

# UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación

## Síntesis Eficiente y Directa de Antenas Leaky-Wave en Tecnología Half Width Microstrip para Aplicaciones de RADAR Monopulso Escaneado en Frecuencia

TRABAJO FIN DE MASTER

MASTER EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACION

**Autor:** Alejandro Rafael Gil Martínez  
**Director:** José Luis Gómez Tornero  
**Codirector:** Miguel Poveda García

Cartagena, 13 de Octubre de 2020





## **Dedicatoria**

iii

Este trabajo está dedicado a mis padres.



We propose a synthesis technique for half-width microstrip leaky-wave antennas (HWM LWAs) producing frequency-scanned monopulse patterns with two channels. The election of the substrate thickness and dielectric constant is of key importance to obtain the desired angular scanning in the prescribed frequency band, and with high radiation efficiency. Using the two far advertising channels of Bluetooth Low Energy (BLE) protocol in the 2.45 GHz band, we demonstrate that wide and narrow scanning designs can be directly obtained with the proposed approach, while dispensing from any numerical optimization. It is examined how different dielectric laminates and antenna sizes are convenient for each design.

## Tabla de Contenidos

vi

Capítulo 1 Introducción .....	1
Capítulo 2 Teoría .....	7
Capítulo 3 Diseños .....	15
Capítulo 4 Conclusión y líneas futuras.....	20
Apéndice .....	22
Referencias.....	36

## Lista de tablas

vii

Tabla 1. Especificaciones de los tres diseños con diferentes FoV.....	15
Tabla 1. Parámetros físicos sintetizados para HWM LWA .....	17

Figura 1. Plano H de radiación en el que se muestran los dos haces directivos obtenidos por la alimentación en cada puerto. ....2

Figura 1.2: Diagramas suma y diferencia obtenidos en base a los haces de la Figura 1.1.....3

Figura 1.3: Función lineal Monopulso.....4

Fig. 1.4 a) Estructura de una HWM LWA b) Haces con escaneo en frecuencia solapados para una síntesis monopulso óptima.....6

Fig. 2. Transverse Equivalent network (TEN) de HWM LWA.....11

Fig. 3. Ejemplo de síntesis para  $FoV=60^\circ$  con  $f1=2.402$  GHz  $f2=2.48$  GHz ( $L=33$ cm) a) Búsqueda de ceros de la función  $\Psi(H,\mathcal{E}r)$ . b) Eficiencia de radiación para una longitud de antena  $L=33$ cm como función de  $(H,\mathcal{E}r,W)$ .....13

Fig. 4. Simulados a) respuesta del escaneo en frecuencia y b) eficiencia de radiación de los diseños HWM LWA en la Tabla II.....16

Fig. 5. Diagramas de radiación simulados de los diseños HWM LWA en la Tabla II.....19

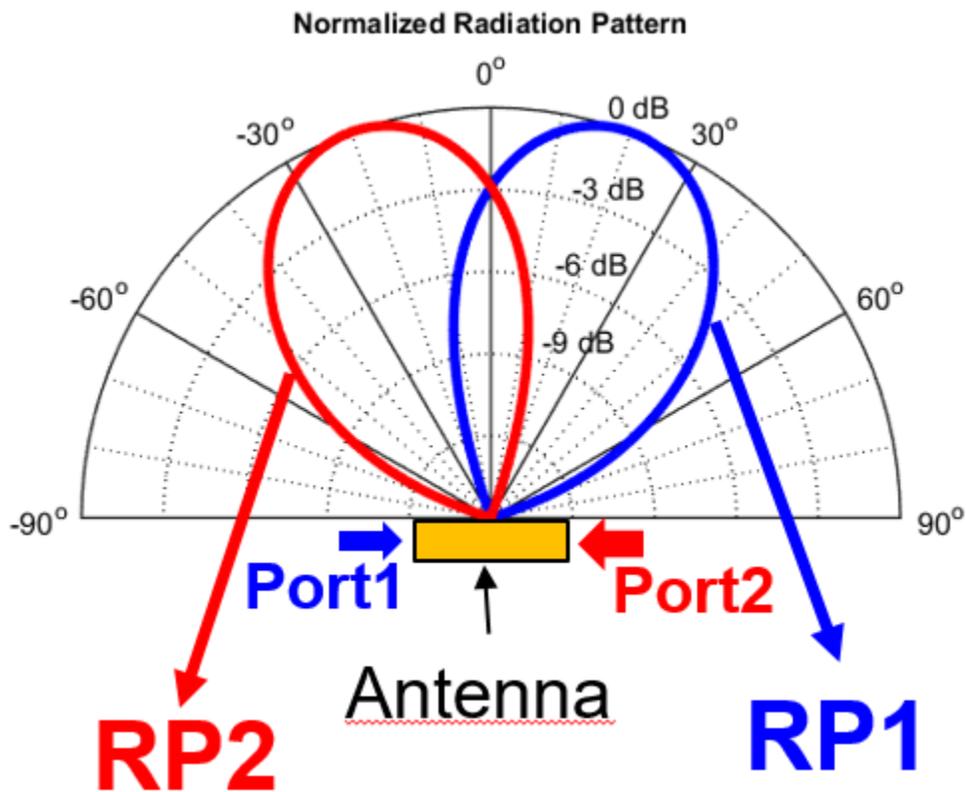
# Capítulo 1

## Introducción

Una de las principales aplicaciones para las que ha sido diseñada esta síntesis de antenas es la detección del ángulo de llegada (DoA) utilizando antenas Leaky-Wave mediante la aplicación del cálculo de la función Monopulso [1].

Los sistemas de posicionamiento inalámbricos hacen uso de la detección de la señal de RF recibida. En la literatura existen tres algoritmos principales para esta detección, DoA (Direction of Arrival), ToA (Time of Arrival) y RSSI (Received Signal Strength Indicator), donde las técnicas DoA son las técnicas más nuevas y presentan dos ventajas principales respecto de las otras dos técnicas. En primer lugar, su simplicidad y bajo coste computacional de procesamiento digital de señal (DSP) ya que sólo hace uso de datos de RSSI y no de datos de IQ, y, en segundo lugar su gran robustez respecto de variaciones de RSSI bajo ciertas condiciones [2].

Para explicar la teoría de las funciones monopulso haremos uso de un diseño sencillo de un haz directivo en frecuencia y, debido a la propia simetría de la LWA y de su disposición y alimentación en dos puertos, se tendrá como resultado dos haces directivos escaneados en frecuencia, ambos apuntando a ángulos contrarios respecto de la dirección broadside en Plano H. Esto se puede observar en la figura 1.1:



**Figura 1.1: Plano H de radiación en el que se muestran los dos haces directivos obtenidos por la alimentación en cada puerto.**

Como se puede observar en la figura 1.1, se tienen dos ángulos de apuntamiento  $\theta_1$  y  $\theta_2$  cada uno relacionado con la frecuencia y puerto por el que se esté alimentando la antena. De tal forma que si definimos la frecuencia utilizada como ( $f_1$ ) entonces, tendremos las frecuencias resultantes  $f_1'$  (para ángulos negativos debido a la alimentación del puerto B) y  $f_1$  (para ángulos positivos debido a la alimentación del puerto A).

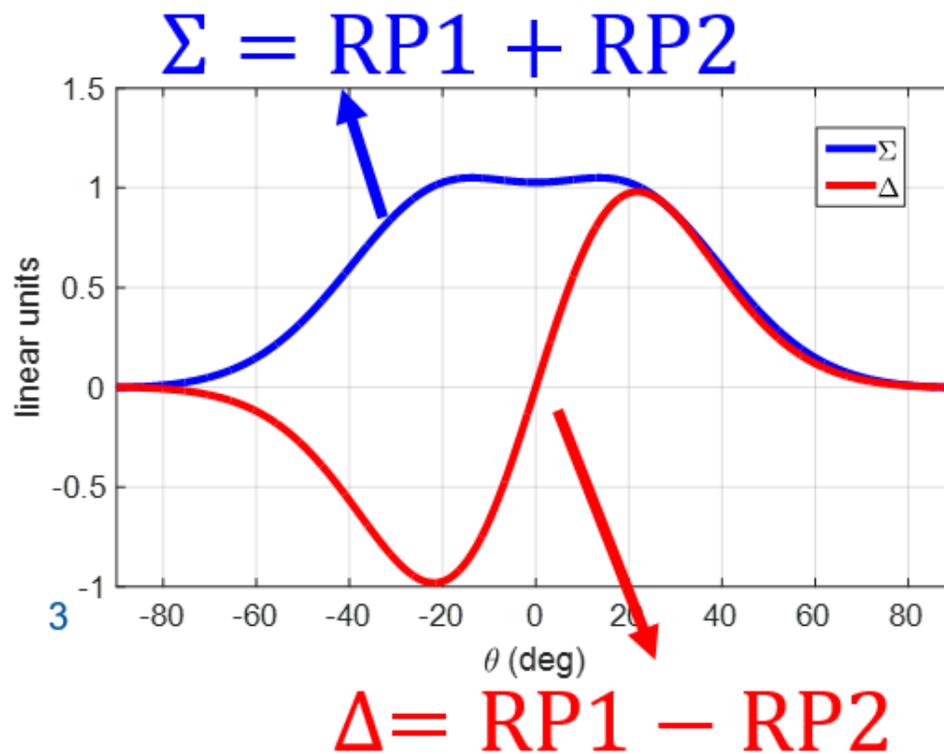
El ángulo DoA puede ser estimado entonces mediante el FoV midiendo el valor monopolso:

$$\frac{\Delta}{\Sigma} \rightarrow \theta \quad (1)$$

Por lo que, para la obtención de las funciones monopulso es necesario obtener los diagramas de radiación suma y diferencia de cada pareja de haces adyacentes, los cuales formarán las diferentes funciones monopulso.

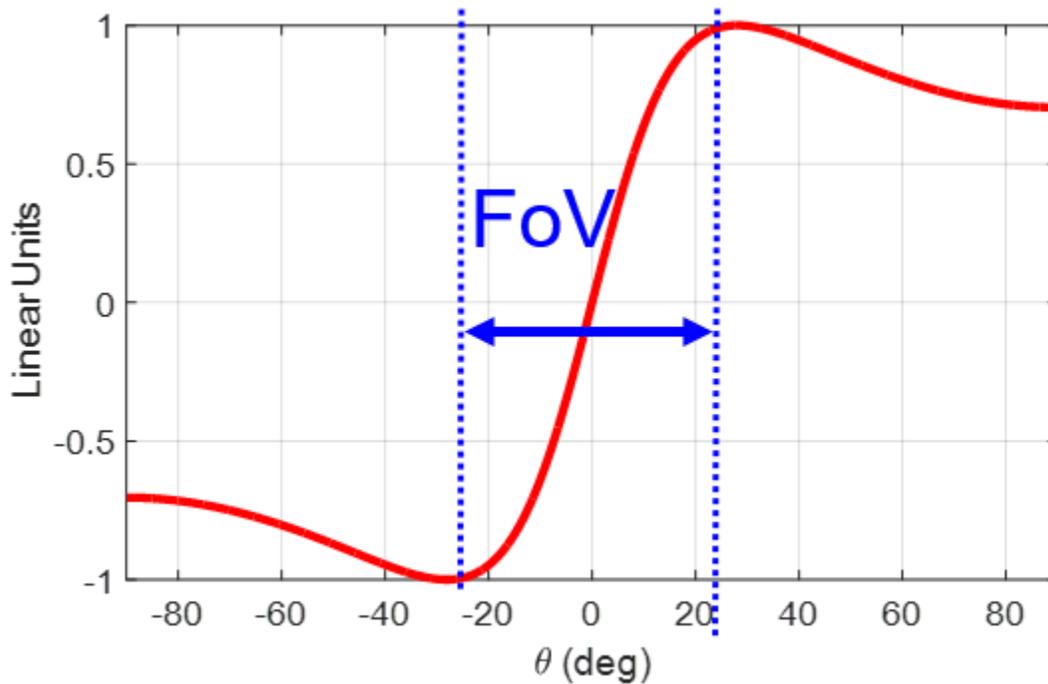
$$\Sigma = RSSI1 + RSSI2 \quad \Delta = RSSI1 - RSSI2 \quad (2)$$

En la figura 1.2 se muestran los diagramas suma y diferencia correspondientes a los haces directivos que se obtenían en la figura 1.1.



**Figura 1.2: Diagramas suma y diferencia obtenidos en base a los haces de la Figura 1.1.**

Finalmente, aplicando (1) a este cálculo, obtendremos la función Monopulso resultante de este par de haces adyacentes y la cual nos permitirá calcular de forma unívoca el DoA, esto se observa en la Figura 1.3.



**Figura 1.3: Función lineal Monopulso.**

Las antenas leaky-wave en microstrip (MLWAs) ofrecen una solución sencilla para obtener haces directivos escaneados en frecuencia, utilizando placas de circuito impreso, con una alimentación sencilla desde un único puerto de entrada, evitando así las complicadas redes de alimentación de los phased-arrays [3].

Para evitar un acoplamiento no deseado con el modo fundamental no radiativo EH<sub>0</sub> de la tira microstrip, se propuso el modelo microstrip Half-Width LWA (HWM-LWA) en [4], el cual es un modelo de antena planar compacto y eficiente para aplicaciones de escaneo de haz en frecuencia [5]-[10].

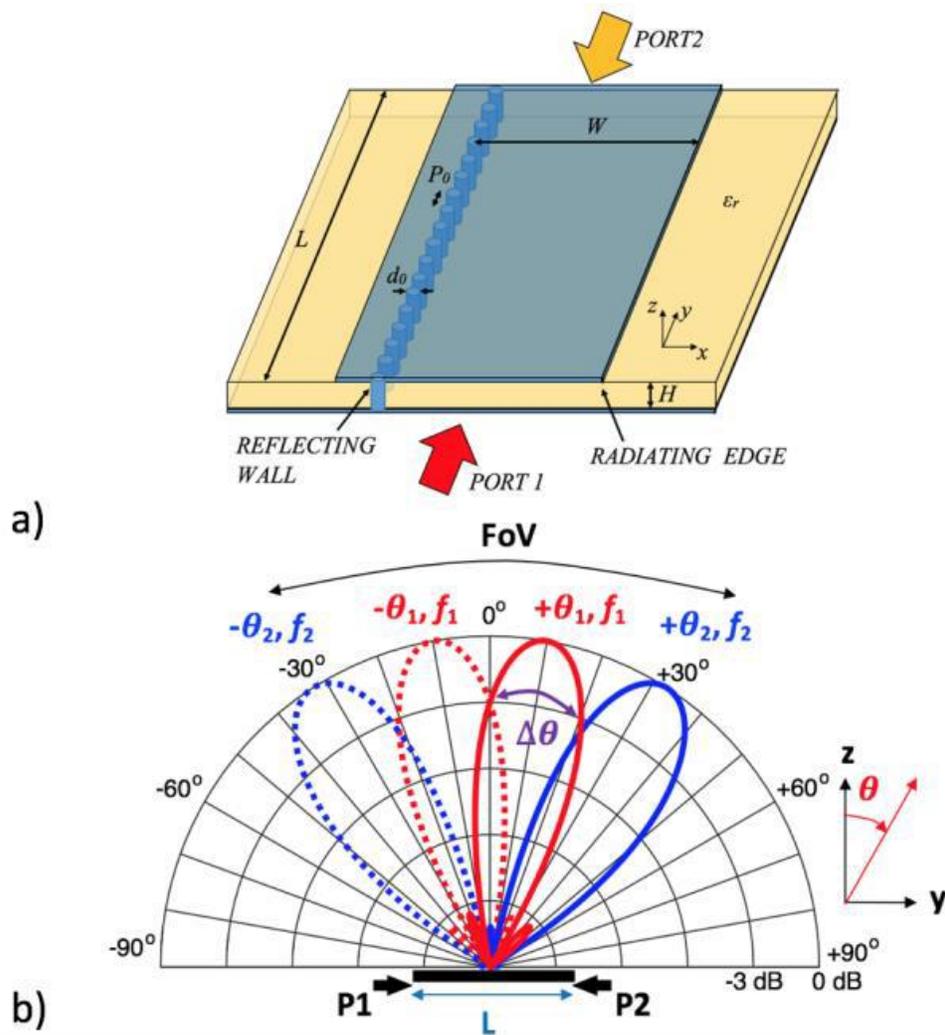
La estructura simple de la HW-LWA se muestra en la Fig.1.4a. Está formada básicamente por una tira metálica de anchura  $W$  y longitud  $L$ , la cual está impresa sobre un substrato dieléctrico con un plano de masa (grosor  $H$  y constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$ ).

Uno de los lados de la tira está conectado al plano de masa utilizando vías metálicas periódicas de diámetro  $d_0$  y una distancia entre ellas  $P_0$  que actúan como PEC, mientras que la radiación tiene lugar en el lado opuesto de la tira metálica.

Recientemente, el modelo HWM LWA ha sido propuesto para sintetizar diagramas monopulso escaneados en frecuencia para estimación del ángulo de llegada [9].

Como se muestra en la Fig.1.4b, la LWA es alimentada por dos puertos para crear haces simétricos en direcciones opuestas, los cuales escanean en el plano de elevación mediante variación en frecuencia, y deben intersectar en los puntos de caída a 3dB con respecto a su máxima ganancia para sintetizar patrones monopulso de forma óptima.

Haces más estrechos ofrecen mayor resolución angular pero también un menor Campo de Visión (FoV), mientras que haces más anchos expanden el FoV pero reducen la resolución angular. En este trabajo se presenta un método sistemático para seleccionar el substrato más apropiado para una HWM LWA, así como para obtener sus dimensiones ( $W$  y  $L$ ), a fin de sintetizar el escaneo en frecuencia deseado asegurando una buena eficiencia de radiación.



## Capítulo 2

### Teoría

En este apartado se va a proceder a la explicación de la matemática que lleva este trabajo basado en la síntesis directa de las antenas HWMLWA. Antes de comenzar con la explicación matemática es necesario comprender los principales parámetros que permiten el estudio y caracterización de una de estas antenas.

Los principales parámetros que definen el comportamiento de una HWMLWA se pueden dividir en dos bloques bien diferenciados pero ciertamente relacionados entre sí como se verá a lo largo de este capítulo.

Estos, son: 1) la anchura de la antena ( $W$ ), 2) la longitud de la antena ( $L$ ), 3) la altura del sustrato sobre el que se imprime la antena ( $H$ ), y por último, 4) la permitividad del propio sustrato ( $\epsilon_r$ ).

Como se puede observar se pueden dividir en el bloque relacionado al sustrato, donde se encuentran la altura ( $H$ ) y permitividad ( $\epsilon_r$ ) y en el bloque relacionado a los parámetros físicos que definen el tamaño de la propia antena, que son la anchura ( $W$ ) y longitud ( $L$ ).

Es necesario destacar en este punto el proceso que se realizaba anteriormente a esta síntesis para entender el nuevo aporte que supone esta investigación al campo del desarrollo de las antenas HWM. En primer lugar, se definía el problema que se quería resolver con el diseño de la nueva antena en cuestión. Tras esto, y dentro de la definición del problema se encontraba la definición del sustrato que se requería usar para dicha

aplicación. Esto depende de varios factores, tales como, definir si se desea una aplicación de bajo coste, o si el coste no es un trade-off que se requiera cumplir, si se necesita una aplicación de gran escaneo en frecuencia, es decir, una aplicación de gran dispersión o dicho de otro modo, si los diferentes ángulos de apuntamiento de las frecuencias que componen el escaneo en frecuencia se requieren muy separados entre sí, lo que supone un gran Campo de visión (FoV) o si por el contrario no se requiere de un gran FoV, de tal forma que dependiendo de la aplicación se deberá utilizar un substrato u otro.

Una vez conocido el substrato requerido para el diseño que se desea realizar, ya quedan definidos los parámetros de altura (H) y permitividad ( $\epsilon_r$ ). Pero en este punto podría surgir un problema, el cual viene relacionado con la incorrecta interpretación del problema que se desea resolver y que daba como resultado una imposibilidad de realizar el diseño de la antena deseada utilizando el substrato pre-seleccionado en este punto.

Esto lo que quiere decir es que en situaciones, el substrato pre-seleccionado no era el correcto y no se llegaban a buenos resultados de diseño y esto daba un problema de ineficiencia temporal.

También es necesario explicar brevemente los efectos que tienen los diferentes parámetros que definirán el diseño de la antena. Estos son:

- 1) Anchura (W): Controla el ángulo de apuntamiento en la radiación de los diferentes haces generados por las diferentes frecuencias.
- 2) Longitud de la antena (L): Afecta de forma directa a la ganancia de la antena y a la anchura del haz radiado.

- 3) Altura del sustrato (H): Controla la eficiencia de radiación.
- 4) Constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ): Modifica el escaneo en frecuencia de la antena.

Lo que se demostrará a continuación es la posibilidad de, únicamente definiendo el problema radiativo que se quiere resolver con el diseño de la antena, esto es, definir las frecuencias de radiación que se van a utilizar y sus ángulos de apuntamiento, se puede obtener de forma sistemática el valor, no sólo de los parámetros físicos de la antena sino también del sustrato que se debe utilizar para poder resolver dicho problema.

Como se muestra en la Fig.1b, una LWA con escaneo en frecuencia para monopolos, usando dos canales, genera cuatro haces directivos con ángulos de apuntamiento  $\theta_1$  y  $\theta_2$  para las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ , respectivamente. Además, para cubrir un FoV angular concreto en el rango de  $-\text{FoV}/2$  a  $+\text{FoV}/2$  con diagramas monopulso óptimos, el ancho de haz,  $\Delta\theta$ , debe de ser:

$$\Delta\theta = \frac{\text{FoV}}{3} \quad (3)$$

Como ejemplo, la Fig.1b representa el caso para un  $\text{FoV}=60^\circ$  (desde  $-30^\circ$  a  $+30^\circ$ ), el cual se cubre utilizando cuatro haces con  $\Delta\theta = 20^\circ$  de acuerdo a (3).

Entonces, los dos ángulos de escaneo son:

$$\theta_1 = \frac{\Delta\theta}{2} = \frac{\text{FoV}}{6}; \quad \theta_2 = 3 * \theta_1 = \frac{\text{FoV}}{2} \quad (4)$$

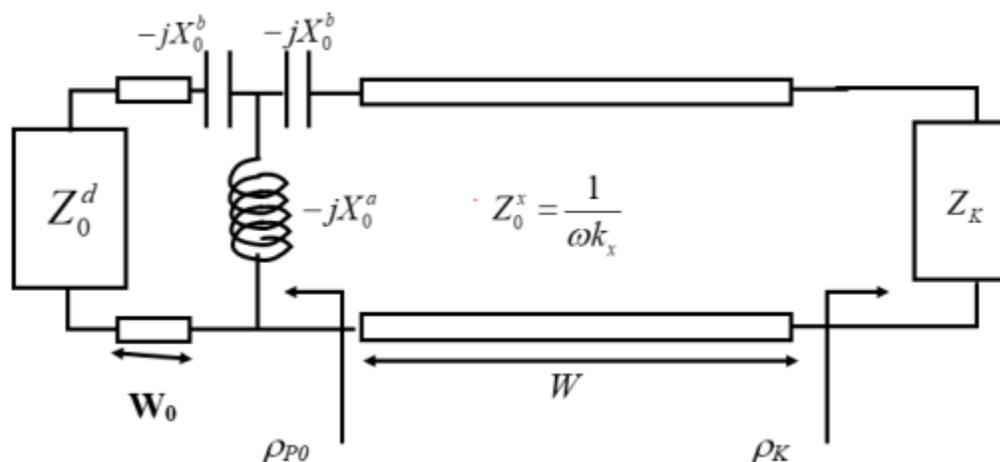
Finalmente, es necesario destacar que la longitud de la antena  $L$  determina el ancho de haz  $\Delta\theta$  y la eficiencia de radiación  $\eta_{RAD}$  siguiendo las siguientes ecuaciones:

$$\Delta\theta(\text{deg}) = \frac{\frac{180}{\pi}}{\frac{L}{\lambda_0} * \cos\theta} \quad (5)$$

$$\eta_{RAD} = 1 - e^{-4\pi * \frac{\alpha}{k_0} * L / \lambda_0} \quad (6)$$

donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda,  $\theta$  es el ángulo de radiación, y  $\alpha k_0$  es la tasa de radiación normalizada.

Por lo tanto, las especificaciones iniciales de diseño de una LWA monopulso con escaneo en frecuencia vienen dadas por el FoV angular (el cuál determina las direcciones de escaneo  $\theta_1$  y  $\theta_2$  y el ancho de haz requerido que, por lo tanto, determina la longitud de la antena) y las dos frecuencias centrales  $f_1$  y  $f_2$ . Un FoV más ancho requerirá una antena más corta (haces más anchos) con un mayor rango de escaneo. Por el contrario, un FoV más estrecho requerirá una antena más larga con haces más estrechos en un rango angular menor. Normalmente, las frecuencias utilizadas vienen fijadas por la capa física de cada protocolo radio. Por ejemplo, los beacons Bluetooth Low Energy (BLE) aplican salto de canal secuencial en tres canales de advertising en la banda ISM a 2.45GHz, y este esquema puede ser utilizado para estimación del ángulo haciendo uso de LWAs como originalmente se propone en [10]. En los ejemplos de este artículo seleccionamos los canales bajo y alto de advertising de BLE, esto es, canal #37 con  $f_1=2.402$  GHz y canal #39 con  $f_2=2.48$  GHz.



**Fig. 2. Transverse Equivalent network (TEN) de HWM LWA.**

La elección de los parámetros dieléctricos del sustrato (material dieléctrico  $\epsilon_r$  y grosor  $H$ ) es de gran importancia para conseguir estas especificaciones. Por un lado, constantes dieléctricas mayores  $\epsilon_r$  aportan mayor escaneo en frecuencia, y por tanto son más adecuados para diseños de FoV mayores [7]. Por otra lado, para una longitud de antena  $L$  menor se tienen haces más anchos, por lo que se requieren valores más elevados de la tasa de radiación  $\alpha k_0^2$  para una buena eficiencia de radiación de acuerdo a (6). Sustratos más gruesos (con mayor  $H$ ) ofrecen mayor tasa de radiación para antenas más cortas con una alta eficiencia de radiación, mientras que láminas más finas son más adecuadas para diseños HWM LWA largos con menor tasa de radiación (para haces más estrechos y FoV más estrecho manteniendo alta eficiencia de radiación y apertura). Todos los diseños previos encontrados en la literatura ([5]-[10]) se realizan a través de optimización, esto es, en base a los resultados obtenidos, se reajusta  $H$ ,  $\epsilon_r$  y  $W$  hasta conseguir el diseño óptimo. En este artículo, proponemos por primera vez un método sistemático para diseñar las dimensiones ( $L$  y  $W$ ) y escoger el sustrato óptimo ( $\epsilon_r$  y  $H$ ) para antenas monopulso

HWM LWA de alta eficiencia. La técnica está basada en la siguiente Transverse Resonance Equation (TRE), la cual es obtenida de Transverse Equivalent network (TEN) [1] mostrada en Fig.2:

$$\rho_{P_0} e^{-j2k_x W} \rho_k = \rho_{P_0} e^{-j2\beta_x W} e^{2\alpha_x W} \rho_k = 1 = 0 \quad (7)$$

Tras alguna manipulación algebraica que no puede ser descrita aquí por la falta de espacio (los detalles se mostrarán en la presentación oral), se obtiene la ecuación (7), que depende tanto de las especificaciones de escaneo deseadas como de los parámetros que se quieren obtener:

$$W_{\theta_i, f_i}(H, \epsilon_r) = \frac{\varphi_P(\theta_i, f_i, H, \epsilon_r) + \varphi_K(\theta_i, f_i, H, \epsilon_r) - 2\pi n}{2k_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_i)}} \quad (8)$$

$$\Psi(H, \epsilon_r) = W_{\theta_1, f_1}(H, \epsilon_r) - W_{\theta_2, f_2}(H, \epsilon_r) = 0 \quad (9)$$

La ecuación  $\Psi(H, \epsilon_r) = 0$  en (8) satisface las condiciones de escaneo  $\theta_1$  y  $\theta_2$  en las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ , requeridas para un FoV dado en la banda de trabajo. Como ejemplo, Fig.3a muestra  $\Psi(H, \epsilon_r)$  para la anteriormente comentada banda ISM BLE ( $f_1 = 2.402$  GHz  $f_2 = 2.48$  GHz) y con un FoV =  $60^\circ$ , el cual corresponde a  $\theta_1 = 10^\circ$  y  $\theta_2 = 30^\circ$  en (6). Como la función depende de dos parámetros desconocidos ( $\epsilon_r$  y  $H$ ), los ceros de  $\Psi(H, \epsilon_r)$  deben ser resueltos para cada par de valores  $\epsilon_r$  y  $H$ , todos satisfaciendo (8). Esto es ilustrado en Fig.3a con tres valores de  $H$ , mostrando que cada curva tiene un cero en un valor diferente de  $\epsilon_r$  en el rango  $\epsilon_r = 4.2$  y  $\epsilon_r = 4.6$ . Entonces, la anchura  $W$  es obtenida de (7) para cada par de valores  $\epsilon_r$  y  $H$ . De esta forma, todos los posibles tríos ( $H, \epsilon_r, W$ ) que satisfacen las especificaciones son obtenidos, como se observa en Fig.3a. Para

seleccionar el conjunto de parámetros más apropiado, la eficiencia de radiación en  $f_1$  (6) es como se ilustra en Fig.3b. Para calcular  $\eta_{RAD}$  (4), el valor de la longitud de la antena  $L=33\text{cm}$  es obtenido de (5) (con  $\Delta\theta=20^\circ$  (3) para un  $\text{FoV}=60^\circ$ ), y la tasa de radiación  $\alpha/k_0$  en  $f_1$  es estimado del modelo TEN para cualquier conjunto de parámetros ( $H, \epsilon_r, W$ ).

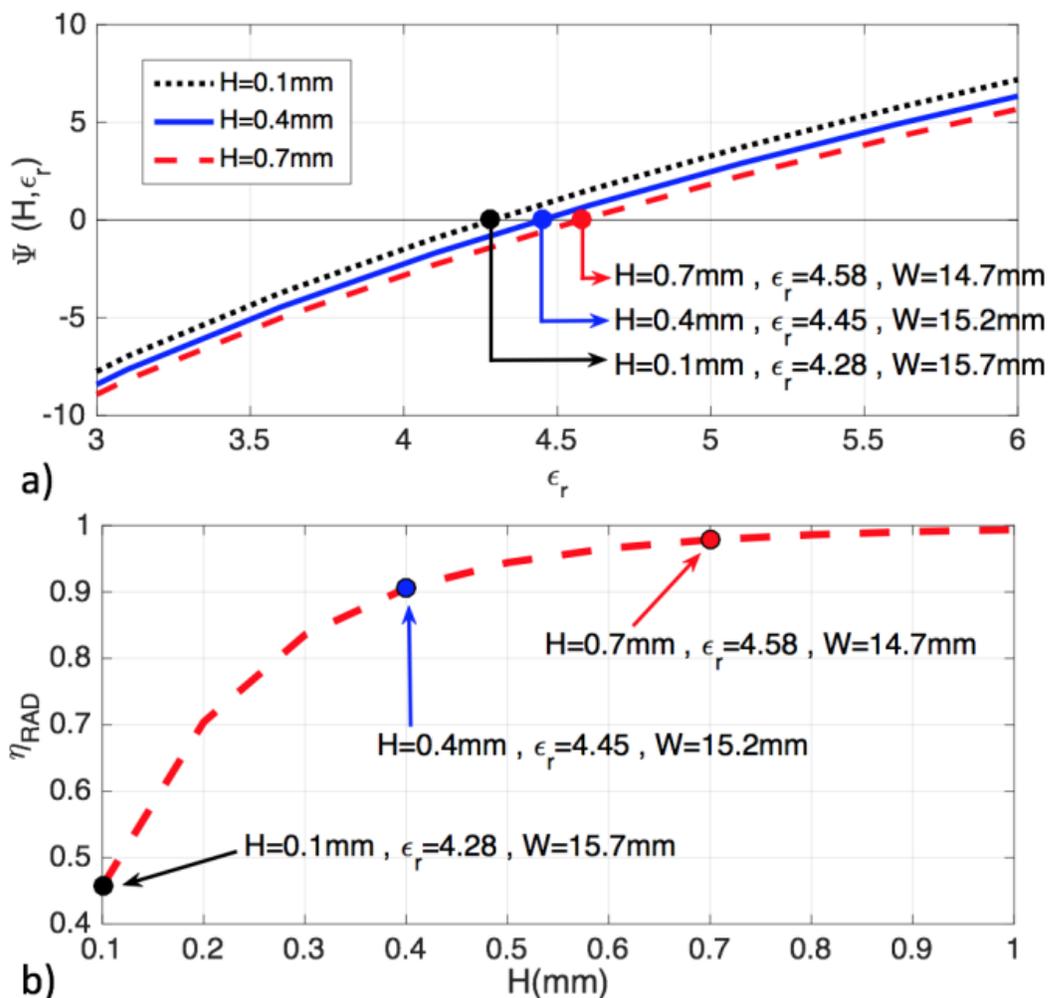


Fig. 3. Ejemplo de síntesis para  $\text{FoV}=60^\circ$  con  $f_1=2.402\text{ GHz}$   $f_2=2.48\text{ GHz}$  ( $L=33\text{cm}$ )  
a) Búsqueda de ceros de la función  $\Psi(H, \epsilon_r)$ . b) Eficiencia de radiación para una longitud de antena  $L=33\text{cm}$  como función de ( $H, \epsilon_r, W$ ).

Como se puede ver en Fig.3b, substratos más gruesos aportan mayor eficiencia de radiación [13], pero esto también puede crear baja eficiencia de apertura [11], [12]. Por otra parte, substratos más finos reducen la eficiencia de radiación como se ve en Fig.3b para  $H=0.1\text{mm}$ . Un buen compromiso entre las eficiencias de radiación y apertura es  $\eta_{RAD}=90\%$  en  $f_1$  [11], y esto lleva a los valores de diseño  $H=0.4\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=4.45$ ,  $W=15.2\text{mm}$  (punto azul en Fig.3). Junto con la elección de la longitud  $L=33\text{cm}$ , ahora todos los parámetros físicos de la HMW LWA han sido sistemáticamente obtenidos.

## Capítulo 3

### Diseños

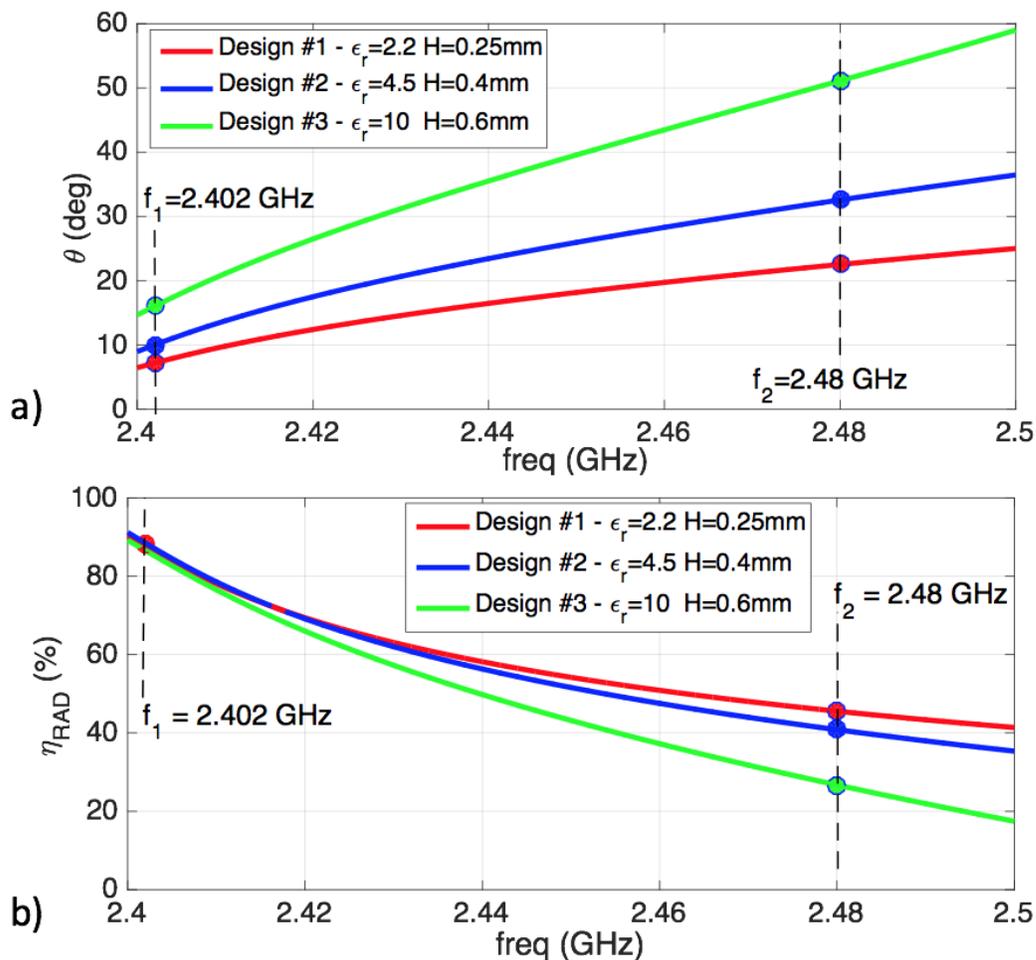
Para comprobar la validez del procedimiento, tres diseños van a ser obtenidos y validados con simulaciones utilizando un código propio para el análisis de LWAs impresas [13]. Como se ha comentado, todos los diseños van a compartir las mismas frecuencias de trabajo, proporcionadas por los dos canales en frecuencia de la banda ISM BLE 2.45 GHz, esto es,  $f_1=2.402$  GHz y  $f_2=2.48$  GHz. Sin embargo, cada diseño será definido por un FoV diferente que va desde  $45^\circ$  a  $90^\circ$ , el cual determina el rango de escaneo y el ancho de haz, como se resume en Tabla I.

Design	FoV( $^\circ$ )	$\Delta\theta$ ( $^\circ$ )	$L/\lambda_0$	$\theta_1$ ( $^\circ$ )	$\theta_2$ ( $^\circ$ )	$\eta_R(f_1)$
#1	45	15	3.7	7.5	22.5	0.9
#2	60	20	2.7	10	30	0.9
#3	90	30	1.6	15	45	0.9

**Tabla I: Especificaciones de los tres diseños con diferentes FoV.**

Como se comentó, la longitud de la LWA se obtiene directamente del ancho de haz requerido (5), siendo el diseño #1 la antena más larga y la que radia los haces más directivos ( $\Delta\theta=15^\circ$ ) para el FoV más estrecho (FoV= $45^\circ$ ). También es importante destacar que este diseño #1 con FoV estrecho requiere el mínimo rango de escaneo, desde  $\theta_1=7.5^\circ$  a  $\theta_2=22.5^\circ$ . Por el contrario, el diseño #3 con FoV mayor FoV= $90^\circ$  requiere haces más anchos  $\Delta\theta=30^\circ$  y el mayor rango de escaneo, desde  $\theta_1=15^\circ$  hasta  $\theta_2=45^\circ$ .

También, para una correcta comparación, los tres casos se han diseñado para una alta eficiencia de radiación  $\eta_{RAD}=90\%$  en  $f_1$ .



**Fig. 4. Simulados a) respuesta del escaneo en frecuencia y b) eficiencia de radiación de los diseños HWM LWA en la Tabla II.**

Cuando estas especificaciones eléctricas se introducen como entradas en nuestro procedimiento sistemático, el conjunto de parámetros físicos recogidos en la Tabla II se obtienen para cada diseño. Se puede observar que el diseño #1 requiere un sustrato fino de baja permitividad ( $\epsilon_r=2.2$ ,  $H=0.25$ mm). La baja constante dieléctrica es consistente con el bajo rango de escaneo (desde  $\theta_1=7.5^\circ$  hasta  $\theta_2=22.5^\circ$ ), mientras que el sustrato

fino es coherente con la necesidad de baja tasa de radiación de cara a iluminar una antena más larga ( $L=45\text{cm}=3.67\lambda$ ) [13]. En el lado opuesto encontramos el diseño #3, el cual corresponde a una antena más corta con mayor rango de escaneo. Como consecuencia, el sustrato óptimo es de mayor grosor y mayor constante dieléctrica [7] ( $\epsilon_r=10$ ,  $H=0.6\text{mm}$ ), como se puede observar en Tabla II. Un caso intermedio corresponde con el diseño #2, que requiere un sustrato con  $\epsilon_r=4.5$  y  $H=0.4\text{mm}$ . Además de los parámetros  $L$ ,  $\epsilon_r$  y  $H$ , el ancho de la microstrip  $W$  es también directamente obtenido como se explica en la Sección II.

Design	L(cm)	W(mm)	H(mm)	$\epsilon_r$
#1	45	21.45	0.25	2.2
#2	33	15.1	0.4	4.5
#3	20	10.175	0.6	10

**Tabla II: Parámetros físicos sintetizados para HWM LWA**

Las dimensiones en la Tabla II han sido directamente obtenidas con el método de síntesis propuesto, sin ninguna optimización. Para comprobar la validez de esta técnica, Fig.4a muestra la respuesta en frecuencia (ángulo de escaneo  $\theta$  vs. frecuencia) de cada diseño, obtenido del análisis del modo leaky utilizando un código propio para HWM LWAs [13]. Las especificaciones iniciales para los ángulos  $\theta_1$  con  $f_1$  y  $\theta_2$  con  $f_2$  son también mostradas con círculos, confirmando que los diseños satisfacen las condiciones de escaneo deseadas. Como se comentaba, el caso #3 utilizando sustrato de mayor constante dieléctrica ( $\epsilon_r=10$ ) produce el mayor rango de escaneo. La Fig.4b muestra la

eficiencia de radiación simulada en función de la frecuencia, observando que los tres diseños satisfacen el requerimiento inicial de  $\eta_{RAD}=90\%$  en  $f_1$ , a pesar de que cada diseño corresponde a una antena con diferente longitud. La elección del sustrato es esencial con este fin.

También en Fig.4b podemos notar que la eficiencia de radiación decrece cuando la frecuencia crece. Este efecto es bien conocido [3]: la tasa de radiación cae cuando la LWA escanea hacia direcciones más cercanas a endfire ( $\theta=90^\circ$ ), y finalmente la onda de fuga se transforma en una onda superficial que ya no radia (con  $\eta_{RAD}=0$ ) [3]. Por esto, esta caída de la eficiencia de radiación para la frecuencia más alta  $f_2$  es más destacable en el diseño #3 el cual escanea a un ángulo mayor  $\theta_2=45^\circ$  en  $f_2$  y sufre una caída de la eficiencia a  $\eta_{RAD}=30\%$ . Para el diseño #1, esta caída es menor ( $\eta_{RAD}=50\%$  en  $f_2$ ), y para el diseño #2 es ( $\eta_{RAD}=40\%$  en  $f_2$ ). En cualquier caso, en la Fig.4 se demuestra que las especificaciones de escaneo en frecuencia requeridas han sido obtenidas con la síntesis HWM LWA, y con alta eficiencia de radiación  $\eta_{RAD}=90\%$  a la frecuencia inicial de escaneo  $f_1$ .

Finalmente, los diagramas de radiación simulados se muestran en Fig.5, demostrando la correcta síntesis de cuatro haces cubriendo el FoV requerido para cada diseño en las frecuencias especificadas  $f_1=2.402$  GHz y  $f_2=2.48$  GHz.

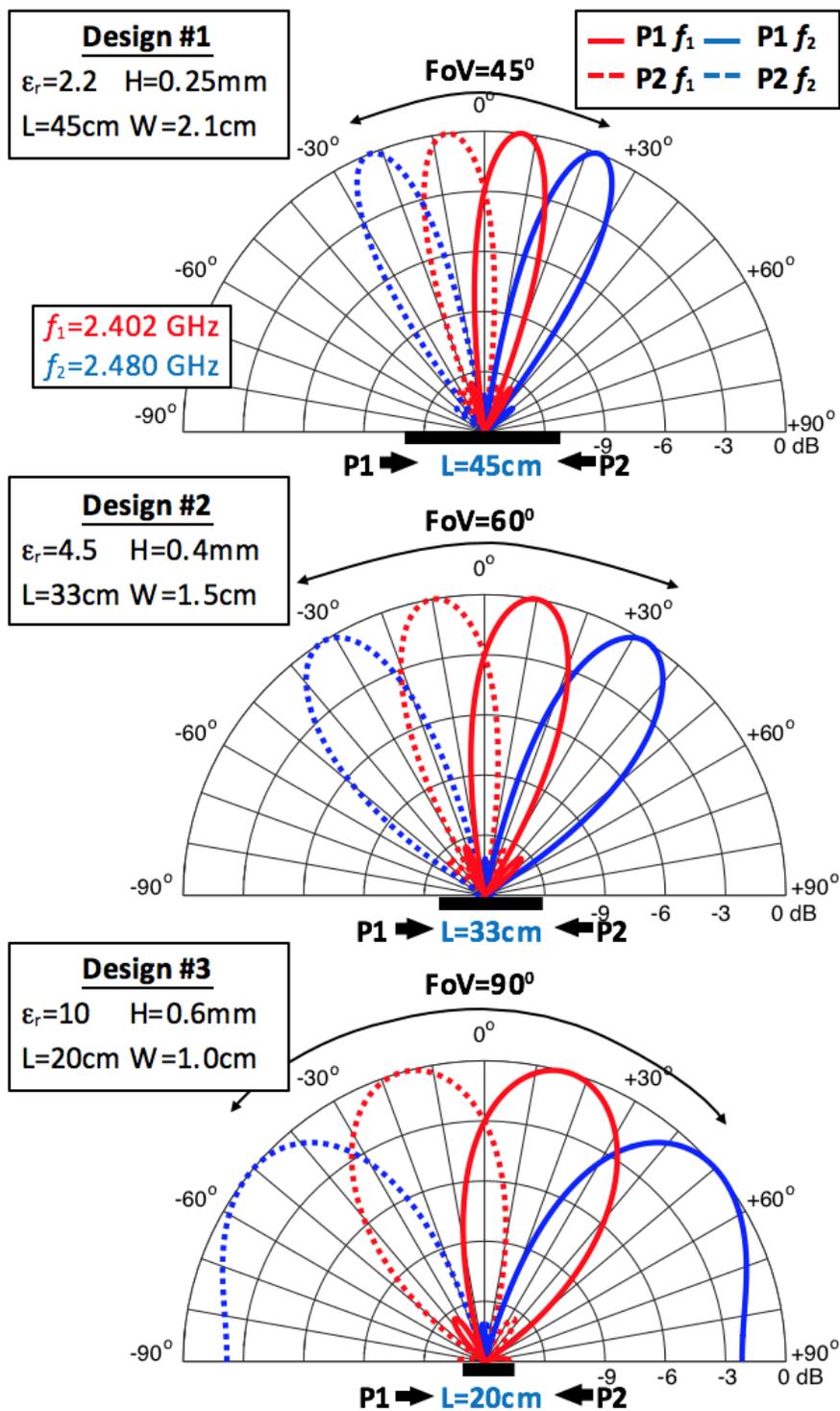


Fig. 5. Diagramas de radiación simulados de los diseños HWM LWA en la Tabla II.

## Capítulo 4

### Conclusión y líneas futuras

La elección de la constante dieléctrica del sustrato  $\epsilon_r$  y el grosor  $H$  es de gran importancia para la síntesis de antenas monopulso escaneadas en frecuencia basadas en HWM LWA. Como se mostró en la literatura [7], mayores  $\epsilon_r$  producen mayor escaneo para una misma banda frecuencial, y sustratos más finos reducen la tasa de radiación de cara a iluminar LWAs largas, las cuales producen haces más directivos [13]. Sin embargo, los diseños previos de HWM LWAs se basaban en optimización numérica. En el presente artículo hemos presentado un procedimiento sistemático basado en expresiones matemáticas fijas, para obtener los parámetros más adecuados de un sustrato ( $\epsilon_r$  and  $H$ ) y sus dimensiones (anchura  $W$  y longitud  $L$ ), para sintetizar diagramas monopulso escaneados en frecuencia con unas especificaciones prescritas.

Como ejemplo, se ha demostrado la capacidad de sintetizar cuatro haces solapados utilizando dos canales fijos del protocolo BLE (#37 a  $f_1=2.402$  GHz y #39 a  $f_2=2.48$  GHz), con diferentes FoV y alta eficiencia de radiación. Sustratos comerciales con baja permitividad dieléctrica (como láminas PTFE como RT/duroid 5880 con  $\epsilon_r=2.2$  y  $H=0.254$ mm) son adecuadas para aplicaciones de bajo rango de escaneo (FoV=45°) usando antenas largas. Valores intermedios de  $\epsilon_r$  son adecuados para un rango angular medio, como se muestra con el diseño de láminas basadas en fibra de vidrio (como FR4 con  $\epsilon_r=4.5$  y  $H=0.4$ mm) para un FoV=60°. Finalmente, láminas comerciales gruesas PTFE/cerámicas con constante dieléctrica alta (como AD1000 con  $\epsilon_r=10.2$  y  $H=0.6$ mm) pueden ser utilizadas para escaneos más amplios (FoV=90°) utilizando antenas más

cortas. En todos los casos, la cuidadosa elección del substrato es clave para mantener las especificaciones deseadas con alta eficiencia de radiación. Así pues, la técnica de síntesis propuesta es de gran interés para el diseño eficiente de estos sistemas monopolso escaneados en frecuencia.

Líneas futuras:

Otro de los objetivos principales de este trabajo no es únicamente la demostración matemática de la síntesis directa de LWAs. Sino que además también es importante demostrar de forma práctica que la matemática también funciona en la experimentación.

Para ello, las líneas futuras se pueden dividir en dos bloques principales:

El primero de ellos sería la realización de las antenas diseñadas en este trabajo en HFSS, observando que se obtienen resultados similares a los obtenidos con MatLab. Esta sería la primera parte de la experimentación que demostraría que la síntesis directa funciona tal como es de esperar.

En este punto es necesario comentar que las antenas ya han sido diseñadas en HFSS tal y como se puede observar en el apéndice A. Además, una de las antenas, que es la de Teflón ( $\epsilon_r = 2.2$ ), ya ha sido enviada a fabricar y actualmente se encuentra en el laboratorio a falta de ser medida.

El segundo de los bloques tiene que ver con esto último que se ha comentado, que es la caracterización de las antenas en cámara anecoica. Comprobando así empíricamente que la síntesis proporciona unos resultados adecuados y realizables en diseños reales.

## Apéndice A:

En este apéndice se muestra la continuación en HFSS de la comprobación del correcto funcionamiento de la síntesis directa de HWM-LWAs.

En este apartado se van a mostrar los resultados en HFSS obtenidos de los diseños sintetizados en MatLab previamente. Las antenas diseñadas en HFSS son las siguientes:

1) HWM-LWA Teflón:

- $\epsilon_r = 2.2$
- $H = 1.575\text{mm}$
- $L = 20\text{cm}$
- $\text{FoV} = 50^\circ$
- $W = 20.125\text{mm}$

2) HWM-LWA Teflón:

- $\epsilon_r = 2.2$
- $H = 0.51\text{mm}$
- $L = 50\text{cm}$
- $\text{FoV} = 45^\circ$
- $W = 21.06\text{mm}$

3) HWM-LWA AD1000:

- $\epsilon_r = 10.068$
- $H = 0.762\text{mm}$
- $L = 20\text{cm}$

- $FoV = 90^\circ$
- $W = 10.0348\text{mm}$

Lo que se va a observar en los siguientes diseños son dos cosas, la primera de ellas es el correcto funcionamiento del algoritmo de síntesis eficiente y directa de HWM-LWAs, pero además, también se va a comprobar el cambio que producen los 4 principales parámetros de diseño de una Half-Width LWA como se han ido explicando a lo largo de este trabajo. Estos parámetros son: L, W, H y  $\epsilon_r$ .

En el primer diseño, observando primeramente los valores que toman estos parámetros podremos asegurar que será una antena de bajo escaneo (debido a la permitividad tan baja), además, debido a su longitud corta, los haces serán más anchos que en el diseño más largo, mientras que H controlará la eficiencia de radiación y W controlará los ángulos de apuntamiento de los diferentes haces que conforman el diagrama de radiación de esta antena.

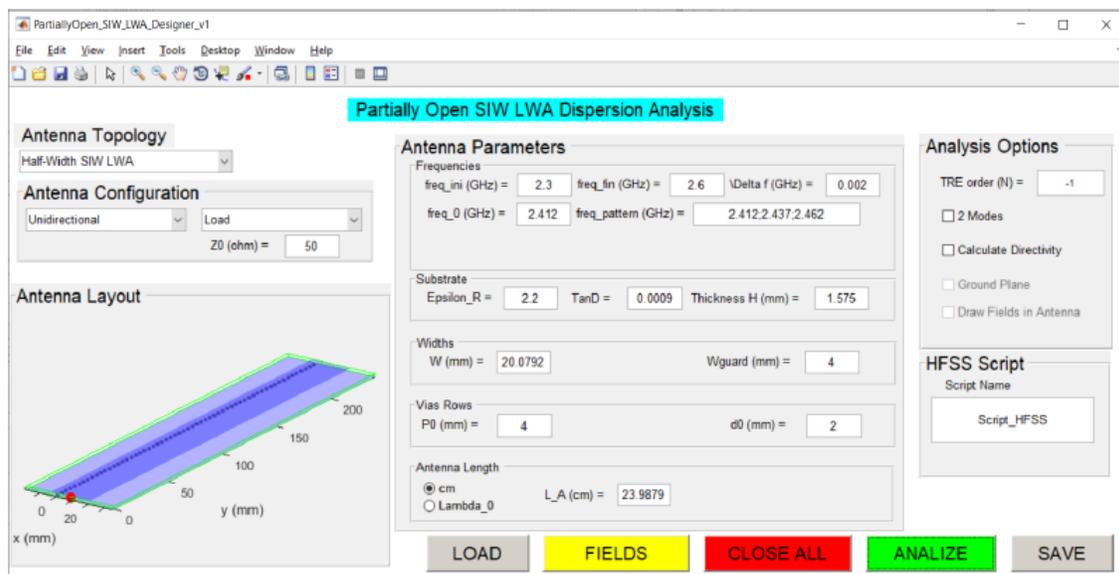
En segundo lugar, igualmente observando los valores de los parámetros de diseño podremos asegurar nuevamente una antena de bajo escaneo, debido a la baja permitividad que proporciona el Teflón, al tener una longitud mayor la antena formará haces más directivos y por tanto más estrechos (en plano H), mientras que igual que antes, W y H controlarán los ángulos de apuntamiento y eficiencia de radiación respectivamente.

Por último, en el diseño basado en AD1000, tendremos una antena de gran escaneo en frecuencia, debido a esa elevada permitividad que proporciona este substrato (de

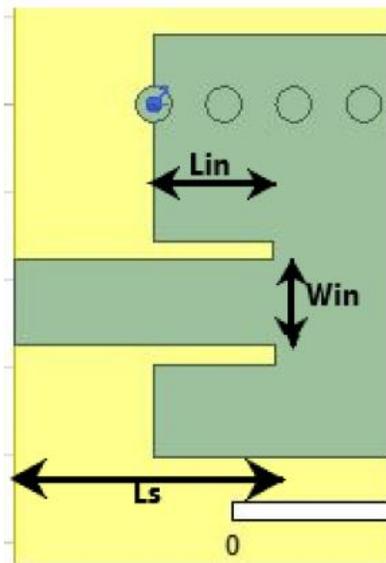
alrededor de una  $\epsilon_r$  igual a 10), esto nos permite duplicar el FoV de esta antena respecto de los anteriores diseños y además manteniendo una longitud corta.

También, comentar que antes de comenzar a diseñar en HFSS utilizamos un programa de diseño propio para comprobar en primera instancia que los valores de los resultados dan diseños correctos. Esta herramienta es simplemente una aproximación y es por ello que no es un sistema de verificación definitivo, para ello nos movemos a HFSS.

La herramienta utilizada para la primera de las antenas se muestra a continuación:



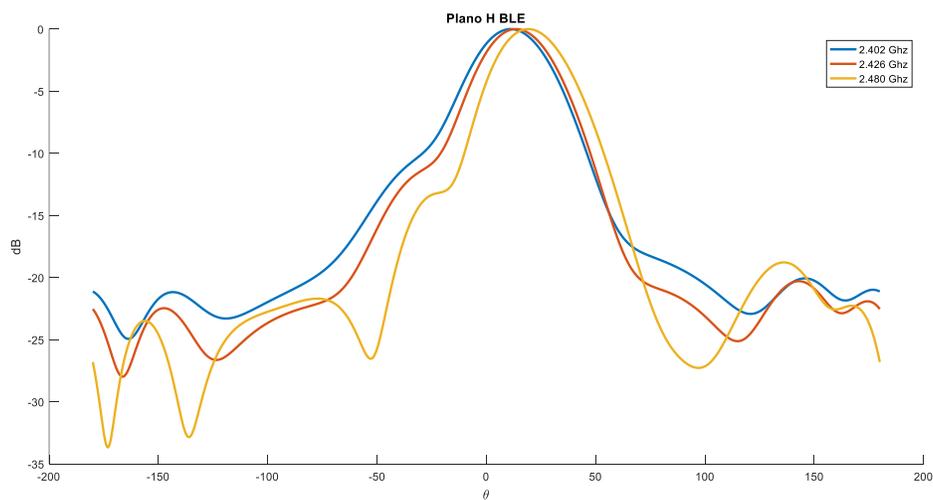
La adaptación utilizada para esta primera antena es:



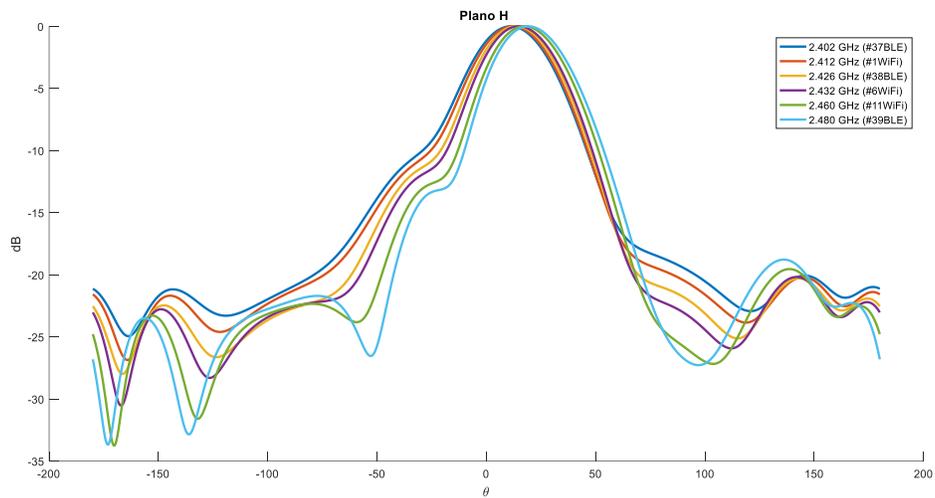
Cuyos parámetros principales son:

- $L_{in} = 7\text{mm}$
- $W_{in} = 4.85\text{mm}$
- $L_s = 15\text{mm}$

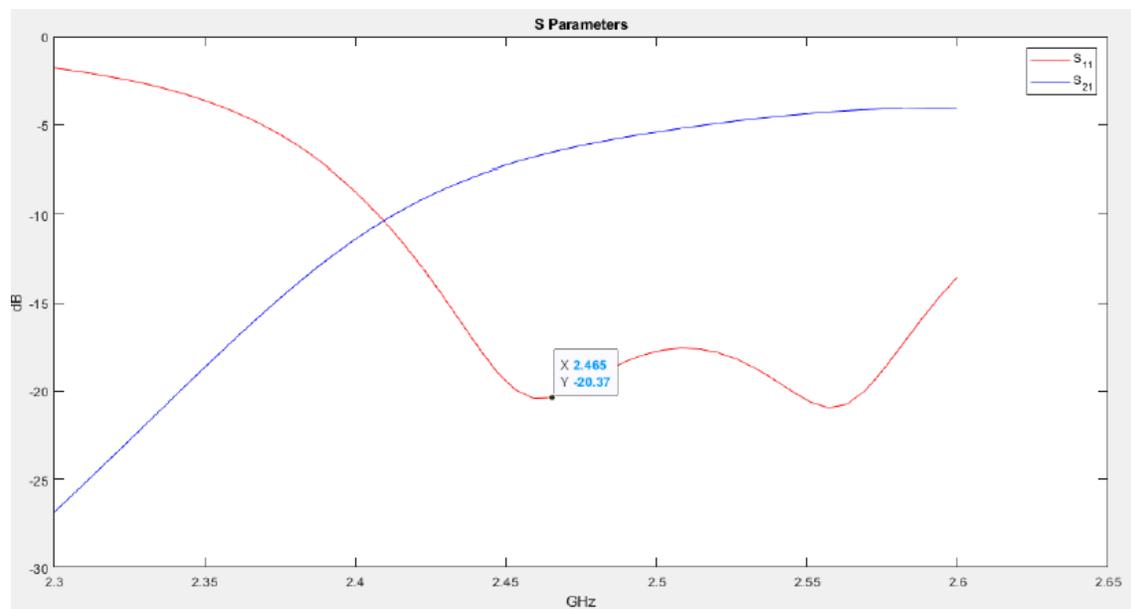
El diagrama de radiación de esta antena para las frecuencias de BLE es el siguiente:



Además, el comportamiento de radiación de las antenas también se va a comprobar para las frecuencias WiFi, por lo que el diagrama de radiación en Plano H completo para esta antena es el siguiente:



Por otra parte, también es necesario mostrar los parámetros S:

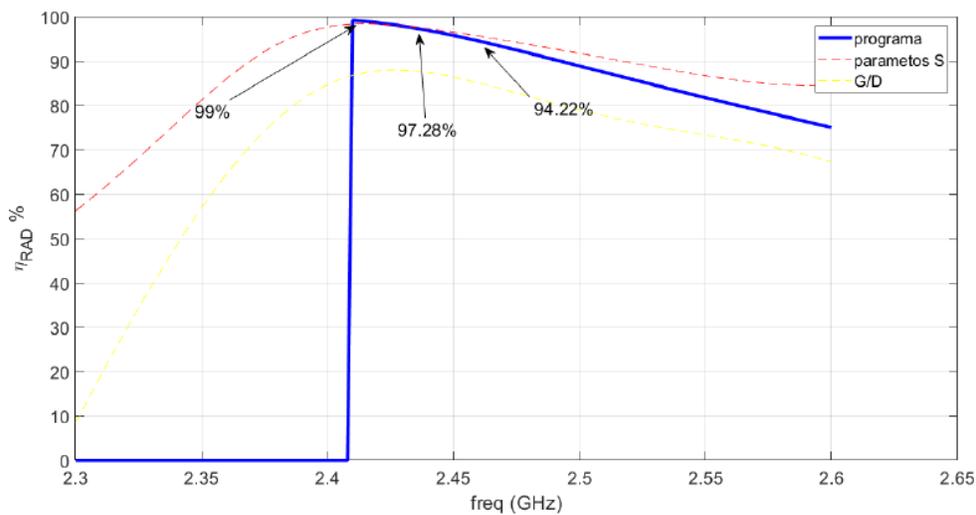


Como resumen de parámetros S tanto para las frecuencias BLE como para las frecuencias WiFi, tenemos la siguiente tabla:

Channels (WiFi)	S11	S21
2.412 GHz (#1)	-11 dB	-10 dB
2.432 GHz (#6)	-15.7 dB	-8.4 dB
2.460 GHz (#11)	-20.5 dB	-6.7 dB

Channels (BLE)	S11	S21
2.402 GHz (#37)	-9,3 dB	-11 dB
2.426 GHz (#38)	-14,3 dB	-8,5 dB
2.480 GHz (#39)	-19,3 dB	-5,9 dB

Una vez se ha comprobado el comportamiento del diseño para tres de los parámetros principales, se procede a mostrar los resultados del último parámetro. La altura del substrato, que nos relaciona la eficiencia de radiación y esto se muestra en la siguiente figura:



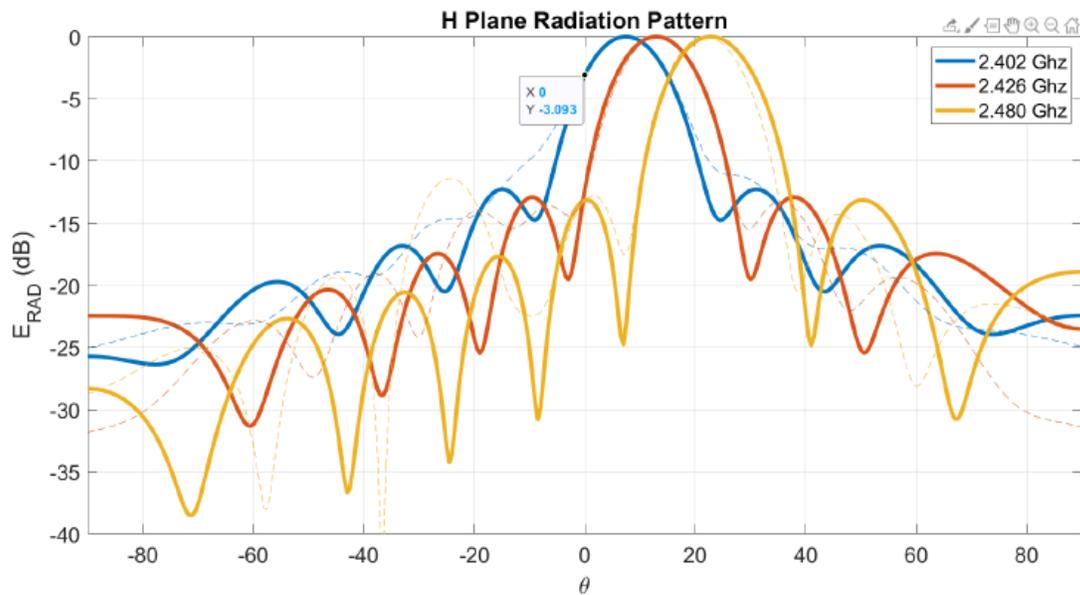
Por último, se muestra una tabla resumen de la eficiencia de radiación para las frecuencias BLE y WiFi en las que la antena trabaja:

Channels (WiFi)	Parámetros S	G/D
2.412 GHz (#1)	98,36 %	87 %
2.432 GHz (#6)	97,5 %	87,8 %
2.460 GHz (#11)	95,6 %	85,1 %

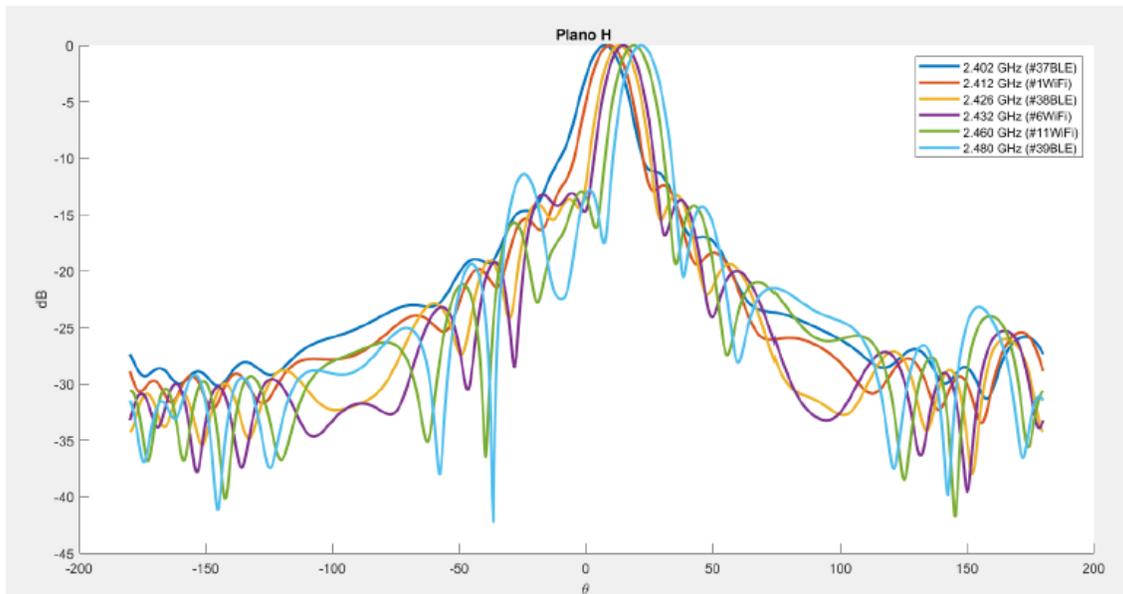
Channels (BLE)	Parámetros S	G/D
2.402 GHz (#37)	98 %	85,4 %
2.426 GHz (#38)	98,1 %	87,9 %
2.480 GHz (#39)	93,65 %	82 %

Ahora, se muestran los resultados del segundo diseño en teflón. Recordemos que es un diseño más corto y con menor altura de sustrato.

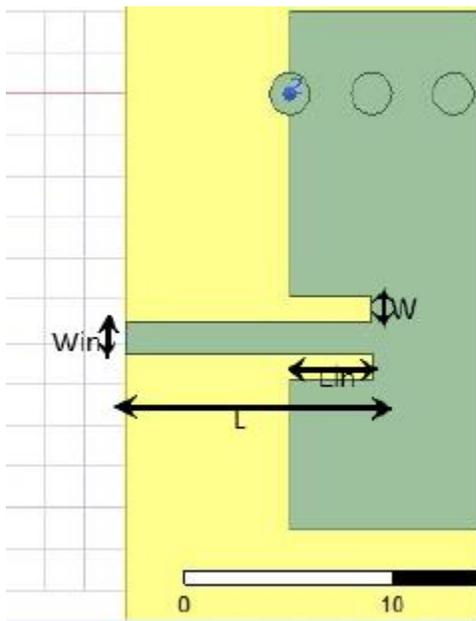
En primer lugar mostramos el diagrama de radiación para las frecuencias BLE en plano H:



También el comportamiento tanto en frecuencias BLE como con frecuencias WiFi:



La red de adaptación para esta antena es la siguiente:

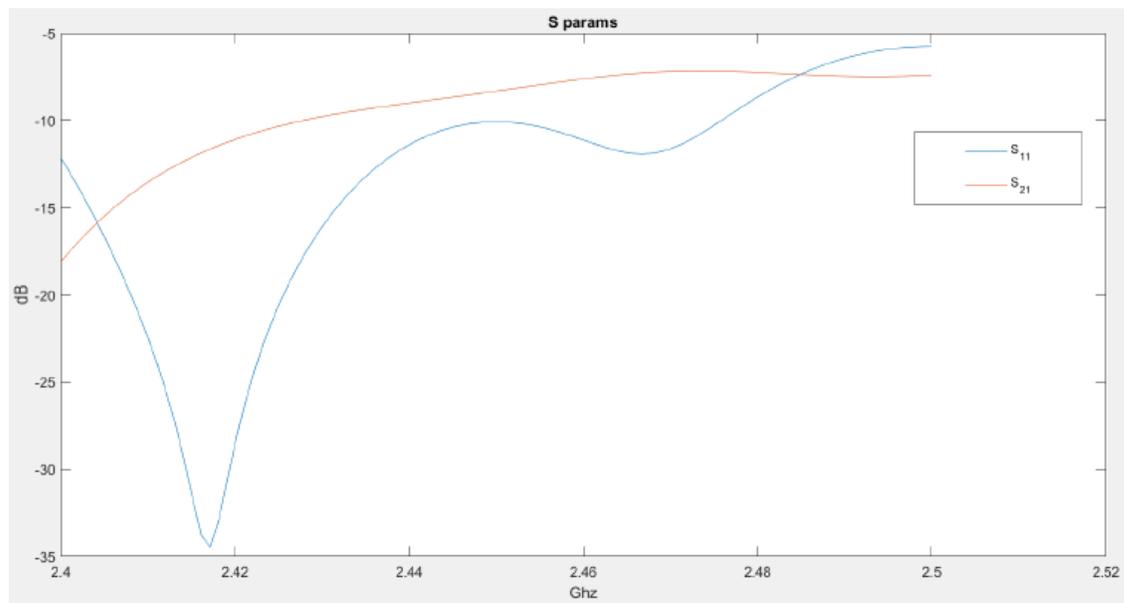


Y sus principales parámetros son:

- $W = 1.2143\text{mm}$
- $L = 12\text{mm}$
- $W_{in} = 1.5713\text{mm}$

-  $L_{in} = 4\text{mm}$

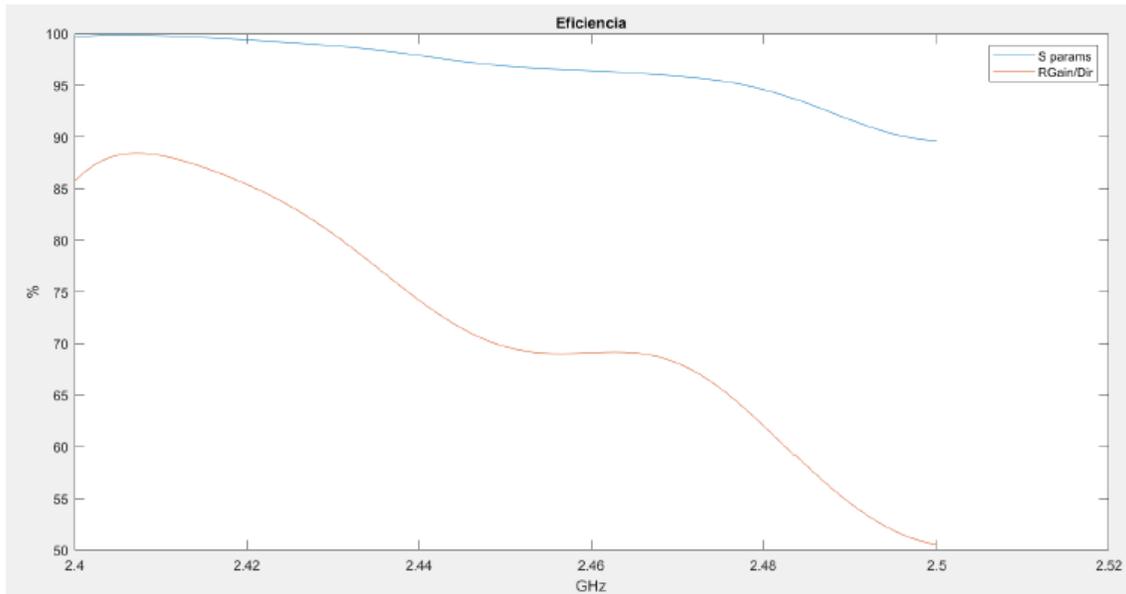
También se muestran sus parámetros S y la tabla resumen de los parámetros S en ambos comportamientos, frecuencias BLE y WiFi:



Channels (BLE)	S11	S21
2,402 GHz (#37)	-13,84 dB	-16,96 dB
2,426 GHz (#38)	-19,27 dB	-10,18 dB
2,480 GHz (#39)	-8,727 dB	-7,246 dB

Channels (WiFi)	S11	S21
2,412 GHz (#1)	-25,6 dB	-12,89 dB
2,436 GHz (#6)	-12,63 dB	-9,261 dB
2,460 GHz (#11)	-11,06 dB	-7,647 dB

Por último, la eficiencia de radiación de la antena, también acompañada de una tabla resumen para ambos comportamientos en frecuencia:

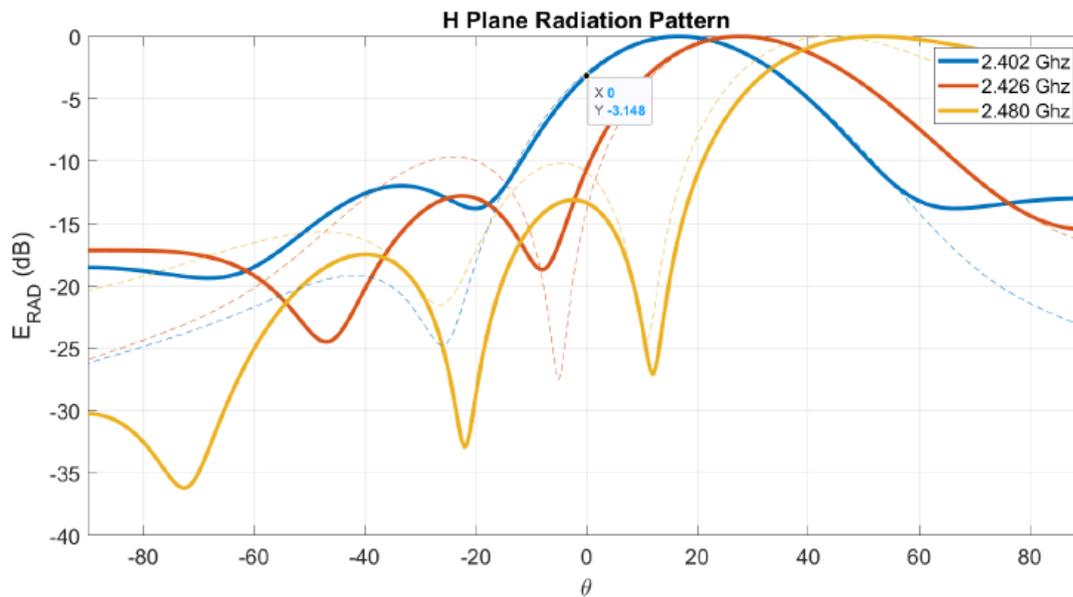


Channels (WiFi)	Parámetros S	G/D
2.412 GHz (#1)	99,73 %	87,8 %
2.432 GHz (#6)	98,66%	79,21 %
2.460 GHz (#11)	96,43 %	69,1 %

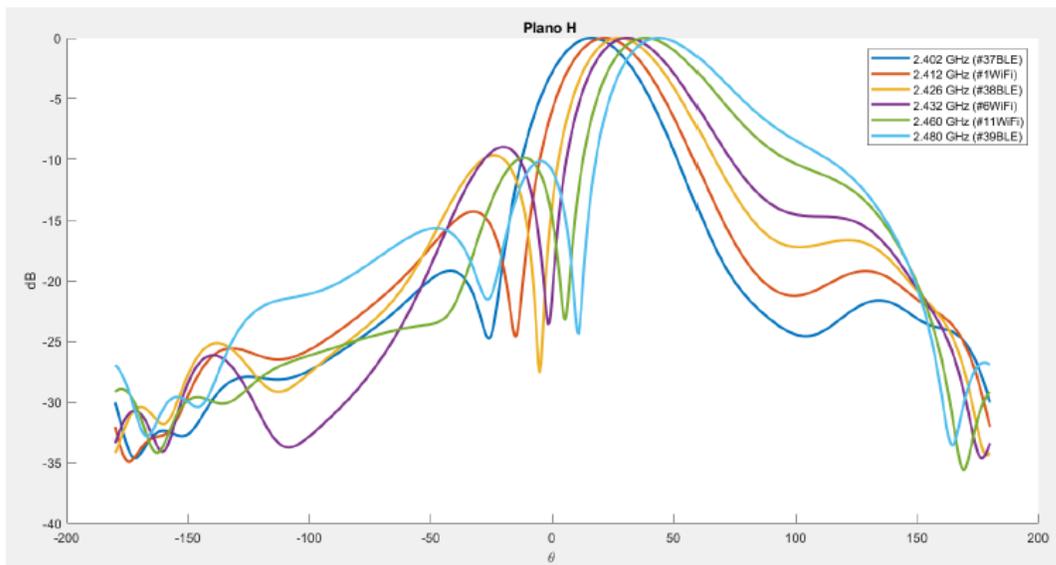
Channels (BLE)	Parámetros S	G/D
2.402 GHz (#37)	99,79 %	87,14 %
2.426 GHz (#38)	99,07 %	82,71 %
2.480 GHz (#39)	94,65 %	62,23 %

Finalmente, se muestran los mismos resultados que con los anteriores dos diseños pero para el tercer diseño:

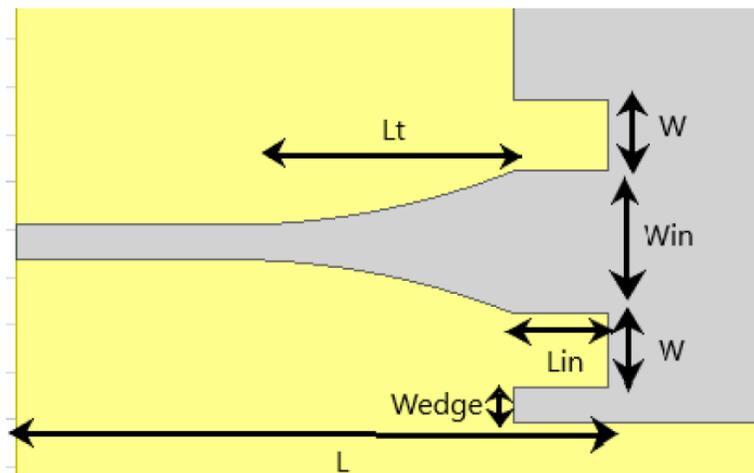
Primeramente, se muestra el diagrama de radiación en Plano H para las frecuencias BLE:



También el diagrama de radiación en Plano H para las frecuencias WiFi y BLE:

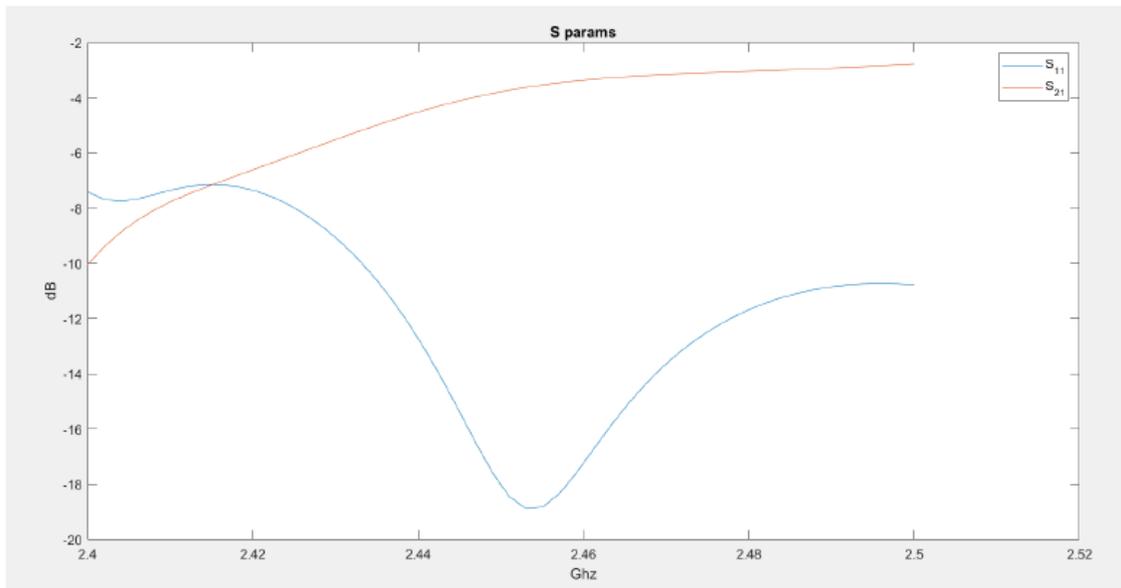


La red de adaptación y sus parámetros son:



- $W = 1.5\text{mm}$
- $W_{in} = 3\text{mm}$
- $Wedge = 0.7674\text{mm}$
- $L_{in} = 2\text{mm}$
- $L_t = 6\text{mm}$
- $L = 12.5\text{mm}$

Los parámetros S se muestran en la siguiente figura:

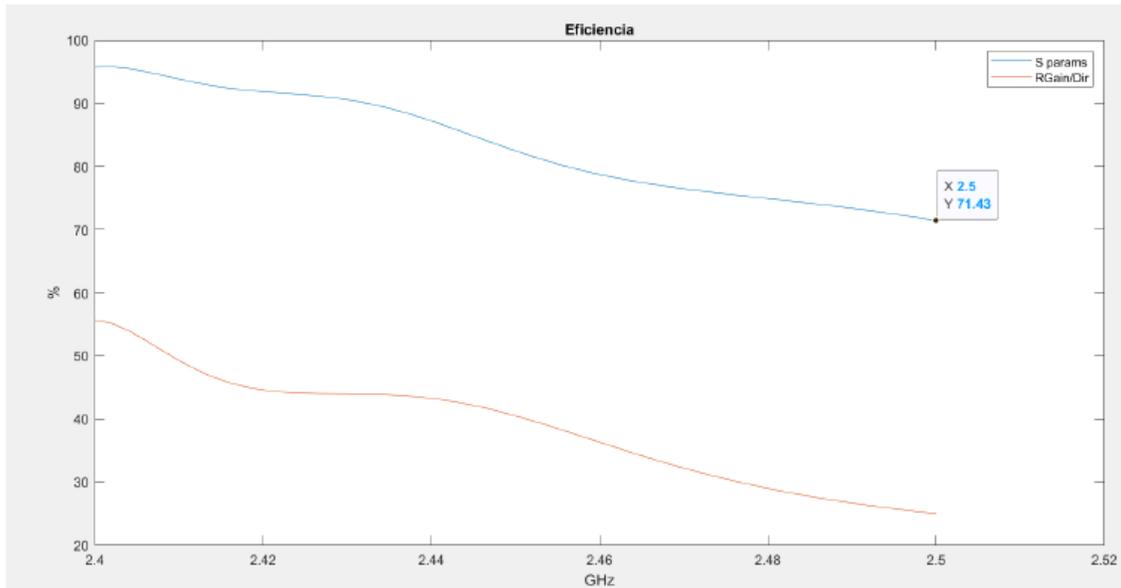


La tabla resumen de los parámetros S en BLE y WiFi es:

Channels (BLE)	S11	S21
2.402 GHz (#37)	-7,686 dB	-9,395 dB
2.426 GHz (#38)	-8,3 dB	-5.8 dB
2.480 GHz (#39)	-11,73 dB	-3.046 dB

Channels (WiFi)	S11	S21
2,412 GHz (#1)	-7,21 dB	-7,485 dB
2,436 GHz (#6)	-11 dB	-4,9 dB
2,460 GHz (#11)	-17 dB	-3,3 dB

Por último, los valores de eficiencia son:



Y la tabla resumen es:

Channels (WiFi)	Parámetros S	G/D
2.412 GHz (#1)	93,2 %	47,68 %
2.432 GHz (#6)	90,7 %	43,72 %
2.460 GHz (#11)	78,18 %	36,97 %

Channels (BLE)	Parámetros S	G/D
2.402 GHz (#37)	95,78 %	55,142%
2.426 GHz (#38)	91,15 %	44,03 %
2.480 GHz (#39)	74,96 %	29,11 %

Por lo que, como se puede comprobar con los anteriores resultados, el algoritmo de síntesis directa y eficiente de Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antennas funciona correctamente y los diseños quedan definitivamente demostrados.

## Lista de referencias

- [1]- Edoardo Mosca Angle Estimation in Amplitude Comparison Monopulse Systems, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems ( Volume: AES-5 , Issue: 2 , Page(s): 205 - 212, March 1969 ).
- [2]- J.A. López-Pastor, A. Gómez-Alcaraz, D. Cañete-Rebenaque, A.S. Martínez-Sala, and J.L. Gómez-Tornero Near-Field Monopulse DoA Estimation for Angle-Sensitive Proximity WiFi Readers", IEEE Access Journal Special Section on Emerging Trends, Issues and Challenges for Array Signal Processing and Its Applications in Smart City, IEEE Access, Vol. 7, page(s): 88450 - 88460, 28 June 2019.
- [3]- A. A. Oliner, "Leakage from higher modes on microstrip line with application to antennas," Radio Sci., vol. 22, pp. 907–912, Nov. 1987.
- [4]- 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.
- [5]- Y. Li, Q. Xue, E. K. Yung and Y. Long, "Quasi microstrip leaky-wave antenna with a two-dimensional beam-scanning capability," IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 57, no. 2, pp. 347-354, Feb. 2009.
- [6]- A.J. Martinez-Ros, J.L. Gómez-Tornero and G. Goussetis, "Frequency scanning leaky wave antenna for positioning and identification of RFID tags," 2011 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications, Sitges, 2011, pp. 451-456.
- [7]- J. Park and A. M. Niknejad, "Y-Band On-Chip Dual Half-Width Leaky-Wave Antenna in a Nanoscale CMOS Process," IEEE Antennas and Wireless Propag. Let., vol. 12, pp. 1476-1479, 2013.
- [8]- M. Poveda-García, J. Oliva-Sánchez, R. Sanchez-Iborra, D. Cañete-Rebenaque, J.L. Gómez-Tornero, "Dynamic Wireless Power Transfer for Cost-Effective Wireless Sensor Networks using Frequency-Scanned Beaming", IEEE Access Journal Special Section on Wirelessly Powered Networks, vol. 7, pp. 8081-8094, Jan. 2019.
- [9]- 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 Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 11, pp. 7071-7086, Nov. 2019.

- [10]- M. Poveda-García, A. Gómez-Alcaraz, D. Cañete-Rebenaque A. S. Martínez-Sala, J.L. Gómez-Tornero, "RSSI-Based Direction-of-Departure Estimation in Bluetooth Low Energy Using an Array of Frequency-Steered Leaky-Wave Antennas", IEEE Access Journal Special Section on Emerging Trends, Issues and Challenges for Array Signal Processing and Its Applications in Smart City, vol. 8, pp. 9380-9394, Jan. 2020.
- [11]- V. R. Komanduri, D. R. Jackson and S. A. Long, "Radiation characteristics of finite-length 1D-uniform leaky wave antennas radiating at broadside," IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp., 2010, pp. 1-4.
- [12]- M. Poveda-García, J. L. Gómez-Tornero and D. Cañete-Rebenaque, "Study of the efficiency of half-width substrate integrated waveguide leaky-wave antennas in FR4," 2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC), 2018, pp. 1-4.
- [13]- A. J. Martínez-Ros, J. L. Gómez-Tornero and F. Quesada-Pereira, "Efficient analysis and design of novel siw leaky-wave antenna," IEEE Antennas and Wireless Propag. Let., vol. 12, pp. 496-499, 2013.
- [14]- Y. El Gholb, M. Poveda-García, J.L. Gómez-Tornero, J.M. Molina-Garcia-Pardo, and N. El Amrani El Idrissi, "A Mobile Terminal Leaky-Wave Antenna for Efficient 5G Communication", International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2019), Granada, Spain, -13 Septiembre de 2019.
- [15]- M. Poveda-García, A. Gomez-Alcaraz, A. Gil-Martinez, D. Canete-Rebenaque, A.S. Martinez-Sala, and J.L. Gómez-Tornero, "Frequency-Scanned Active Monopulse Radar based on Bluetooth Low Energy Devices using an Array of Two Planar Leaky-Wave Antennas", International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2019), Granada, Spain, -13 Septiembre de 2019.
- [16]- A. Gil-Martínez, Y. El Gholb, M. Poveda-García, J.L. Gómez-Tornero, and N. El Amrani El Idrissi, "An Array of Leaky Wave Antennas for Indoor Smart Wireless Access Point Applications", 7th International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM&#39;19), Fez, Morocco, 1 Nov. 2019.
- [17]- M. Poveda-García, A. Gil-Martínez, J. L. Gómez-Tornero, "Frequency-Scanned Focused Leaky-Wave Antennas for Direction-of-Arrival Detection in Proximity BLE Sensing Applications", 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2020), Copenhagen, Denmark, 15 - 20 Marzo de 2020.

- [18]- A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. L. Gómez-Tornero, “Direct Synthesis of Frequency-Scanned Monopulse Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antennas” , 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2020), Copenhagen, Denmark, 15 - 20 Marzo de 2020.
- [19]- ANSYS HFSS, 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design  
<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>

