W) de la antenna:
- El segundo parámetro es  $L_{feed}$  y se utiliza para optimizar la distancia entre el coaxial y una pared eléctrica. Esta pared eléctrica es importante para evitar que se genere radiación en el sentido contrario al deseado, en este caso sería el eje -Y. Para evitar esta radiación en sentido contrario se coloca esta pared a aproximadamente  $\lambda/4$  de distancia. Por lo tanto, la señal que va en sentido contrario se desfasa en la distancia  $L_{feed}$   $90^\circ$ , tras chocar con la pared eléctrica se desfasa  $180^\circ$  y finalmente en el camino de vuelta se desfasa  $90^\circ$  quedando perfectamente en fase con la señal que está recorriendo el eje +Y. Como se ha realizado con el anterior parámetro, en la figura 20b se observa la distancia que se está optimizando:

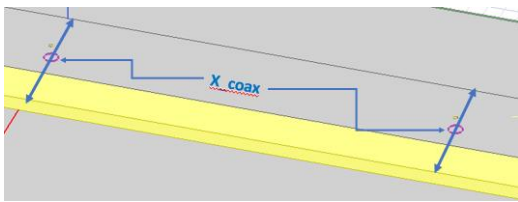


Figura 20a. Parámetro  $X_{coax}$

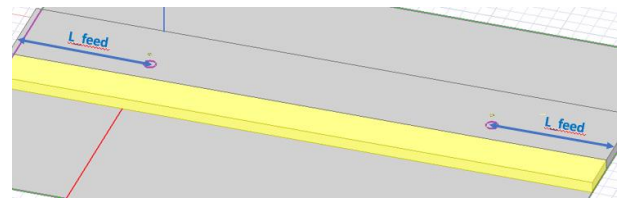


Figura 20b. Parámetro  $L_{feed}$

Para este diseño se realizó nuevamente un análisis de la variación de los resultados de la simulación de la antenna, al aumentar o disminuir el grosor del sustrato,  $H_{subs}$ . Para cada valor de  $H_{subs}$  se realizó un análisis paramétrico de los dos parámetros explicados anteriormente. En la tabla 2 se muestran los diferentes valores de los parámetros para cada grosor:

$H_{subs} = 6mm$	$L_{feed} = 50mm$	$X_{coax} = 16mm$
$H_{subs} = 7mm$	$L_{feed} = 50mm$	$X_{coax} = 18mm$
$H_{subs} = 8mm$	$L_{feed} = 50mm$	$X_{coax} = 18mm$
$H_{subs} = 9mm$	$L_{feed} = 50mm$	$X_{coax} = 20mm$
$H_{subs} = 10mm$	$L_{feed} = 50mm$	$X_{coax} = 20mm$

Tabla 2. Valores optimizados de los parámetros de la red de alimentación para cada grosor

En la tabla 3 se muestra el valor del ángulo de apuntamiento para cada grosor del sustrato donde se observa que el ángulo de apuntamiento de la antenna se ve afectado por el grosor del sustrato, y son directamente proporcionales, cuanto mayor es el grosor de la antenna mayor es el ángulo de apuntamiento:

Grosor $H_{subs}$	$\theta_r(2.402 \text{ GHz})$	$\theta_r(2.426 \text{ GHz})$	$\theta_r(2.48 \text{ GHz})$
$H_{subs} = 6mm$	27.51	28	29
$H_{subs} = 7mm$	28.01	28.51	29.99
$H_{subs} = 8mm$	28.51	29.01	30.49
$H_{subs} = 9mm$	29.01	29.50	30.50

$H_{subs} = 10mm$	30.01	30.50	31.50
-------------------	-------	-------	-------

Tabla 3. Ángulos de apuntamiento obtenidos para diferentes grosores de sustrato en las tres frecuencias

En la figura 21 se muestran los parámetros de Scattering para el grosor de 10 mm en el rango frecuencial amplio:

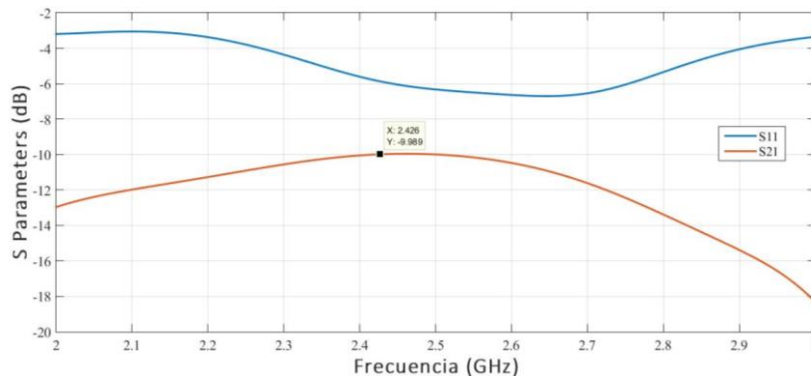


Figura 21. Parámetros S11 Y S21 para el diseño con alimentación coaxial para  $H=10mm$

A medida que aumentaba el grosor del sustrato, el parámetro S21 disminuía, pero el parámetro S11 aumentaba y por ello se descartó nuevamente este diseño ya que el objetivo es tener un S11 por debajo de -10 dB y un S21 que este cercano a estos -10 dB demostrando así que la antena está radiando correctamente. A continuación, se muestran en la tabla 4 los valores de los parámetros S11 y S21 para la frecuencia central (2.426 GHz) para cada grosor de sustrato y así poder observar lo comentado.

$H_{subs} = 6mm$	$S11 = -7,95 dB$	$S21 = -6,74 dB$
$H_{subs} = 7mm$	$S11 = -7,22 dB$	$S21 = -7,51 dB$
$H_{subs} = 8mm$	$S11 = -6,77 dB$	$S21 = -8,38 dB$
$H_{subs} = 9mm$	$S11 = -6,20 dB$	$S21 = -9,21 dB$
$H_{subs} = 10mm$	$S11 = -5,87 dB$	$S21 = -9,99dB$

Tabla 4. Parámetros S obtenidos para diferentes grosores de sustrato a la frecuencia central

Esto significa que a medida que se aumenta el grosor del sustrato en este diseño al puerto dos llega cada vez menos potencia ya que se aumenta la cantidad de potencia que se refleja hacia el propio puerto uno.

### 3.3. Simulación y diseño final de la LWA con cavidad de aire

#### 3.3.1. Introducción y dimensiones del diseño

En este apartado se comenta el desarrollo del diseño final de la antena, donde se sustituye el Foam por una cavidad hueca de aire para evitar situaciones que produjeran cortocircuito. En la figura 22 se muestra el diseño:

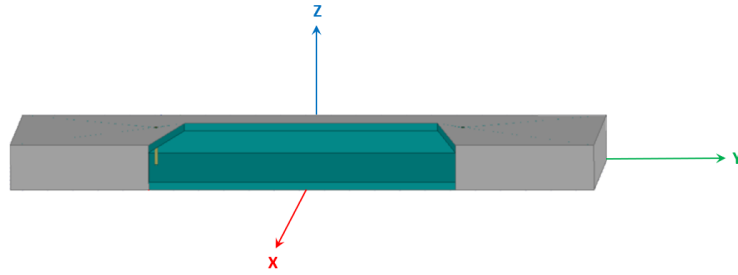


Figura 21. Diseño final con alimentación coaxial y cavidad de aire

Esta estructura hueca está formada por un metacrilato de 3 milímetros de grosor y la alimentación mediante un coaxial que atraviesa la estructura desde abajo hasta la parte superior. En las figuras 22a y 22b se muestran los parámetros del diseño observando la antena desde la parte superior (Eje -Z) y frontal (eje-X) respectivamente.

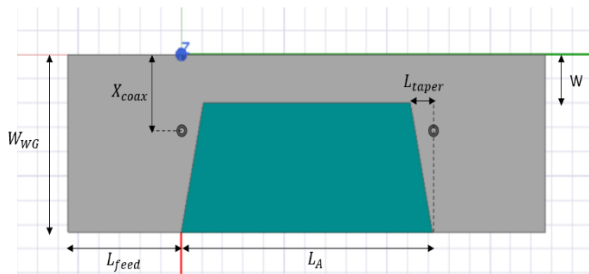


Figura 22a. Parámetros del diseño vista superior

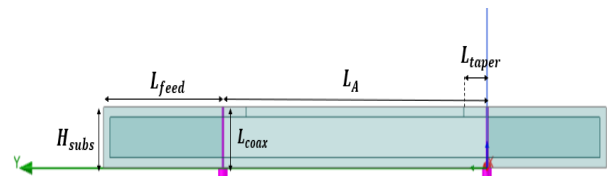


Figura 22b. Parámetros del diseño vista frontal

Finalmente, observando la antena desde la parte inferior (Eje +Z) se obtiene la figura 23 en la cual se muestran los dos últimos parámetros del diseño que son los diámetros del coaxial:

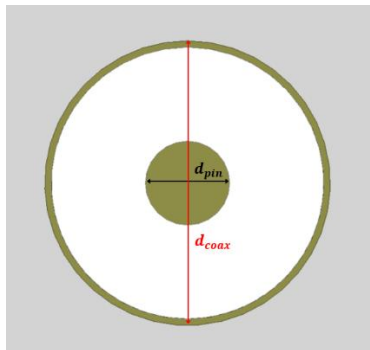


Figura 23. Diámetros del coaxial (vista inferior)

En la tabla 5 se muestran los valores de los parámetros del diseño tras haber realizado la optimización explicada en el apartado 4.1:

$L_A$	122mm
$W$	20mm
$H_{subs}$	17.9mm
$L_{coax}$	17.9mm

$d_{coax}$	4.2mm
$d_{pin}$	1.3mm
$X_{coax}$	30mm
$L_{feed}$	55mm
$L_{taper}$	10.7mm
$W_{WG}$	73.1mm

Tabla 5. Parámetros del diseño tras la optimización

En lo que sigue, se presentan los resultados obtenidos de este diseño para una configuración de dos antenas, con el fin de identificar objetos en las frecuencias bluetooth en las cuatro coordenadas (Norte, Sur, Este y Oeste). Además, para la fabricación de la antena se observó que era importante recubrir el pin del coaxial con teflón para aislarlo así de posibles contactos que no sean con la parte radiante superior lo cual generaría cortocircuitos. El diseño final utilizando el teflón se muestra en la figura 24a.

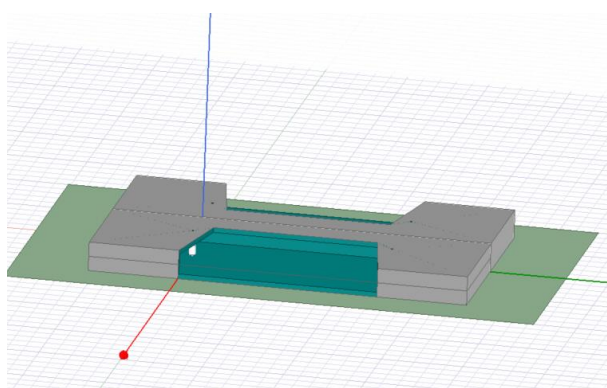


Figura 24a. Diseño final utilizando teflón sobre el coaxial

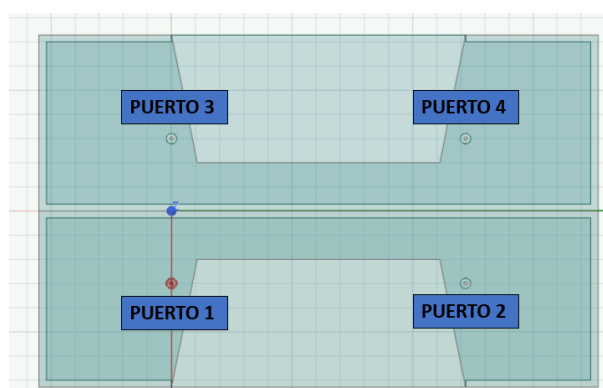


Figura 24b. Numeración de los puertos de la antena

Finalmente, en la figura 24b, se muestra una imagen con vista superior (Eje -Z) para indicar la numeración de los cuatro puertos de la antena:

### 3.3.2. Obtención de los parámetros S de adaptación

Los parámetros de Scattering o parámetros de dispersión se utilizan para complementar el comportamiento básico de redes eléctricas lineales y aunque se puede aplicar para cualquier frecuencia, son utilizados mayoritariamente para redes que operan en las bandas de radiofrecuencia y frecuencia de microondas. Los parámetros S varían dependiendo de la frecuencia en la que se miden y por ese motivo en el análisis es importante realizar un barrido en un amplio rango frecuencial para observar posibles caídas de potencia y modificar el diseño para desplazarlas hacia las frecuencias de trabajo bluetooth.

Los parámetros S se representan en una matriz y son muy útiles, ya que se pueden usar para expresar diferentes propiedades eléctricas como son la ganancia, la relación de onda estacionaria, el coeficiente de reflexión o las pérdidas por retorno. Para todos los puertos de la red, se pueden expresar las ondas reflejadas mediante los parámetros S y las ondas incidentes como se muestra en la siguiente expresión (3.1) :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdot & \cdot & S_{1n} \\ S_{21} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdot & \cdot & S_{nn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_n \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

En el caso de este diseño, se tienen un total de cuatro puertos por lo que la expresión (3.2) quedaría de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Por lo tanto, se tienen un total de 16 parámetros de Scattering, pero hay que tener en cuenta que a la hora de la simulación en HFSS hay parámetros que se obtendrán iguales o muy parecidos:

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{21} &= S_{12} = S_{43} = S_{34} \\ S_{13} &= S_{31} = S_{42} = S_{24} \\ S_{41} &= S_{14} = S_{32} = S_{23} \end{aligned}$$

Existen tres tipos de parámetros de Scattering:

- Parámetros de reflexión: indican la cantidad de potencia que se refleja en el puerto excitado y son:  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  y  $S_{44}$
- Parámetros de transmisión o ganancia: indican la cantidad de potencia que llega de un puerto a otro y son:  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{43}$  y  $S_{34}$
- Parámetros de acoplo: indican la cantidad de potencia que se acopla hacia la otra antena, y dentro de este tipo de parámetros se tienen dos tipos, el acoplo directo ( $S_{13}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{42}$ ,  $S_{24}$ ) y el acoplo cruzado ( $S_{32}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{41}$ ,  $S_{14}$ )

El término “dispersión” para el contexto de los parámetros S, es la forma en la que se ven afectadas las corrientes o tensiones en el momento que en su recorrido por la línea de transmisión se encuentran con una discontinuidad.

Primero, se mostrará el parámetro de reflexión para cada uno de los cuatro puertos en las figuras 25a, 25b, 25c y 25d:

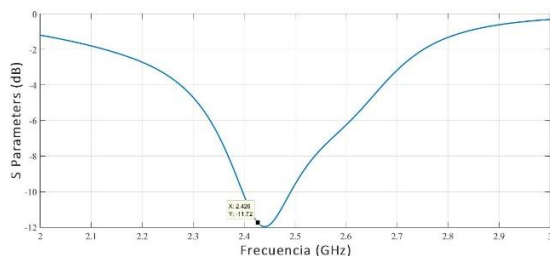


Figura 25a. Parámetro de reflexión  $S_{11}$

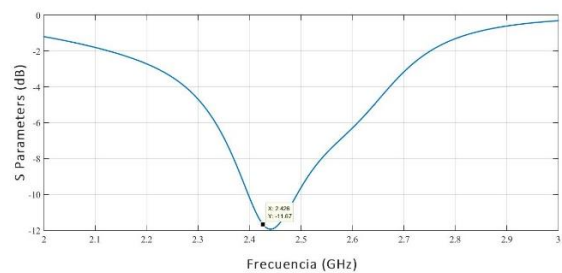


Figura 25b. Parámetro de reflexión  $S_{22}$

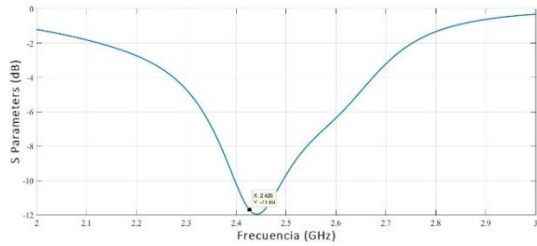


Figura 25c. Parámetro de reflexión  $S_{33}$

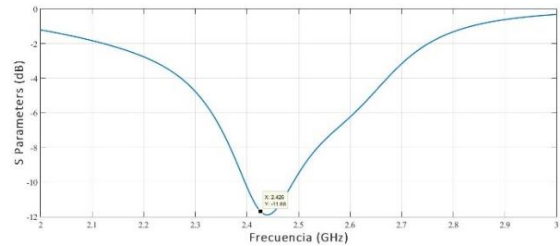


Figura 25d. Parámetro de reflexión  $S_{44}$

Como se observa en estas cuatro imágenes, los parámetros S son idénticos ya que la antena es simétrica y están por debajo de los -10dB asegurándose así que la cantidad de potencia que se refleja hacia el propio puerto es pequeña.

A continuación, en las figuras 26a y 26b se muestran los dos parámetros de Scattering de transmisión o ganancia de la antena:

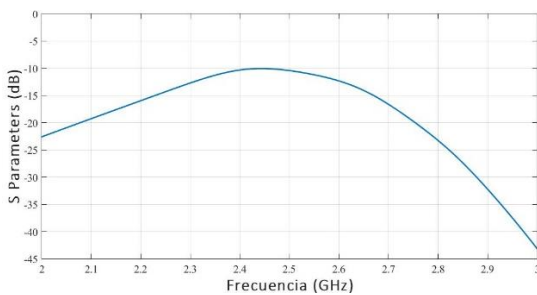


Figura 26a. Parámetro de reflexión  $S_{12}$  o  $S_{21}$

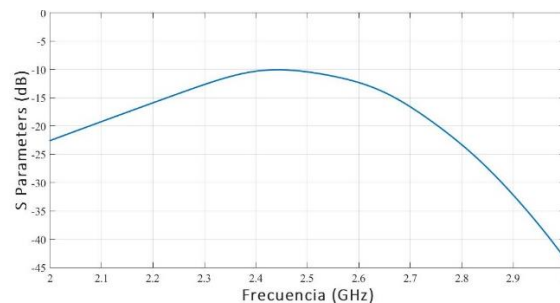


Figura 26b. Parámetro de reflexión  $S_{34}$  o  $S_{43}$

En estos resultados se observa que el parámetro S está por debajo de los -10 dB para las tres frecuencias. Esto indica que la eficiencia de radiación va a tener un valor adecuado para poder llegar a fabricar la antena, característica que se mostrará en un apartado posterior.

A parte de los parámetros S de transmisión y de reflexión, también es importante conocer los parámetros S de acoplo, ya que si son elevados querrá decir que la radiación no se está produciendo correctamente ya que llegaría potencia de una antena a otra lo cual podría afectar negativamente al rendimiento del diseño. Por lo tanto, los parámetros S de acoplo tendrán que ser más bajos que los de transmisión y reflexión para un correcto funcionamiento de ambas antenas.

En las figuras 27a y 27b se van a mostrar las gráficas de los parámetros S de acoplo directo:

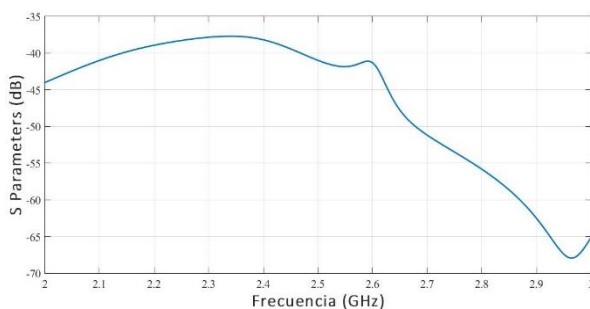


Figura 27a. Parámetro de reflexión  $S_{13}$  o  $S_{31}$

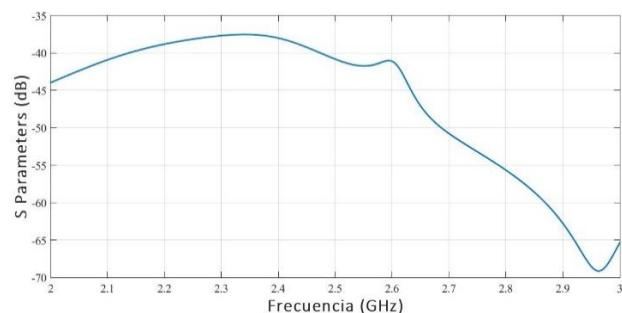


Figura 27a. Parámetro de reflexión  $S_{24}$  o  $S_{42}$

Tras esto, en las figuras 28a y 28b se van a mostrar los parámetros S de acoplo cruzado:



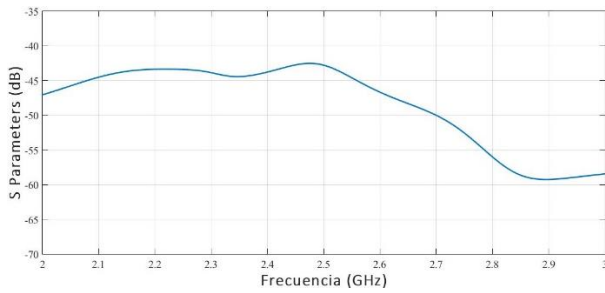


Figura 28a. Parámetro de reflexión  $S_{14}$  o  $S_{41}$

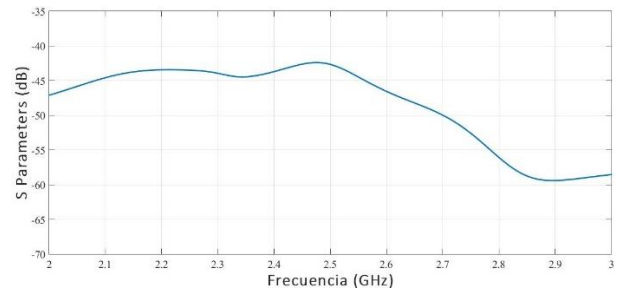


Figura 28a. Parámetro de reflexión  $S_{23}$  o  $S_{32}$

Observando los resultados, se tienen unos parámetros S de acoplo tanto directo como cruzados bastante bajos aproximadamente a -40 dB que es un valor muy inferior a los parámetros de transmisión y reflexión, por lo que no se produce una radiación de una antena a otra que afecte negativamente al rendimiento de ambas. Por lo tanto, la conclusión es que los parámetros de Scattering del diseño simulado en HFSS son bastante adecuados a lo esperado.

A continuación, en las tablas 6a y 6b se indica el valor de los diferentes parámetros de Scattering para cada una de las tres frecuencias de trabajo y observar cuál de las frecuencias tiene un mejor funcionamiento respecto a sus parámetros S.

Frecuencias /Parámetros S	$S_{11}$ (dB)	$S_{22}$ (dB)	$S_{33}$ (dB)	$S_{44}$ (dB)	$S_{21}$ (dB)	$S_{43}$ (dB)
2.402 GHz	-10,31	-10,26	-10,27	-10,34	-10,29	-10,28
2.426 GHz	-11,72	-11,67	-11,69	-11,68	-10,09	-10,09
2.48 GHz	-10,85	-10,87	-10,91	-10,75	-10,18	-10,18

Tabla 6a. Parámetros S de reflexión y ganancia para las tres frecuencias bluetooth

Frecuencias /Parámetros S	$S_{31}$ (dB)	$S_{42}$ (dB)	$S_{41}$ (dB)	$S_{32}$ (dB)
2.402 GHz	-38,22	-38,04	-43,73	-43,65
2.426 GHz	-38,75	-38,56	-43,14	-43,01
2.48 GHz	-40,18	-40	-42,16	-42,07

Tabla 6b. Parámetros S de acoplo directo y cruzado para las tres frecuencias bluetooth

Tras comparar los resultados para las tres frecuencias, para los parámetros de transmisión y recepción la frecuencia que mejor parámetros S tiene es 2.426 GHz ya que es la que está centrada en la caída de potencia tras la optimización del diseño. En cambio, para los parámetros S de acoplo las frecuencias que mejor funcionan son la de 2.48 GHz para el acoplo directo y la de 2.402 GHz para el acoplo cruzado.

### 3.3.3. Obtención del patrón de radiación

Se simula con HFSS el diagrama de radiación mediante los cortes en el plano H y el plano E para las tres frecuencias bluetooth y se presenta en la figura 29.

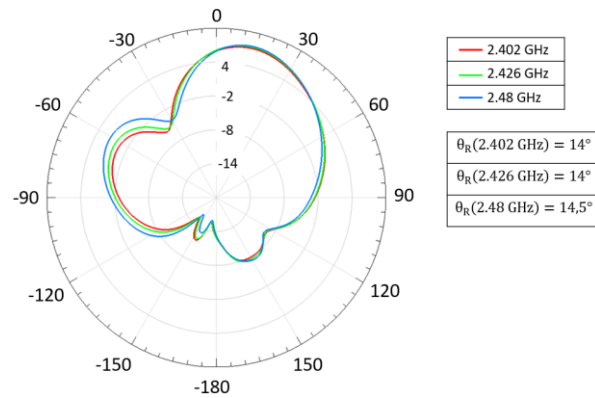


Figura 29. Patrón de radiación para las tres frecuencias Bluetooth con su respectivo ángulo de apuntamiento.

A continuación, en las figuras 30a, 30b, 30c y 30d se muestra el diagrama de radiación en el plano Y-Z para cada uno de los puertos para la frecuencia central (2.426 GHz).

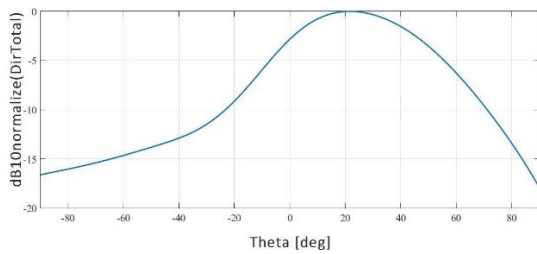


Figura 30a. Diagrama de radiación Puerto 1

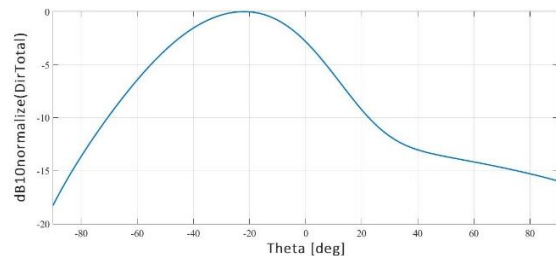


Figura 30b. Diagrama de radiación Puerto 2

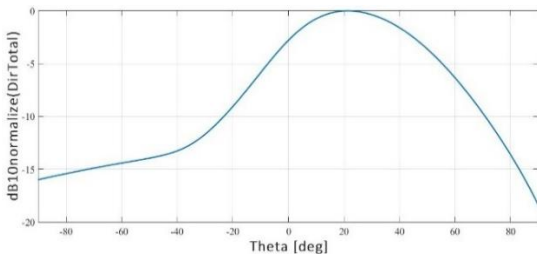


Figura 30c. Diagrama de radiación Puerto 3

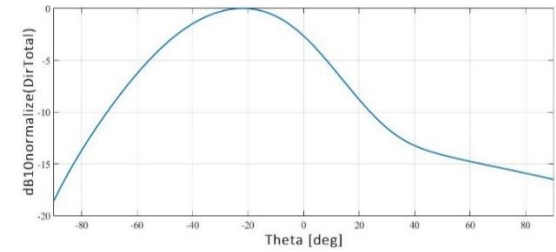


Figura 30d. Diagrama de radiación Puerto 4

Se identifica observando los resultados que el diagrama de los puertos 1-3 está orientado a ángulos positivos (hacia la derecha) y los diagramas de los puertos 2-4 hacia ángulos negativos (hacia la izquierda) y esto nos dice como es la directividad de los puertos, la directividad del puerto 1 es hacia el puerto 2 y viceversa y la directividad del puerto 3 es hacia el puerto 4 y viceversa.

Los diagramas de radiación que se han mostrado son la resultante de sus dos componentes, theta y phi en el plano E (plano Y-Z). En el apartado 4.3 se compararán los diagramas de radiación simulados polarizados en theta y en phi con los reales. Para el análisis en el plano E (Plano Y-Z) hay que tener en cuenta que la polarización en theta es la misma que la polarización en el eje Y, y la polarización en phi es la misma que la polarización en el eje X. En cambio, para el Plano H (Plano X-Z), en el cual la polarización en theta es la misma que la polarización en el eje X y la polarización en phi es la misma que la polarización en el eje Y.

### 3.3.4. Obtención de la eficiencia de radiación y ganancia de pico

La eficiencia de radiación de una antena es la cantidad de potencia que se está radiando ( $P_{radiada}$ ) a lo largo de la longitud de la antena del total de potencia que se suministra a la antena ( $P_{input}$ ) y se mide entre 0 y 1. Por lo tanto, cuando se tiene una antena con una alta eficiencia la mayor parte de la potencia que se

suministra se está radiando a lo largo de la longitud de la antena. Por lo contrario, si la antena consta de una eficiencia baja, la mayoría de potencia se estará reflejando o absorbiendo dentro de la antena.

Por ello, la eficiencia de radiación se puede calcular según la siguiente expresión (3.3):

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{input}} \quad (3.3)$$

Además, es importante la expresión ya indicada en el apartado 2.5 (expresión 1.20)

Por lo tanto, se tiene una eficiencia de aproximadamente un 80%, que es un valor cercano al 90% de eficiencia que se suele buscar en las antenas Leaky Wave:

$$\eta (2.402\text{GHz}) = 0,807 = 80,7\%$$

$$\eta (2.426\text{GHz}) = 0,827 = 82,7\%$$

$$\eta (2.48\text{GHz}) = 0,812 = 81,2\%$$

Tras obtener las eficiencias de cada frecuencia se observa que la frecuencia con una mejor eficiencia de radiación es la frecuencia central de 2.426 GHz.

La ganancia de pico se define como el valor máximo de la ganancia total realizada, y este valor tiene que ser siempre inferior al máximo valor de la directividad total. A continuación, se muestran en la tabla 7 los resultados de directividad total y ganancia de pico para las tres frecuencias estudiadas:

	2.402 GHz	2.426 GHz	2.48 GHz
Directividad total	8,04	8,16	8,37
Ganancia de pico	7,11	7,33	7,46

Tabla 7. Resultados de la directividad total y ganancia de pico para las tres frecuencias bluetooth

Como se puede observar se cumple que para las tres frecuencias la ganancia de pico es menor que la directividad total.

### 3.3.5. Obtención de haces en coordenadas UV y función monopolso

En este apartado se obtienen las representaciones en coordenadas UV con cada uno de los puertos, para posteriormente, obtenerla función monopolso.

Las coordenadas UV son una forma de representar diferentes características de la antena, útiles para conocer la radiación de la antena. Los ejes de las coordenadas UV dependen tanto de Theta como de Phi según las siguientes dos expresiones (3.4a y 3.4b):

$$EJE U = \text{sen}(\theta) * \cos(\phi) \quad (3.4a)$$

$$EJE V = \text{sen}(\theta) * \text{sen}(\phi) \quad (3.4b)$$

Cada puerto tiene asociada una coordenada debido a su directividad. En este caso la asociación de las coordenadas se ha realizado teniendo en cuenta que la antena está colocada en posición vertical como se muestra en la figura 31.

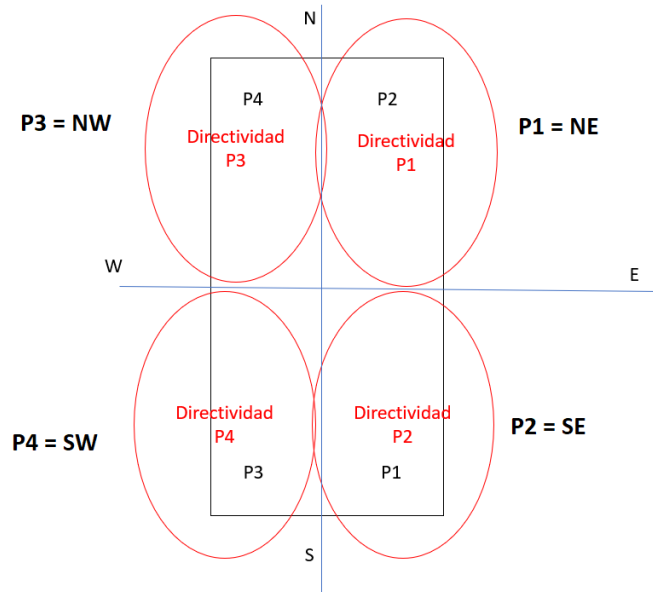


Figura 31. Asociación de las coordenadas NW, NE, SW Y SE a cada puerto según su directividad

A continuación, se explica paso a paso la obtención de la función monopulso:

1. Se representan los diagramas UV normalizados de cada uno de los puertos utilizando la función "surf" cuyos argumentos son los ejes U y V y la ganancia normalizada. Obteniéndose así la primera de las representaciones en las figuras 32a, 32b y 32c, en la cual se observan los haces de cada uno de los puertos cuya directividad es la asociada a las coordenadas explicadas anteriormente:

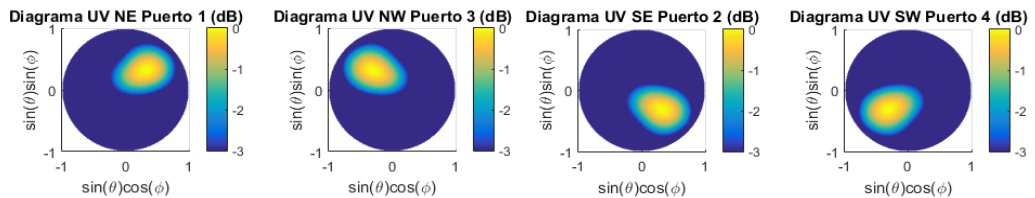


Figura 32a. Diagramas UV normalizados para 2.402 GHz

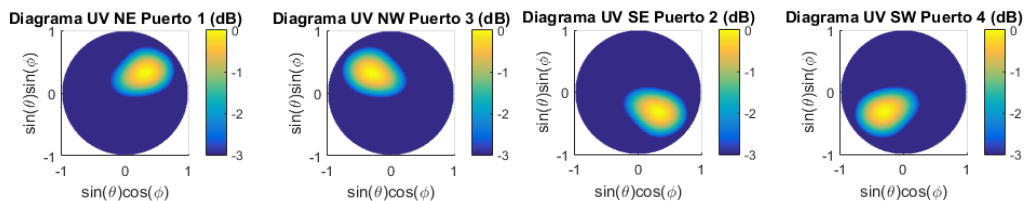


Figura 32b. Diagramas UV normalizados para 2.426 GHz

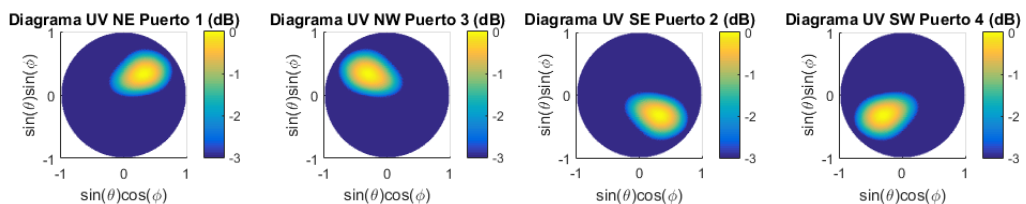


Figura 32c. Diagramas UV normalizados para 2.48 GHz

2. Tras esto, es interesante realizar una representación en la cual se observen los cuatro haces en la misma figura para detectar si se están solapando o no. Se muestra en la figura 33:

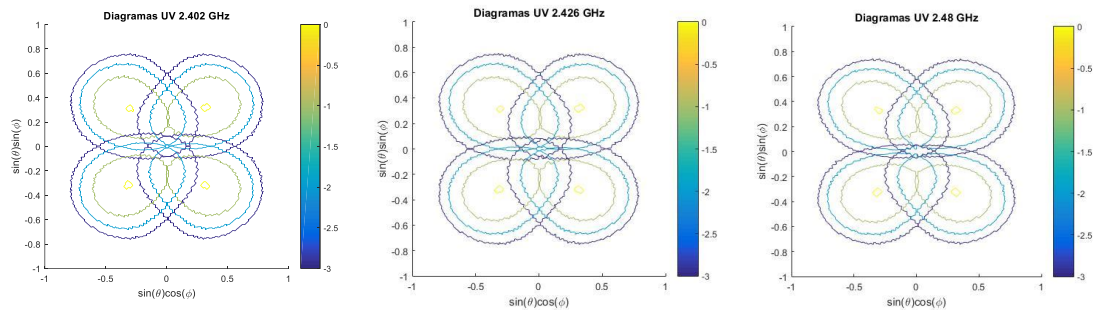


Figura 33. Diagramas UV normalizados solapados en la misma figura

3. El siguiente paso es obtener los diagramas Norte, Sur, Este y Oeste, los cuales se obtendrán mediante las siguientes sumas en lineal:
- Diagrama Norte (N) = Diagrama NE + Diagrama NW
  - Diagrama Sur (S) = Diagrama SE + Diagrama SW
  - Diagrama Este (E) = Diagrama NE + Diagrama SE
  - Diagrama Oeste (W) = Diagrama NW + Diagrama SW

Se obtienen los siguientes diagramas en coordenadas UV representados en las figuras 34a, 34b y 34c:

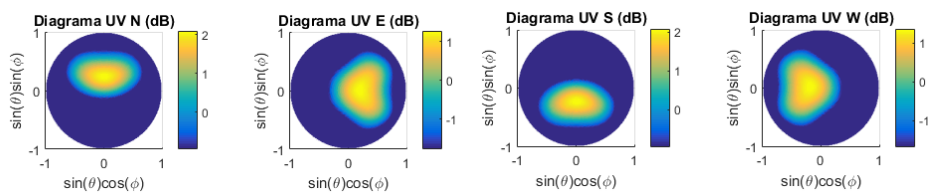


Figura 34a. Diagramas UV (N,S,E,W) normalizados para 2.402 GHz

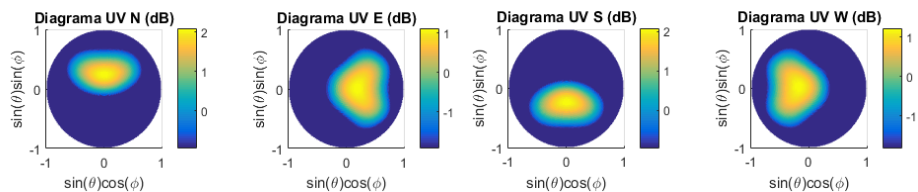


Figura 34b. Diagramas UV (N,S,E,W) normalizados para 2.426 GHz

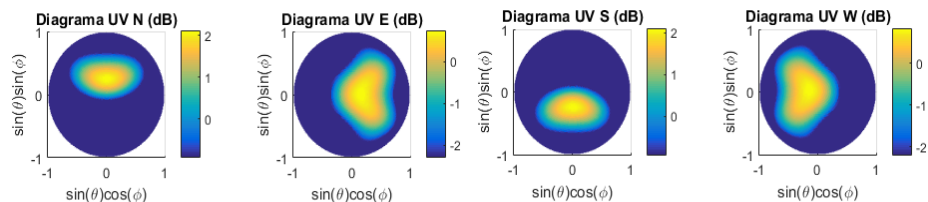


Figura 34c. Diagramas UV (N,S,E,W) normalizados para 2.48 GHz

4. A continuación, se realizan dos gráficas distintas en las que se observaran los cortes como se hizo anteriormente con la función contour. La primera gráfica va a constar de los diagramas Norte y Sur y la segunda gráfica de los diagramas Este y Oeste. Por lo tanto, se obtienen las figuras 35a, 35b, 35c:

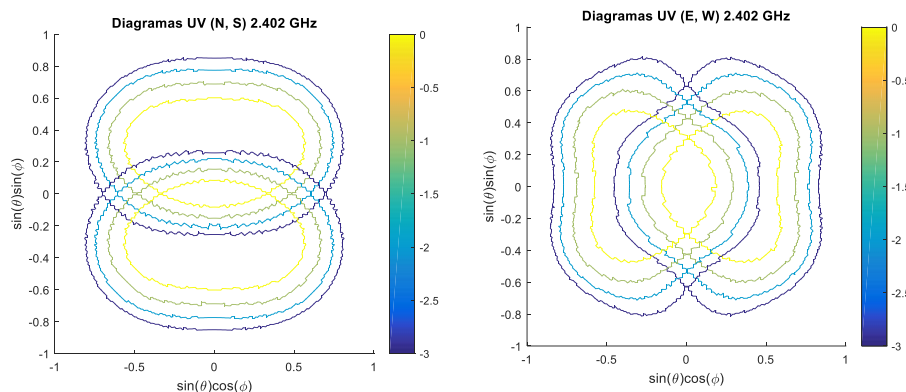


Figura 35a. Diagramas Norte-Sur y Este-Oeste para 2.402 GHz

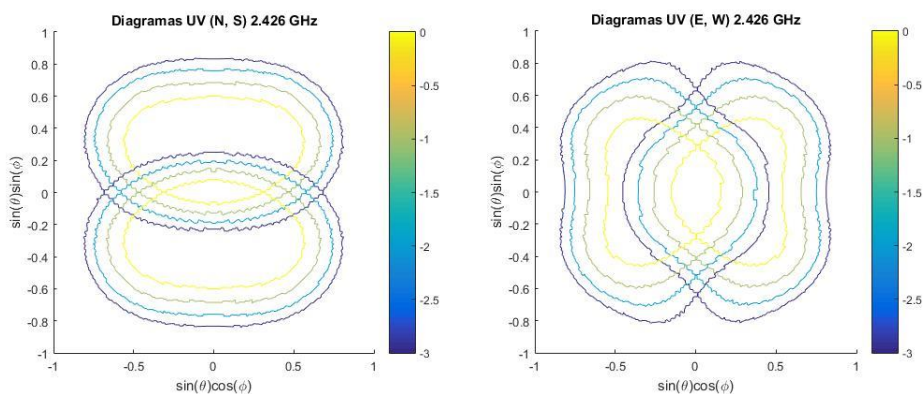


Figura 35b. Diagramas Norte-Sur y Este-Oeste para 2.426 GHz

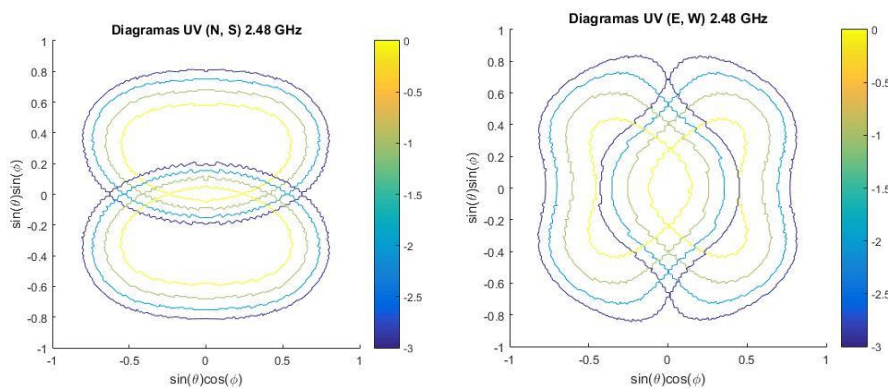


Figura 35c. Diagramas Norte-Sur y Este-Oeste para 2.48 GHz

5. Tras haber obtenido los diagramas N, S, E y W, ahora se tendrán que obtener los diagramas monopulso en coordenadas UV, los cuales nos servirán para poder obtener finalmente las funciones monopulso. Para ello, se van a tener que obtener los diagramas Sigma (Norte-Sur y Este-Oeste) y los diagramas Delta (Norte-Sur y Este-Oeste) en escala lineal de la siguiente forma:

- Diagrama Sigma Norte-Sur = Diagrama Norte + Diagrama Sur
- Diagrama Delta Norte-Sur = Diagrama Norte – Diagrama Sur
- Diagrama Sigma Este-Oeste = Diagrama Este + Diagrama Oeste
- Diagrama Delta Este-Oeste = Diagrama Este – Diagrama Oeste

Se obtienen las figuras 36a, 36b y 36c en las que se representan los diagramas sigma(N-S, E.W) y delta (N-S, E.W):

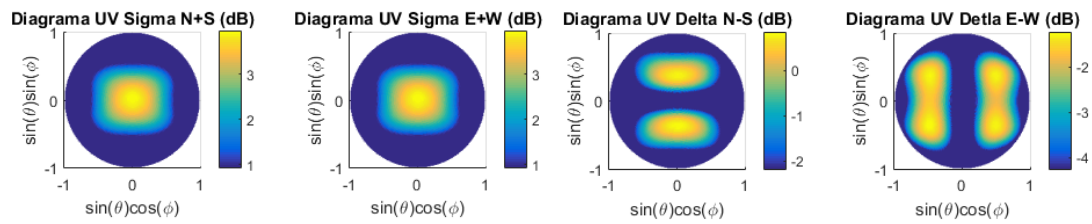


Figura 36a. Diagramas sigma y delta (N-S , E-W) para 2.402 GHz

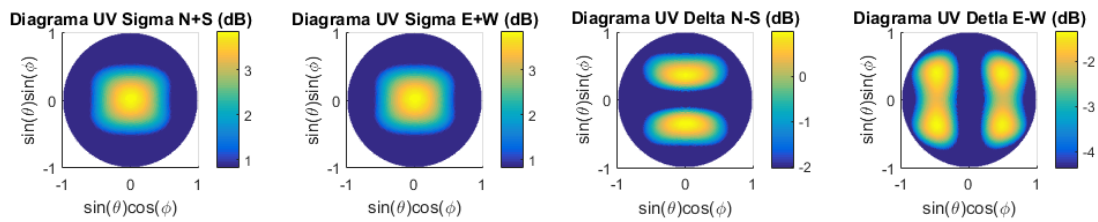


Figura 36b. Diagramas sigma y delta (N-S , E-W) para 2.426 GHz

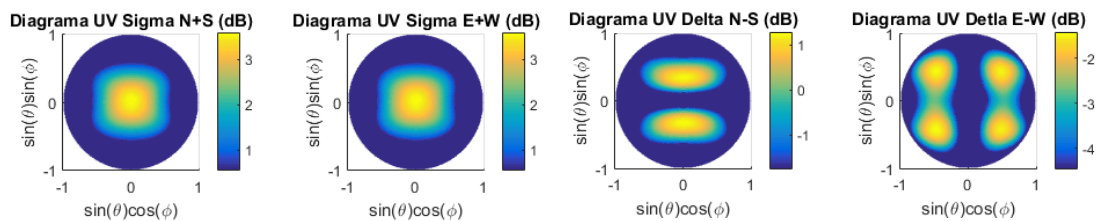


Figura 36c. Diagramas sigma y delta (N-S , E-W) para 2.48 GHz

Se observa que los diagramas Sigma (Diagramas Suma) son iguales y los diagramas delta (Diagramas Resta) son diferentes. Esto se puede comprobar desarrollando las operaciones realizadas de la siguiente forma:

- Se parte de las expresiones de cada una de las coordenadas:

$$NE + NW = N$$

$$SE + SW = S$$

$$NE + SE = E$$

$$NW + SW = W$$

- Se sustituye en cada una de las coordenadas:

$$\text{Diagrama Sigma Norte-Sur} = N + S = \mathbf{NE + NW + SE + SW}$$

$$\text{Diagrama Sigma Este-Oeste} = E + W = \mathbf{NE + SE + NW + SW = NE + NW + SE + SW}$$

Por lo tanto: Diagrama Sigma Norte-Sur = Diagrama Sigma Este-Oeste

$$\text{Diagrama Delta Norte-Sur} = N - S = \mathbf{NE + NW - (SE + SW)}$$

$$\text{Diagrama Delta Este-Oeste} = \mathbf{E - W = NE + SE - (NW + SW)}$$

Por lo tanto: Diagrama Delta Norte-Sur  $\neq$  Diagrama Delta Este-Oeste

6. Finalmente, se calculan las funciones monopulso Norte-Sur y Este-Oeste en escala lineal de la siguiente forma:

Función monopulso Norte-Sur = Diagrama Delta Norte-Sur / Diagrama Sigma Norte-Sur

Función monopulso Este-Oeste = Diagrama Delta Este-Oeste / Diagrama Sigma Este-Oeste

La función monopulso N-S es la función monopulso vertical de la antena y la función monopulso E-W es la función monopulso horizontal.

En las figuras 37a, 37b y 37c se muestran cuatro gráficas, las dos primeras son la representación en UV de la función monopulso en el plano vertical y en el plano horizontal. Las dos gráficas siguientes son las funciones monopulso en los cortes de los ejes principales. Para la función monopulso NS o vertical  $\phi=90^\circ$ , y para la función monopulso EW u horizontal  $\phi=0^\circ$ .

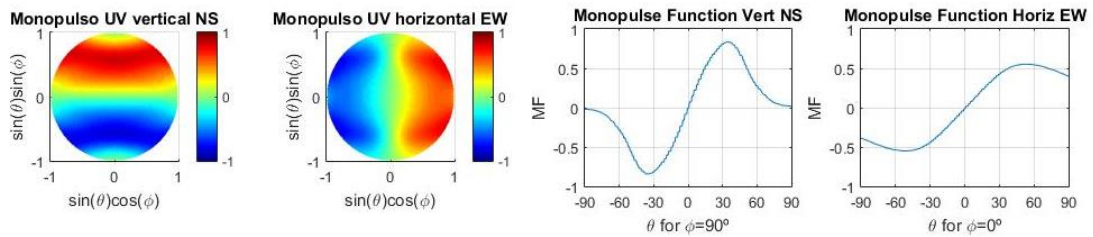


Figura 37a. Función monopulso vertical y horizontal para 2.402 GHz

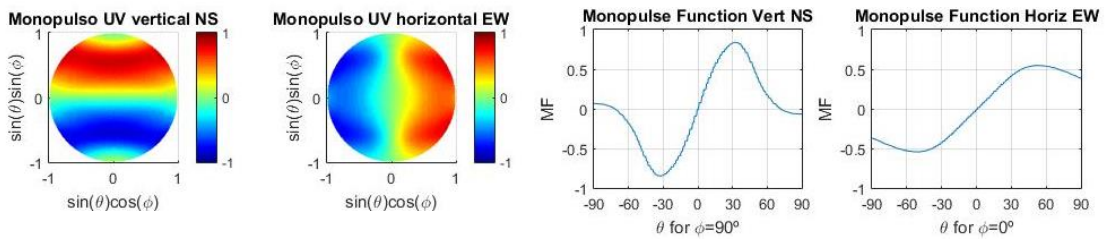


Figura 37b. Función monopulso vertical y horizontal para 2.426 GHz

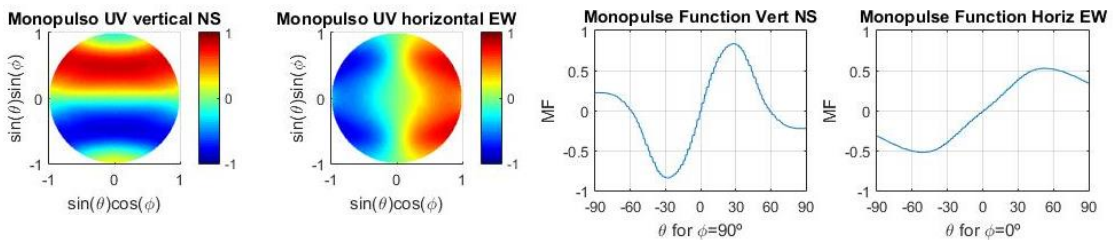


Figura 37c. Función monopulso vertical y horizontal para 2.48 GHz

La función monopulso se puede utilizar para localizar un punto del espacio utilizando la intersección de la función monopulso vertical con la función monopulso horizontal.



## CAPÍTULO 4: FABRICACIÓN Y MEDICIÓN DE LA ANTENA LEAKY-WAVE

En este capítulo se va a explicar el proceso de fabricación de la antena diseñada en el capítulo anterior, su posterior caracterización en la cámara anecoica de la ETSIT de la UPCT y finalmente se compararán los resultados obtenidos con los simulados con el diseño en HFSS.

### 4.1. Fabricación de la antena

Para la fabricación de la antena diseñada se adquirió un metacrilato de 3 milímetros de grosor cuya función es ser la estructura que posteriormente se recubrirá con cinta radiante de cobre. El proceso de fabricación se hará siguiendo la metodología desarrollada en [53] , [87] . En la figura 38 se muestran las dos estructuras de metacrilato adquiridas sobre el plano de masa:

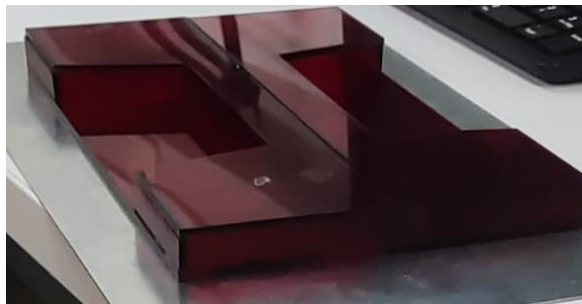


Figura 38. Estructura de metacrilato de 3mm de grosor

También fue necesario adquirir conectores coaxiales que cumplan con las medidas del diseño, ya que es vital que el pin del coaxial haga contacto con la parte superior de la estructura. En el anexo se encontrarán indicadas las características del conector (Conector coaxial TE Connectivity Hembra). A continuación, se muestran las figuras 39a y 39b correspondientes al conector.



Figura 39a. Conector coaxial TE Connectivity Hembra



Figura 39b. Conector coaxial TE Connectivity Hembra

El siguiente paso fue cubrir las dos estructuras por todas sus caras y bordes con cinta de cobre que va a ser lo que permita a la antena realizar la radiación deseada. Es importante únicamente cubrir la estructura únicamente por la zona externa y no interna a la cavidad.

En la figura 40a se muestra el resultado tras cubrir la estructura con la cinta radiante. Como se puede observar en la imagen , en el plano de masa se tuvieron que realizar cuatro agujeros a través de los cuales introducir los conectores. También se tuvieron que hacer los cuatro agujeros en el metacrilato a través de los cuales el pin del coaxial (cubierto de su respectivo teflón) llegase hasta la parte superior de la estructura.

En la figura 40b se muestra una visión trasera de las antenas en la cual se observan los cuatro conectores introducidos en la estructura:

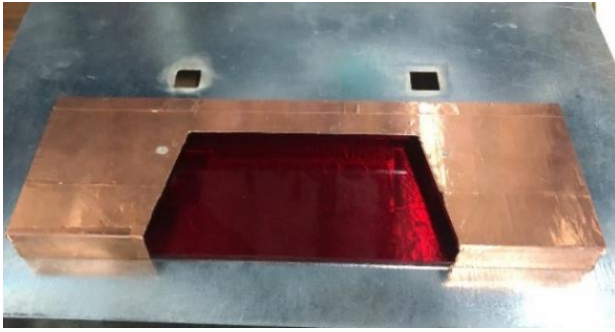


Figura 40a. Estructura cubierta con la cinta radiante



Figura 40b. Visión trasera con los cuatro conectores

Tras esto, se colocó encima el plano de masa con sus respectivos cuatro huecos para encajar perfectamente con los cuatro conectores mostrados. En los cuatro pequeños agujeros realizados en la parte superior del metacrilato se añadió un pegamento conductor para asegurar que se está realizando contacto con la cinta radiante que recubre la estructura en la parte superior de la misma.

A continuación, en la figura 41 se muestra el pegamento conductor (epoxy conductor 8331S-15G) utilizado cuyas especificaciones se añadirán también al anexo:



Figura 41. Pegamento conductor (epoxy conductor 8331S-15G)

Después, se llevaría a soldar los conectores utilizando estaño y agregando además el pegamento conductor para reforzar la estructura y comprobando antes de ello utilizando un polímetro que está haciendo adecuadamente el contacto el pin con la parte superior de la estructura. Para comprobarlo, se coloca uno de los cables del polímetro en el plano de masa y con el otro cable se irá probando en cada uno de los conectores. Después de haber soldado los conectores y asegurarse que hay contacto se dejará la estructura un día entero para que todos los conectores se queden bien fijados.

## 4.2. Medición de los resultados en la cámara anecoica

Tal y como se ha explicado anteriormente, una de las características más importante de las antenas y que describe su funcionamiento, es la ganancia, ya que es necesario conocer su valor para poder obtener el nivel emitido por el transmisor o el recibido por el receptor. Una antena que tenga una ganancia elevada indicará que es más directiva ya que permite centrar la energía en una única dirección y por lo tanto reducir el nivel de los lóbulos secundarios.

Existen diferentes métodos para obtener la ganancia de antenas planares, como son el de dos antenas, tres antenas o cuatro antenas. En [88] se describe estos métodos y se detallarán a continuación. Para este trabajo se utilizará el método de dos antenas donde se realiza una única medición. Dentro del método de dos antenas se pueden diferenciar dos tipos:

- Método de ganancia absoluta: es utilizado para la calibración de antenas, las cuales podrán ser usadas como patrón en mediciones de ganancia. Se supone en este método que las dos antenas tienen la misma ganancia que es una clara desventaja
- Método de ganancia de referencia: se obtiene la ganancia de la antena que se está midiendo a través de una antena conocida. Este método se utilizó para la medición de la antena diseñada mediante una antena de parche que estaba alineada con ella.

En la cámara anecoica no se utiliza un analizador de espectro ya que sería muy laborioso realizar mediciones en anchos de banda grandes, sino que el método que se lleva a cabo es utilizar un analizador de redes que es el que se muestra en la figura 42:

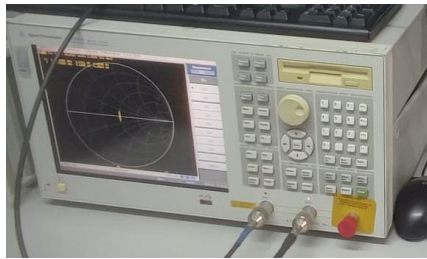


Figura 42. Analizador de redes de la cámara anecoica

Utilizando este dispositivo puedes medir desde el exterior de la cámara anecoica o desde el interior, ya que los dos cables que se observan en la imagen se pueden conectar directamente a la antena o a unos conectores que hay en la pared trasera que comunican con el interior de la cámara anecoica. Es indispensable calibrar el analizador de redes antes de realizar la medición, la calibración que se lleva a cabo se denomina SOLT (Short-Open-Load-Thru). Esta calibración se tendrá que realizar tanto si se quiere medir desde fuera como desde dentro de la cámara y su objetivo es que al conectar la antena no se tengan en cuenta las atenuaciones de los cables y de los conectores. En los dos cables hay que conectar tres cargas : Short (circuito cerrado) , Open (circuito abierto) y Load (Carga). Para finalizar la calibración hay que conectar el cable 1 con el cable 2 mediante el denominado "Thru" y aplicar la calibración realizada (en el caso del analizador de redes de la universidad se pueden guardar las calibraciones en el propio dispositivo) [88].

Para comprobar que la antena funcionase correctamente y que no hubiese ningún puerto dañado se midieron los parámetros S desde el exterior de la cámara anecoica y en el apartado 4.3 se compararán con los simulados en HFSS. Se obtuvieron unos parámetros de Scattering adecuados para el buen funcionamiento de la antena.

Para obtener los diagramas de radiación en las diferentes polarizaciones ya se realizan las mediciones dentro de la cámara anecoica , donde se tendrán las dos antenas fijadas a una estructura que le hará girar desde  $-90$  hasta  $+90$  grados alineada con la antena de parche colocada al otro lado de la cámara. La estructura donde se fijó la antena se muestra en las figuras 43a y 43b:



Figura 43a. Visión frontal de la antena fijada



Figura 43b. Visión trasera de la antena fijada

Para poder medir todas las polarizaciones de la antena se realizaron un total de cuatro configuraciones de posición distintas en el interior de la cámara anecoica , realizando cuatro veces cada composición (una para

cada uno de los puertos) , obteniendo un total de 16 diagramas de radiación. Las cuatro configuraciones son las mostradas en las figuras 44a, 44b , 44c y 44d:



Figura 44a. Antena diseñada en posición horizontal

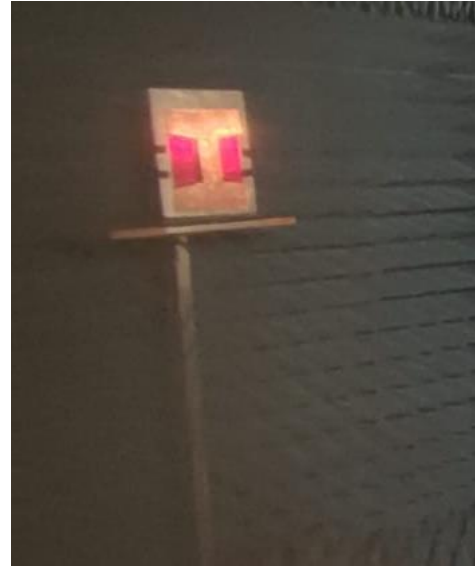


Figura 44b. Antena diseñada en posición vertical



Figura 44c. Antena de parche en posición horizontal



Figura 44d. Antena de parche en posición vertical

1. Se coloca la antena diseñada en posición horizontal como se muestra en la figura 44a (Plano Y-Z) y la antena de parche en posición horizontal mostrado en la figura 44c (polarización vertical de la antena de parche), por lo que se estaría midiendo la polarización en  $\phi$  (X) de la antena.
2. Se coloca la antena diseñada en posición horizontal como se muestra en la figura 44a (Plano Y-Z) y la antena de parche en posición vertical mostrado en la figura 44d (polarización horizontal de la antena de parche), por lo que se estaría midiendo la polarización en  $\theta$  (Y) de la antena.

3. Se coloca la antena diseñada en posición vertical como se muestra en la figura 44b (Plano X-Z) y la antena de parche en posición horizontal mostrado en la figura 44c (polarización vertical de la antena de parche), por lo que se estaría midiendo la polarización en phi (Y) de la antena.
4. Se coloca la antena diseñada en posición vertical como se muestra en la figura 44b (Plano X-Z) y la antena de parche en posición vertical mostrado en la figura 44d (polarización horizontal de la antena de parche), por lo que se estaría midiendo la polarización en theta (X) de la antena:

Para realizar las mediciones como se ha explicado la antena gira gracias a la mesa rotatoria en la que está situada, esta mesa se controla desde el exterior de la cámara anecoica con una rutina de Matlab que se encarga de controlar el dispositivo que se utiliza para girar la mesa de forma automática. Se le puede indicar a la rutina de que ángulo a que ángulo se realiza las mediciones y cada cuantos ángulos realiza cada medición, en este caso se realizan mediciones cada dos ángulos desde -90 hasta +90 grados (un total de 90 mediciones). Al terminar de realizar todo el recorrido de ángulos aporta tres gráficas: el diagrama de radiación sin normalizar, el diagrama de radiación normalizado y el parámetro de reflexión del puerto que se esté midiendo. Además, genera un archivo .mat mediante el cual se puede obtener toda esta información y será bastante útil para poder obtener las funciones monopulso experimentales.

Tras revisar todos los resultados se observa que cuando se utiliza la antena en su posición vertical tiene un funcionamiento mucho peor que en horizontal. Además, en la posición horizontal tenemos un lóbulo principal más estrecho y por lo tanto más directivo que los lóbulos obtenidos para la antena en vertical. Por todo esto se descartan las dos configuraciones con la antena en vertical.

Por otro lado, en la segunda configuración con la antena en horizontal (antena de parche en vertical), se obtienen lóbulos que están muy poco desplazados del centro, y lo interesante es tener unos haces desplazados hacia ambas direcciones. Por lo tanto, la única configuración con la cual se obtienen unos resultados adecuados para su comparación con los resultados de la simulación es con la antena en horizontal y la antena de parche en su posición horizontal (H-H).

A continuación, en las figuras 45a, 45b, 45c y 45d se muestran los diagramas de radiación normalizados para la configuración escogida:

1. Antena diseñada en posición horizontal y antena de parche en posición horizontal (Plano Y-Z):

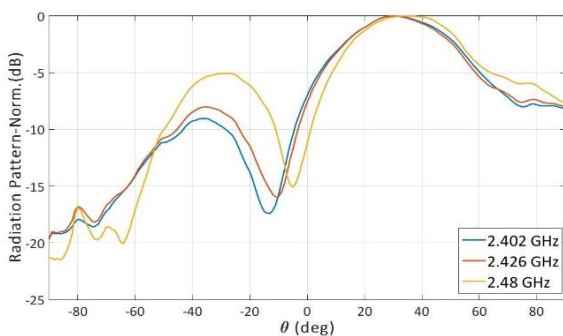


Figura 45a. Diagrama de radiación puerto 1

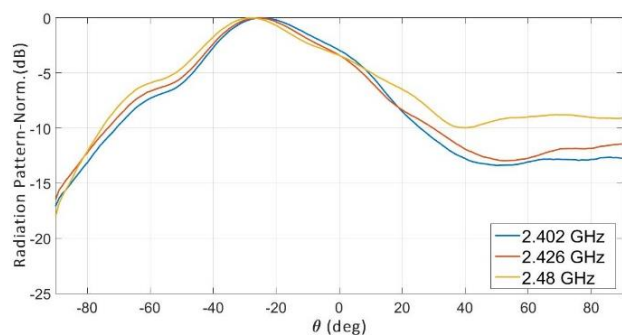


Figura 45b. Diagrama de radiación puerto 2

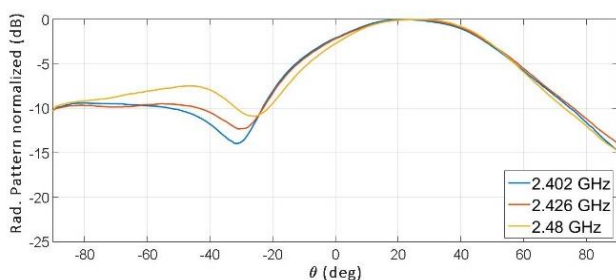


Figura 45c. Diagrama de radiación puerto 3

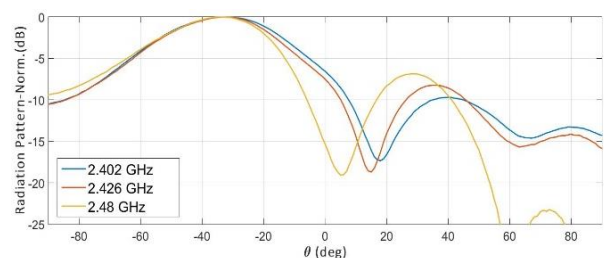


Figura 45d. Diagrama de radiación puerto 4

### 4.3. Comparación resultados reales con simulados

Tras haber realizado las mediciones en la cámara anecoica es importante comparar los resultados obtenidos con las simulaciones realizadas en HFSS. A continuación, se muestra una figura en la que se comparan los parámetros de Scattering reales con los simulados:

Parámetros de Scattering de reflexión (Figuras 46a, 46b, 46c y 46d):

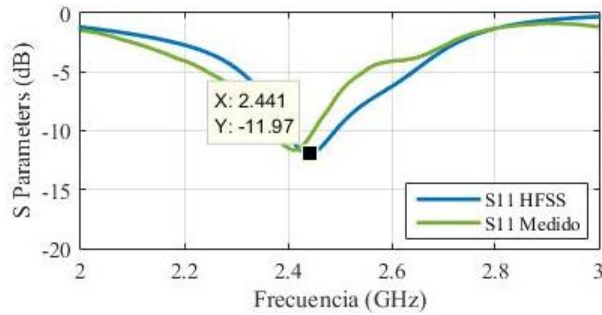


Figura 46a. Comparación  $S_{11}$  Medido y  $S_{11}$  simulado

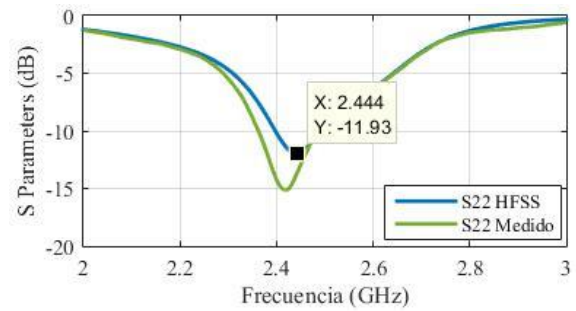


Figura 46b. Comparación  $S_{22}$  Medido y  $S_{22}$  simulado

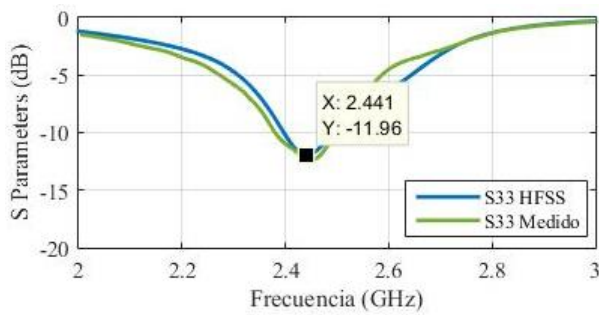


Figura 46c. Comparación  $S_{33}$  Medido y  $S_{33}$  simulado

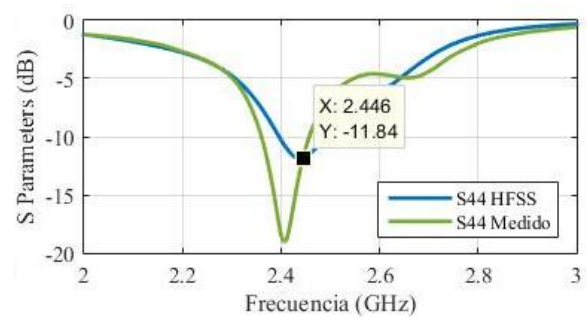


Figura 46d. Comparación  $S_{44}$  Medido y  $S_{44}$  simulado

Se obtienen por tanto unos parámetros de reflexión muy parecidos a los simulados en HFSS

Parámetros de Scattering de transmisión o ganancia (Figuras 47a y 47b):

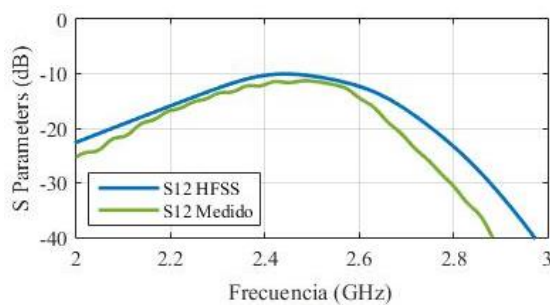


Figura 47a. Comparación  $S_{12}$  Medido y  $S_{12}$  simulado

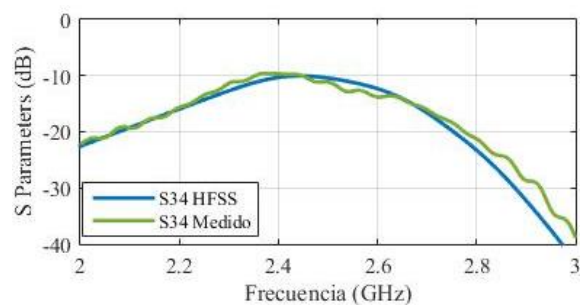


Figura 47b. Comparación  $S_{34}$  Medido y  $S_{34}$  simulado

Los parámetros de transmisión como puede observarse en las figuras se parecen bastante, aunque tienen un poco de rizado que puede ser causado por las irregularidades de la cinta radiante o por algún pequeño acople de los otros puertos.

Parámetros de Scattering de acoplo directo (Figuras 48a y 48b):

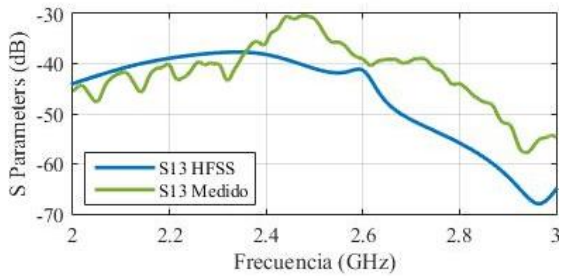


Figura 48a. Comparación  $S_{13}$  Medido y  $S_{13}$  simulado

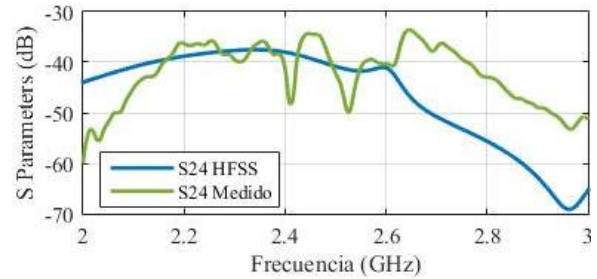


Figura 48b. Comparación  $S_{24}$  Medido y  $S_{24}$  simulado

Parámetros de Scattering de acoplo cruzado (Figuras 49a y 49b):

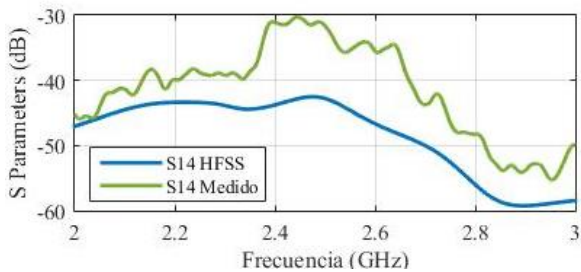


Figura 49a. Comparación  $S_{14}$  Medido y  $S_{14}$  simulado

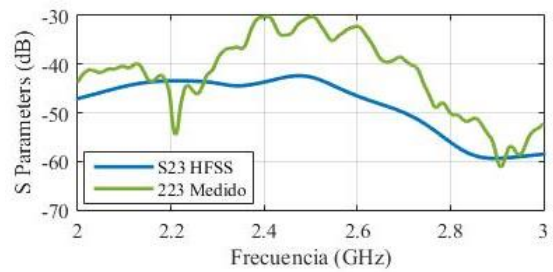


Figura 49b. Comparación  $S_{23}$  Medido y  $S_{23}$  simulado

En el caso de los acoplos directos y cruzados sí que se diferencian un poco de los simulados pero lo importante es que tengan unos valores parecidos y que sobre todo sean niveles de potencia bajos para que no influyan negativamente en los diagramas de radiación, como se puede observar se mantienen por debajo de los -30 dB, aunque en el caso de los dos acoplos cruzados existe una diferencia de aproximadamente 15 dB entre el resultado de la simulación y de la medida en las frecuencias de trabajo.

El siguiente paso, como se comentó en el anterior apartado es comparar los diagramas de radiación de la primera configuración de la antena diseñada y la antena de parche con los diagramas de radiación obtenidos mediante la simulación en HFSS. En las figuras 50a, 50b, 50c y 50d se muestra esta comparación:

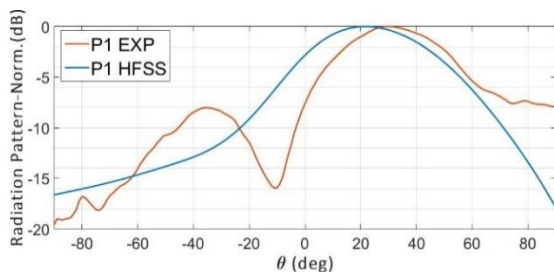


Figura 50a. Comparación diagrama de radiación experimental y simulado del puerto 1

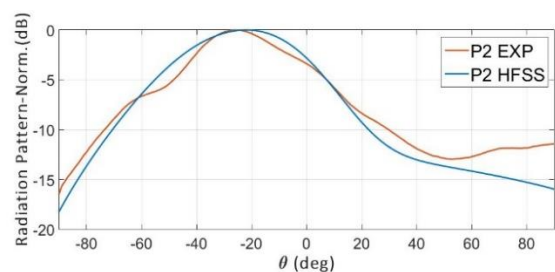


Figura 50b. Comparación diagrama de radiación experimental y simulado del puerto 2

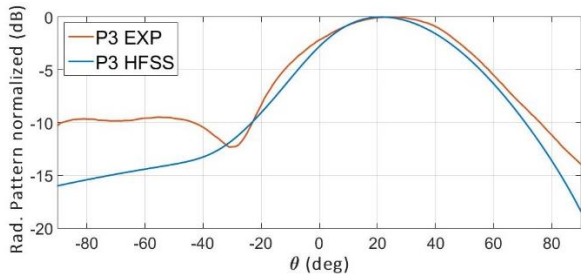


Figura 50c. Comparación diagrama de radiación experimental y simulado del puerto 3

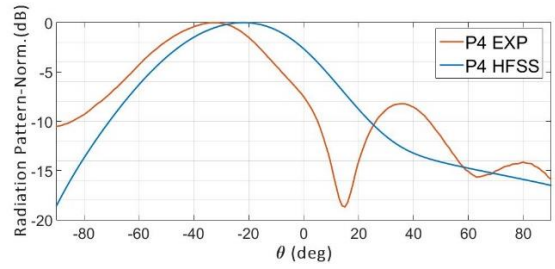


Figura 50d. Comparación diagrama de radiación experimental y simulado del puerto 4

En la figura 51 se han superpuesto todas las gráficas para que se observen las diferencias en los ángulos de apuntamiento de cada puerto con las ya comentadas coordenadas NE, NW, SE y SW:

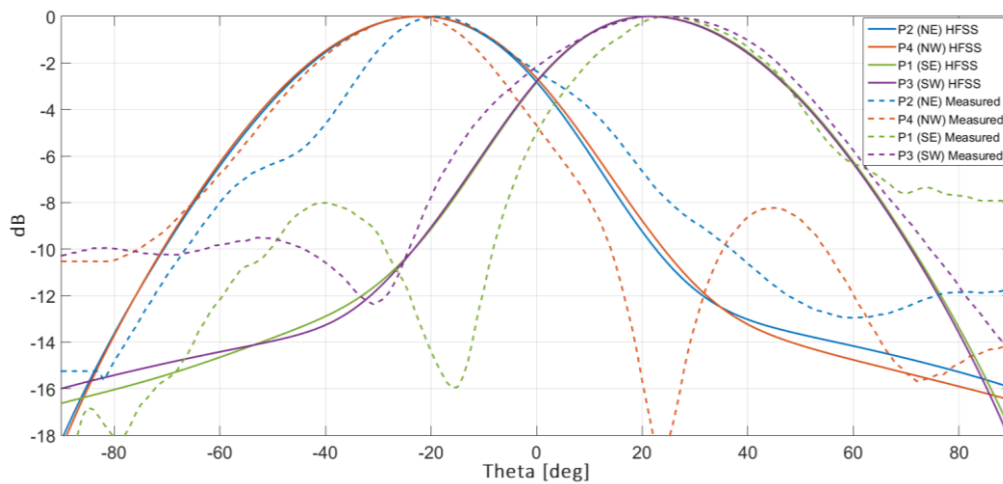


Figura 51. Comparación de los diagramas de radiación de los cuatro puertos entre los resultados de la medición y los simulados en HFSS

Se obtienen unos diagramas con ángulos de apuntamiento muy parecidos a los simulados y donde se observa que los lóbulos secundarios en las medidas reales son más elevados debidos a las irregularidades de la cinta radiante y de posibles pequeños errores en la fabricación de la estructura de metacrilato.

Finalmente, en las figuras 52a, 52b y 52c se muestra la comparación entre la función monopulso obtenida con los diagramas simulados y la obtenida mediante las mediciones reales:

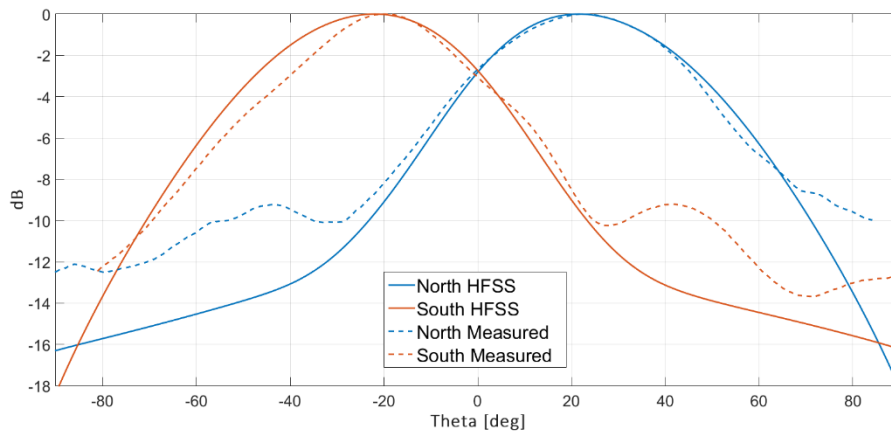


Figura 52a. Comparación de los diagramas Norte y Sur medidos con los simulados en HFSS



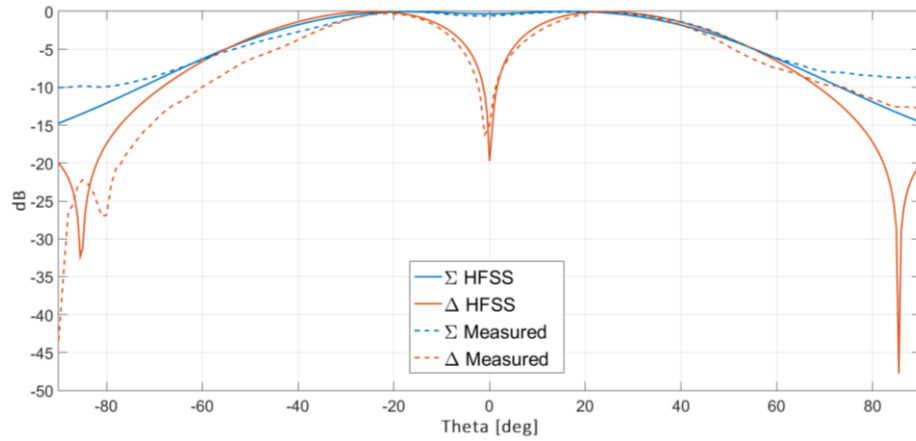


Figura 52b. Comparación de los diagramas Sigma y Delta medidos con los simulados en HFSS

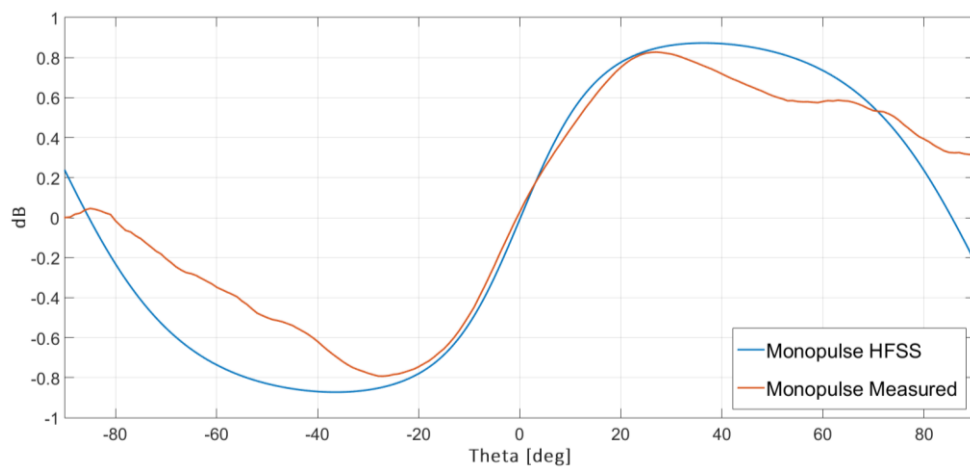


Figura 52c. Comparación de Función monopulso N-S medida con los simulada en HFSS

Se obtiene una función monopulso parecida a la simulada en HFSS, se podría mejorar realizando una fabricación más precisa del metacrilato y con menos irregularidades al cubrir la estructura con la cinta radiante.

## CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este capítulo se van a resumir las conclusiones obtenidas en cada uno de los capítulos del trabajo:

- **Capítulo 1:** En este primer capítulo se comentaron las bases teóricas de las antenas Leaky Wave, se detalló su funcionamiento y sus características más importantes como son: la eficiencia, la ganancia o los diagramas de radiación de estas antenas. Es esencial conocer esta teoría acerca de las LWA para poder realizar un diseño adecuado, y poder así tras ello fabricar la antena y finalmente obtener y analizar correctamente los resultados obtenidos en la medición en la cámara anecoica.
- **Capítulo 2:** La importancia de conocer la influencia de los parámetros de diseño de la antena tales como el ancho, longitud, constante dieléctrica y grosor del sustrato) Half-Width Leaky-Wave (HWLW) y además la gran capacidad que tienen estas antenas de escaneo en frecuencia es descrita en este capítulo dado que fue fundamental para el desarrollo de la antena entender su funcionamiento.
- **Capítulo 3:** En este capítulo se ha explicado la evolución del diseño de la antena hasta llegar al diseño final. Inicialmente se comenzó diseñando la antena con una alimentación mediante microstrip que se descartó debido a que, al aumentar el grosor del sustrato para conseguir una mayor ganancia y mejor eficiencia espectral, el ancho del “inset” aumentaba exponencialmente, dejando descartada esta opción. Por lo tanto, se decidió cambiar a una red de alimentación que utiliza un coaxial atravesando la estructura desde la parte posterior hasta hacer contacto con la parte superior de la misma. Con esta red de alimentación se realizó un diseño inicial que se descartó debido a sus parámetros de Scattering demasiado altos y una eficiencia de radiación lejos del 80-90% que se suele dar en las LWA. Para mejorar ese funcionamiento se modificó este diseño para que la radiación fuese más estable utilizando paredes PEC que aislasen correctamente la parte radiante y se recubrieron los pines de los coaxiales con teflón para evitar cortocircuitos. Al observar los resultados de este diseño se observó que la antena presentó parámetros de Scattering adecuados para la fabricación y una eficiencia de radiación cercana al 90%.
- **Capítulo 4:** Finalmente se fabricó y calibró la antena y tras analizar los resultados se observó que radiaba en las distintas polarizaciones pero que únicamente era interesante comparar los resultados del plano Y-Z ya que se obtenían unos diagramas de radiación más cercanos a los objetivos de ángulo de apuntamiento y ancho de haz a -3dB. Además, se observó que algunos de los diagramas obtenidos en las mediciones estaban deteriorados y se observó también que algunos presentaban unas ganancias bajas. Todo esto puede ser resultado de irregularidades en la superficie de la cinta radiante que cubre la estructura al haberla colocado a mano. Además, la estructura de metacrilato no estaba perfectamente fabricada y podían existir malos contactos de los conectores coaxiales.

### LINEAS FUTURAS:

- Realizar variaciones en el diseño para conseguir una radiación más uniforme en las diversas polarizaciones manteniendo unos parámetros S adecuados.
- Mejorar la fabricación de la estructura de metacrilato y colocar la cinta radiante con menos irregularidades
- Comprobar con el uso de la función monopulso experimental la localización de dispositivos

## CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA Y ANEXOS

### Bibliografía:

- [1]- A. Oliner and D. Jackson, *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed. McGraw-Hill Education, 2007, ch. 11 Leaky-wave antennas, pp. 1-55.
- [2]- D. R. Jackson, C. Caloz, and T. Itoh, "Leaky-wave antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2194-2206, July 2012.
- [3]- S.M. Sherman and D.K. Barton, *Monopulse principles and techniques*, Artech House Radar Library, 2nd ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 2013.
- [4]- S.-G. Kim and K. Chang, "Low-cost monopulse antenna using bidirectionally-fed microstrip patch array," *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 20, pp. 1428–1429, Oct. 2003.
- [5]- D. Zelenchuk et al., "W-band planar wide-angle scanning antenna architecture," *J. Infr. Millim. Terahertz Waves*, vol. 34, no. 2, pp. 127–139, Feb. 2013.
- [6]- 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," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 11, pp. 7071-7086, Nov. 2019.
- [7]- M. K. Emara, D. J. King, H. V. Nguyen, S. Abielmona and S. Gupta, "Millimeter-wave slot array antenna front-end for amplitude-only direction finding," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 7, pp. 5365-5374, Jul. 2020.
- [8]- H. -J. Zhao, H. Chu, X. Zhu and Y. -X. Guo, "A 1-D Electronic Beam-Scanning Monopulse Antenna Array Based on a Compact Stripline Phase-Shifter," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2477-2481, Dec. 2020
- [9]- A. Gil-Martinez, M. Poveda-Garcia, and J. L. Gómez-tornero, "Direct synthesis of frequency-scanned monopulse half-width microstrip leaky-wave antennas," in *Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2020)*, pp. 1–4, 2020.
- [10]- M. Poveda-García and J. L. Gómez-Tornero, "Ambiguity resolution in amplitude-monopulse systems using broad-beam patterns," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 20, no. 4, pp. 503-507, Apr. 2021.
- [11] J.-C. Wu, C.-C. Chang, T.-Y. Chin, S.-F. Chang, M.-C. Chiu, C.-Y. Hsu, and R.-H. Lee, "Wireless indoor localization using dynamic monopulse receiver," in *Proc. 7th Eur. Radar Conf.*, Sep./Oct. 2010, pp. 69-72.
- [12]- M. Del Prete, D. Masotti, N. Arbizzani, and A. Costanzo, "Remotely identify and detect by a compact reader with mono-pulse scanning capabilities," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 1, pp. 641-650, Jan. 2013.
- [13]- R. Parada, A. Carreras, J. Meila-Segui, R. Pous, "Study of a monopulse system with RFID antennas for applications oriented to retail industry," *UbiComp'13*, September 8–12, 2013.
- [14]- C. Alcaraz, J. V. Balbastre and F. Vega, "Monopulse RFID reader for enhanced intelligent transportation systems applications," *2015 IEEE Brasil RFID*, 2015, pp. 1-4.
- [15]- K. Aoki, T. Sakogawa and F. Kuroki, "An antenna having wide radiation pattern but narrow beam in operation based on monopulse system for security gate applications at UHF band," *2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2017, pp. 132-134.
- [16]- Y. Álvarez-López, M. E. Cos-Gómez, and F. Las-Heras-Andrés, "A received signal strength RFID-based indoor location system," *Sensors Actuators A. Phys.*, vol. 255, pp. 118–133, 2017.

- [17]- J.L. Gomez-Tornero, D. Canete-Rebenaque, J. A. Lopez-Pastor, and A. S. Martinez-Sala, "Hybrid analog-digital processing system for amplitude-monopulse RSSI-based MIMO WiFi Direction-of-Arrival estimation," *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 12, no. 3, 2018.
- [18]- 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*, vol. 7, no. 1, pp. 88450- 88460, Jun. 2019.
- [19]- J.A. López-Pastor, P. Arqués-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", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 34755-34766, 2021.
- [20]- N. Honma, R. Tazawa, K. Kikuchi, A. Miura, Y. Sugawara, and H. Minamizawa, "Indoor-positioning using RSSI : DOD-based technique versus RSSI-ranging technique," *Proc. 8th Int. Conf. Indoor Position. Indoor Navig. IPIN2017*, pp. 171-WIP, 2017.
- [21]- N. Honma, R. Tazawa, A. Miura, Y. Sugawara, and H. Minamizawa, "RSS-based DOA / DOD estimation using bluetooth signal and its application for indoor tracking," in *2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2018, pp. 1–7.
- [22]- R. Tazawa, N. Honma, A. Miura, and H. Minamizawa, "RSSI-based localization using wireless beacon with three-element array," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E101.B, no. 2, pp. 400–408, 2018.
- [23]- L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations," *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195–1245, Aug. 1997.
- [24]- S. Abielmona, H. V. Nguyen, and C. Caloz, "Analog direction of arrival estimation using an electronically-scanned CRLH leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 4, pp. 1408–1412, Apr. 2011.
- [25]- J. Werner, J. Wang, A. Hakkarainen, N. Gulati, D. Patron, D. Pfeil, K. Dandekar, D. Cabric, and M. Valkama, "Sectorized antenna-based DoA estimation and localization: Advanced algorithms and measurements," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 33, no. 11, pp. 2272–2286, Nov. 2015.
- [26]- H. Paaso, N. Gulati, D. Patron, A. Hakkarainen, J. Werner, K. R. Dandekar, M. Valkama, and A. Mammela, "DoA estimation using compact CRLH leaky-wave antennas: Novel algorithms and measured performance," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 9, pp. 4836–4849, Sep. 2017.
- [27]- S. Maddio, A. Cidronali, and G. Manes, "RSSI/DoA based positioning systems for wireless sensor network," in *New Approach Indoor Outdoor Localization System*. Rijeka, Croatia: InTech, 2012, ch. 7, pp. 139-162.
- [28]- E. Taillefer, A. Hirata, and T. Ohira, "Direction-of-arrival estimation using radiation power pattern with an ESPAR antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 2, pp. 678–684, Feb. 2005.
- [29]- L. Kulas, "RSS-based DoA estimation using ESPAR antennas and interpolated radiation patterns," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 25–28, Jan. 2018
- [30]- Y. J. Cheng, W. Hong, K. Wu, and Y. Fan, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide long slot leaky-wave antennas and two-dimensional multibeam applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 1, pp. 40–47, Jan. 2011.
- [31]- M. Ettorre, R. Sauleau, and L. Le Coq, "Multi-beam multi-layer leaky-wave SIW pillbox antenna for millimeter-wave applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 4, pp. 1093–1100, Apr. 2011.
- [32]- F. V. Vidarsson et al., "Conformal Parallel Plate Waveguide Polarizer Integrated in a Geodesic Lens Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 70, no. 11, pp. 10327-10337, Nov. 2022

- [33]- P. Castillo-Tapia et al., "Two-dimensional beam steering using a stacked modulated geodesic luneburg lens array antenna for 5G and beyond," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 71, no. 1, pp. 487-496, Jan. 2023.
- [34]- F. Pizarro, D. Ramirez-Gil, A. Algaba-Brazález, L. Fernando Herrán-Ontanón, and E. Rajo-Iglesias, "Comparison study of 4x4 Butler matrices in microstrip technologies for Ka-band," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 122, July 2020..
- [35]- A. Algaba-Brazalez and E. Rajo-Iglesias, "Design of a Butler matrix at 60GHz in inverted microstrip gap waveguide technology," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, Canada, 2015, pp. 2125-2126.
- [36]- N. Niculescu and B. Nath, "VOR base stations for indoor 802.11 positioning," in *Proceedings of the 10th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MobiCom '04*, pp. 58–69, Sep 2004.
- [37]- J. Vongkulbhisal and Y. Zhao, "An RFID-based indoor localization system using antenna beam scanning," in *Proceedings of the 9th International Conference on Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Phetchaburi, Thailand, 2012*, pp. 1–4.
- [38]- L. Shen, Q. Zhang, J. Pang, H. Xu, P. Li, and D. Xue, "ANTspin: Efficient absolute localization method of RFID tags via spinning antenna" *Sensors*, vol. 19, no. 9, p. 2194, 2019.
- [39]- G. Zhang, D. Zheng, J. Guo, Y. Hou, and D. Zeng, "Dynamic modeling and mobility analysis of the 3-R(RRR)R R antenna mechanism," *Robotica*, vol. 1–19, 2021
- [40]- A. Gil-Martinez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque and J.L. Gómez-Tornero, "On the use of leaky-wave antennas for amplitude monopulse comparison," in *Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2022)*, Madrid, Spain, 2022, pp. 1-5.
- [41]- J.L. Gómez-Tornero, "Smart leaky-wave antennas for iridescent IoT wireless networks," Ch.4 in *Antenna and Array Technologies for Future Wireless Ecosystems*, Y.J. Guo and R. W. Ziolkowski (editors), Ed. John Wiley & Sons. IEEE press, 2022, pp.119-181.
- [42]- A. J. Martinez-Ros, J. L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Frequency scanning leaky wave antenna for positioning and identification of RFID tags," in *Proc. IEEE Int. Conf. RFID-Technol. Appl. (RFID-TA)*, Sep. 2011, pp. 451–456.
- [43]- A. Gil-Martínez, Y. El Gholb, M. Poveda-García, J. L. Gómez-Tornero and N. E. A. El Idrissi, "An array of leaky wave antennas for indoor smart wireless access point applications," in *Proc. 2019 Int. Conf. on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM)*, 2019, pp. 1-4.
- [44]- A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. A. López-Pastor, J. C. Sánchez-Aarnoutse and J. L. Gómez-Tornero, "Wi-Fi direction finding with frequency-scanned antenna and channel-hopping scheme," *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 6, pp. 5210- 5222, Mar. 2022.
- [45]- J.A. Lopez-Pastor, M. Poveda-García, A. Gil-Martínez, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Two-dimensional localization system for mobile IoT devices using a single Wi-Fi access point with a passive frequency-scanned antenna", *IEEE Internet of Things Journal*, in press, 2023.
- [46]- A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Metasurface antenna for fast frequency scanning with application to conical direction finding", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, in press. 2023.
- [47]- M. Poveda-García, et al., "RSSI-based direction-of-departure estimation in Bluetooth Low Energy using an array of frequency-steered leaky-wave antennas," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 9380-9394, Jan. 2020.
- [48]- M. Poveda-Garcia, A. G. Martinez and J. L. Gomez-Tornero, "Frequency-scanned focused leaky-wave antennas for direction-of-arrival detection in proximity BLE sensing applications," in *Proc. 14th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2020)*, Mar. 2020, pp. 1-4.

- [49]- M. Poveda-García, et al. "Frequency-scanned leaky-wave antenna topologies for two-dimensional direction of arrival estimation in IoT wireless networks," in Proc. 15th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2021), Mar, 2021, pp. 1-4.
- [50]- M. Poveda-García, J. Oliva-Sánchez, R. Sánchez-Iborra, D. Cañete- Rebenaque, J.L. Gómez-Tornero, "Dynamic wireless power transfer for cost-effective wireless sensor networks using frequency-scanned beaming," IEEE Access, vol. 7, pp. 8081-8094, Jan. 2019.
- [51]- 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", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 21, no. 1, pp. 158-162, Jan. 2022
- [52]- A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. García-Fernández, M. M. Campo-Valera, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Direction finding of RFID tags in UHF band using a passive beam-scanning leaky-wave antenna", IEEE Journal of Radio Frequency Identification, vol. 6, pp. 552-563, Jun. 2022
- [53]- M. Campo-Valera, M. Poveda-García, J. García-Fernández, A. Gil-Martínez, D. Cañete-Rebenaque and J. L. Gómez-Tornero, "Laboratory to develop a practical hand-made monopulse antenna for RFID localization systems," IEEE Access, vol. 10, pp. 132108-132120, Dec. 2022.
- [54]- J.L. Gómez-Tornero, A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, and D. Cañete-Rebenaque, "ARIEL: passive beam-scanning Antenna terminal for Iridescent and Efficient LEO satellite connectivity", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., Special Cluster on Disruptive Beam-Steering Antenna Technologies for Emerging and Future Satellite Services, vol. 21, no. 11, pp. 2268-2272, Nov. 2022.
- [55]- J.L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Romero-Justiniano, A. Gil-Martínez, and D. Cañete-Rebenaque, "Design of Frequency-Beam Scanning Antennas for Ultra Wide Band Impulse RADAR Applications", in Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2023), Florence, Italy, 2023, pp. 1-5.
- [56]- M. Poveda-García, A. Gil-Martínez, F. Salmeron, and J.L. Gómez-Tornero, "Frequency-beam-scanning mm-wave antennas for direction-finding RADAR", in Proc. 19th European Radar Conference in the 52nd European Microwave Week (EuMW 2022), Milan, Italy, 2023, pp. 1-4.
- [57]- 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," in Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Aveiro, Portugal, 2016, pp. 1-4
- [58]- A. A. Oliner, "Leakage from higher modes on microstrip line with application to antennas," Radio Sci., vol. 22, pp. 907–912, Nov. 1987.
- [59]- G. Zelinski, G. Thiele, M. Hastriter, M. Havrilla, and A. Terzuoli, "Half width leaky wave antennas," Microw. Antennas Propag., vol. 1, no. 2, pp. 341 –348, Apr. 2007.
- [60]- S.-T. Yang and H. Ling, "Design of a microstrip leaky-wave antenna for two-dimensional bearing tracking," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 10, pp. 784–787, 2011
- [61]- A. J. Martínez-Ros, J. L. Gómez-Tornero and G. Goussetis, "Broadside radiation from radial arrays of substrate integrated leaky-wave antennas," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Prague, Czech Republic, 2012, pp. 252-254
- [62]- D. Blanco, J.L. Gomez-Tornero, E. Rajo-Iglesias, and N. Llombart, "Radially polarized annular-slot leaky-wave antenna for three-dimensional near-field microwave focusing," IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett, vol.13, pp.583-586, March 2014
- [63]- J.L. Gómez-Tornero, G.Goussetis, A.Feresidis, and A.A.Melcón, "Control of leaky-mode propagation and radiation properties in hybrid dielectric-waveguide printed-circuit technology: experimental results", IEEE Trans. Antennas Propag., vol.54, no.11, pp.3383-3390, Nov. 2006

- [64]- J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete and A. Álvarez-Melcón, "Printed-circuit leaky-wave antenna with pointing and illumination flexibility", *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, Vol.15, No.8, pp.536-538, Aug. 2005.
- [65]- J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete, and A. Álvarez, "Microstrip leaky-wave antenna with control of leakage rate and only one main beam in the azimuthal plane ", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.56, No.2, pp. 335–344, Feb. 2008.
- [66]- M. García-Vigueras, et al., "1D-leaky wave antenna employing parallel-plate waveguide loaded with PRS and HIS," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.59, no.10, pp. 3687 - 3694, Oct. 2011.
- [67]- A.J. Martínez-Ros, J.L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Planar leaky-wave antenna with flexible control of the complex propagation constant", *IEEE Trans. Antennas Propagat*, vol.60, no.3, pp. 1625 - 1630, Mar. 2012.
- [68]- J.L. Gómez and A.A. Melcón, "Non-orthogonality relations between complex-hybrid-modes: an application for the leaky-wave analysis of laterally-shielded top-open planar transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 52, No.3, pp. 760-767, March 2004
- [69]- M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, J.S. Gómez-Díaz, and A. Álvarez-Melcón, "A Modified Pole-Zero Technique for the Synthesis of Waveguide Leaky-Wave Antennas Loaded with Dipole-Based FSS", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.58, No.6, pp. 1971–1979, June 2010
- [70]- A. J. Martinez-Ros, J. L. Gomez-Tornero and F. Quesada-Pereira, "Efficient analysis and design of novel SIW leaky-wave antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 496-499, 2013
- [71]- J. L. Gómez-Tornero, A. Martínez-Ros, A. Álvarez-Melcón, F. Mesa and F. Medina, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna with reduced beam squint," 2013 European Microwave Conference, Nuremberg, Germany, 2013, pp. 491-494.
- [72]- J. L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Guzmán-Quirós and D. Cañete-Rebenaque, "Reducing the beam squint in scanned leaky-wave antennas using coupled SIW cavities," 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, PR, USA, 2016, pp. 77-78
- [73]- M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, G- Goussetis, J.L. Gómez-Tornero, "Coupling Substrate-Integrated Waveguides to Increase the Gain Bandwidth of Leaky-Wave Antennas", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Special Issue on SIW Circuits and Systems*, vol.66, no.6, pp. 3099-3109, June 2018.
- [74]- L. Wang, J.L. Gómez-Tornero, O. Quevedo-Teruel, "Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna with Wide Bandwidth via Prism Coupling", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Special Issue on SIW Circuits and Systems*, vol.66, no.6, pp. 3110 - 3118, June 2018.
- [75]- L. Wang, J.L. Gómez-Tornero, E. Rajo-Iglesias, O. Quevedo-Teruel, "Low-dispersive Leaky-wave Antenna Integrated in Groove Gap Waveguide Technology", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.66, no.11, pp. 5727 - 5736, Nov. 2018.
- [76]- ANSYS HFSS Disponible online: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss#tab1-2>
- [77]- Miguel Poveda García, José Luis Gómez Tornero, Diseño de Antenas Leaky-Wave en Tecnología de Guía de Onda Integrada en Substrato con Cavidades Acopladas Para Aumentar Su Ancho de Banda
- [78]- A. Rabadán Parra, J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete Rebenaque, M. Poveda García, `Diseño de antena con barrido angular para radioastronomía solar en la banda de 400 MHz a 800 MHz para el proyecto e-Callisto´. ETSIT UPCT. Trabajo fin de Grado Ingeniería Telecomunicaciones. Sep 2022.
- [79]- S. Pereira Sánchez, J.L. Gómez-Tornero, M. Eberspächer, `Análisis y Diseño de Antena Leaky-Wave CRLH y de Superficie Selectiva en Frecuencia para el control de los campos radiados´. ETSIT UPCT. Trabajo fin de Grado Ingeniería Telecomunicaciones. Jul 2013.

- [80]- P. Vivo Vera, R. Verdú Monedero, J.L. Gómez-Tornero, M. Poveda García, 'Diseño de antenas leaky-wave en tecnología SIW modulada, con diagramas de radiación confinados, usando teoría de síntesis de filtros digitales'. ETSIT UPCT. Trabajo fin de Grado Ingeniería Telecomunicaciones. Dic 2020.
- [81]- E. Andreu García, J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete Rebenaque, 'Diseño de agrupación en serie de antenas Leaky Wave en la banda de UHF'. ETSIT UPCT. Trabajo fin de Máster en Telecomunicaciones. Sep 2021.
- [82]- W. Menzel, 'A new travelling wave antenna in microstrip'. Arch. Elektron. Uebertrag. Tech., vol. 33, nº4, pp.137-140. Apr 1979.
- [83]- H. Ermet, 'Guiding and radiation characteristics of planar waveguides'. IEE Journal on Microwaves, Optics and Acoustics, vol. 3, nº2, pp. 59-62, Mar 1979.
- [84]- A. Oliner and K. Lee, 'Microstrip leaky wave strip antennas'. Antennas and Propagation Soc. Int. Symp., vol. 24, Philadelphia, USA, Jun 1986.
- [85]- Oluwafemi A. Ilesanmi, Charles U.Ndujiuba, 'Effects of Using Different Substrates on the Performance of an Inset-Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna'. International Journal of Networks and Communications 2018.
- [86]- International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 6, Issue 7, July 2015, ISSN 2229-5518, 'Rectangular Microstrip Patch Antenna Using Coaxial Probe Feeding Technique for 5.2 GHz WLAN Application'.
- [87]- M. Campo Valera, M. Poveda García, J. García Fernández, A. Gil Martínez, D. Cañete Rebenaque, J.L. Gómez-Tornero, 'Antena Leaky-Wave Hecha a Mano Para Propósitos Educativos'. Universidad Politécnica de Cartagena
- [88]- J.L. Medina Monroy, E. Díaz Tapia, J.L. Olvera Cervantes, Ricardo A. Chávez- Pérez, A. Velázquez Ventura, 'Análisis y Comparación de Metodologías para Determinar Experimentalmente la Ganancia de Antenas de RF y Microondas'. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.



## Anexo 1: Especificaciones conector coaxial TE Connectivity 1-1478968-0, Hembra, Recta, Impedancia 50Ω, Montaje de Reborde:

Conectores jack y macho de cable coaxial de montaje en panel con reborde RF SMA con diseño ligero y compacto, ideales para uso en aplicaciones en las que escasea el espacio.

Estos conectores de cable coaxial RF SMB ofrecen un excelente rendimiento eléctrico de dc a 18 GHz con una interfaz completamente compatible con Mil-C-39012.

El mecanismo de acoplamiento roscado de estos conectores de cable coaxial RF SMA proporciona una conexión segura a prueba de vibraciones. Estos conectores de cable coaxial RF SMA están fabricados de acero inoxidable o latón con una selección de chapados en níquel, oro y bronce blanco y para uso en diferentes aplicaciones.

Los rebordes de dos o cuatro orificios integrados en el cuerpo del conector permiten una conexión segura en el panel.

### Características y ventajas

- Diseño de subminiatura para ahorro de espacio
- Excelente rendimiento eléctrico: de dc a 18 GHz
- Mecanismo de acoplamiento roscado a prueba de vibraciones
- Elección de chapados en función de la aplicación
- Rebordes para una conexión en panel segura

### Aplicaciones

Estos conectores de cable coaxial SMA RF son para uso en el sector de telecomunicaciones inalámbricas. Las aplicaciones incluyen radio, teléfonos móviles y antenas WiFi, estaciones base, instrumentación, PC/LAN, comunicaciones por satélite fijas o de difusión, emisión de frecuencias patrón y señales horarias por satélite

### Especificaciones

Atributo	Valor
Género	Hembra
Tipo de conector coaxial	Conector SMA
Tipo de Montaje	Montaje de Reborde
Impedancia	50Ω
Método de Terminación	Crimpado
Orientación del Cuerpo	Recta
Pasante	No
Frecuencia de Funcionamiento	0 to 6GHz
Revestimiento del Cuerpo	Oro
Material del Contacto	Cobre Berilio
Revestimiento del Contacto	Oro

## Anexo 2: Especificaciones Silver Conduc Epoxy 15G SYR:



### Silver Conductive Epoxy Adhesive

8331S is an electrically conductive, silver-filled 2-part epoxy adhesive with a long working time. It is smooth, non-sagging, thixotropic, and bonds well to a wide variety of substrates.

It can be used as a solder replacement for bonding heat-sensitive electronic components, or for making conductive connections where soldering is not an option, such as when bonding to glass, soft metals, or plastics.

8331S has been formulated to be economical. For a higher fill version that maximizes conductivity, use 8330S. For a shorter working time and room temperature cure, use 8331.

### Features and Benefits

- Creates permanent electrical connections
- Extended working time
- Low cure temperature of 65 °C
- Room temperature storage
- Long shelf life
- NASA low outgassing approved

### Cured Properties

Resistivity	6.0 x 10 <sup>-3</sup> Ω-cm
Hardness	60 D
Tensile Strength	14 N/mm <sup>2</sup>
Compressive Strength	65 N/mm <sup>2</sup>
Lap Shear (stainless steel)	4.5 N/mm <sup>2</sup>
(aluminum)	7.1 N/mm <sup>2</sup>
Water Absorption	0.1 %
Outgassing @ 125 °C for 24 h	0.4 %
Glass Transition Temperature (T <sub>g</sub> )	34 °C
CTE Prior T <sub>g</sub>	78 ppm/°C
CTE After T <sub>g</sub>	158 ppm/°C
Thermal Conductivity @ 25 °C	1.3 W/(m·K)
Service Temperature Range	-40–150 °C

### Usage Parameters

Working Time	4 h
Mix Ratio by Volume	1:1
Mix Ratio by Weight	1.2:1