

Universidad Politécnica de Cartagena.

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN.



Proyecto Fin de Master.

OPTIMIZACIÓN DE ANTENAS
LEAKY-WAVE DE TIPO HALF-WIDTH
MICROSTRIP, PARA SU APLICACIÓN
COMO SENSORES ANGULARES EN
REDES INALÁMBRICAS PARA IOT.

Autor:

Víctor Sánchez Sarabia.

Director:

José Luís Gómez Tornero.

Septiembre 2020.

Índice general

| | |
|---|-----------|
| Índice de figuras | ii |
| 1. Abstract. | 1 |
| 2. Introducción | 3 |
| 2.1. Estructura de la memoria. | 4 |
| 3. Conceptos básicos. | 5 |
| 3.1. ¿Por que antenas Leaky-wave? | 5 |
| 3.2. Técnica de obtención del ángulo de llegada mediante la función monopulso. | 7 |
| 3.3. Internet of things. | 8 |
| 3.4. WiFi. | 9 |
| 3.5. Bluetooth Low Energy (BLE). | 10 |
| 3.6. Campo de visión (FoV, Field of view). | 12 |
| 3.7. Dirección de llegada (DoA, Direction of Arrival). | 13 |
| 4. Conceptos de antenas. | 15 |
| 4.1. Antena Leaky-Wave. | 15 |
| 4.2. Guía de Onda Integrada en Substrato. | 18 |
| 4.3. Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna. | 19 |
| 4.4. Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antennas. | 21 |
| 4.5. La importancia de los parámetros físicos. | 25 |
| 5. Diseño antena LWA para Slow Scanning Monopulse. | 27 |
| 5.1. HWM LWA con un grosor de 0,787mm. | 27 |
| 5.2. SIW LWA con un grosor de 1,575mm. | 31 |
| 5.3. HWM LWA con grosor de 1,575mm. | 34 |
| 6. Diseño antena LWA para Low Scanning Monopulse. | 41 |
| 7. Diseño de antena LWA para fast scanning Monopulse. | 49 |

| | |
|--|-----------|
| 8. Comparación de los diferentes diseños entre sí, conclusión y líneas futuras. | 61 |
| 8.1. Comparación de los diagramas de radiación. | 61 |
| 8.2. Comparación parámetros de Scattering. | 68 |
| 8.3. Comparación de la Eficiencia de Radiación. | 69 |
| 8.4. Conclusión y líneas futuras. | 71 |
| 8.4.1. Conclusión. | 71 |
| 8.4.2. líneas futuras. | 71 |

Índice de figuras

| | |
|--|----|
| 3.1. Configuración ejemplo[39]. | 8 |
| 3.2. Función monopulso ejemplo[39]. | 8 |
| 3.3. Internet of Things[30]. | 9 |
| 3.4. Canales Wifi[5]. | 10 |
| 3.5. Características de Bluetooth Low Energy[32]. | 11 |
| 3.6. Canales Bluetooth Low Energy[32]. | 12 |
| 3.7. Comparación entre canales WiFi y BLE[32]. | 12 |
| 3.8. Ejemplo de Beamforming recibiendo una señal[36]. | 13 |
| 3.9. Ejemplo de conjunto de sensores junto con diagrama de radiación realizando selectividad espacial[38]. | 14 |
| 4.1. Distribución de campo eléctrico en las dos líneas a) stripline y b) microstrip[33]. | 16 |
| 4.2. Ondas de superficie en guías de onda[34]. | 16 |
| 4.3. Ondas de fuga en guías dieléctricas[34]. | 17 |
| 4.4. Guía de onda rectangular[34]. | 19 |
| 4.5. Estructura de una SIW[34]. | 20 |
| 4.6. Estructura SIW LWA[34]. | 21 |
| 4.7. Campos en plano transversal de SIWLWA[34]. | 21 |
| 4.8. Diagrama de radiación de SIWLWA[34]. | 22 |
| 4.9. (a) Esquema simplificado del corte transversal de una 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna'. (b) Vista en planta. [35] | 22 |
| 4.10. Corte transversal de una antena 'Leaky-Wave' basada en tecnología 'Microstrip'[35]. | 23 |
| 4.11. Comparación de la distribución de campos de una línea 'Microstrip' convencional con una 'Half-Width'[35]. | 23 |
| 4.12. Fila de postes formando un PEC [35]. | 24 |
| 4.13. Esquema simplificado de una 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna'[35]. | 25 |

| | |
|---|----|
| 5.1. Estructura propuesta. | 28 |
| 5.2. Diagramas de radiación. | 29 |
| 5.3. Red de adaptación. | 29 |
| 5.4. Parámetros de Scattering. | 31 |
| 5.5. Eficiencia de radiación. | 31 |
| 5.6. Estructura propuesta. | 32 |
| 5.7. Diagrama de radiación. | 33 |
| 5.8. Parámetros de Scattering. | 33 |
| 5.9. Eficiencia de radiación. | 34 |
| 5.10. Estructura propuesta. | 34 |
| 5.11. Diagramas de radiación. | 35 |
| 5.12. Red de adaptación. | 36 |
| 5.13. Parámetros de Scattering. | 37 |
| 5.14. Eficiencia de radiación. | 38 |
| 5.15. Diagrama de radiación. | 40 |
| 5.16. Antena finalizada. | 40 |
| 6.1. Estructura propuesta. | 41 |
| 6.2. Diagramas de radiación deseados. | 42 |
| 6.3. Red de adaptación. | 43 |
| 6.4. Diagramas de Radiación BLE. | 44 |
| 6.5. Diagramas de radiación WiFi. | 45 |
| 6.6. Diagramas de Radiación. | 45 |
| 6.7. Parámetros de Scattering. | 47 |
| 6.8. Eficiencia de radiación. | 47 |
| 6.9. Antena finalizada. | 48 |
| 7.1. Estructura propuesta. | 50 |
| 7.2. Diagramas de radiación deseados. | 50 |
| 7.3. Diagramas de radiación. | 52 |
| 7.4. Red de adaptación. | 52 |
| 7.5. Parámetros de Scattering. | 53 |
| 7.6. Eficiencia de radiación. | 54 |
| 7.7. Diagramas de radiación. | 55 |
| 7.8. Diagramas de radiación. | 55 |
| 7.9. Diagramas de radiación. | 56 |
| 7.10. Red de adaptación. | 57 |
| 7.11. Parámetros de Scattering. | 57 |
| 7.12. Eficiencia de radiación. | 59 |
| 7.13. Antena finalizada. | 60 |

| | |
|---|----|
| 8.1. Diagrama de radiacion de HWA LWA con grosor de 1.575mm canales WiFi. | 62 |
| 8.2. Diagrama de radiación de HWA LWA con grosor de 1.575mm canales BLE. | 62 |
| 8.3. Diagrama de radiación de HWA LWA con grosor de 1.575mm. | 63 |
| 8.4. Diagramas de Radiación de HWA LWA con grosor de 0.51mm canales BLE. | 63 |
| 8.5. Diagramas de Radiación de HWA LWA con grosor de 0.51mm canales WiFi. | 64 |
| 8.6. Diagramas de Radiación de HWA LWA con grosor de 0.51mm. | 65 |
| 8.7. Diagramas de radiación antena HWA LWA de grosor 0.762mm canales BLE. | 66 |
| 8.8. Diagramas de radiación antena HWA LWA de grosor 0.762mm canales WiFi. | 66 |
| 8.9. Diagramas de radiación antena HWA LWA de grosor 0.762mm. | 67 |

Capítulo 1

Abstract.

Recientemente se ha propuesto el uso de antenas impresas de tipo leaky-wave en tecnología half-width microstrip (HWM LWA), como sensores de bajo coste para la estimación del ángulo y localización usando redes inalámbricas [1]. La novedad principal de este tipo de antenas es que permiten generar haces directivos que escanean diferentes ángulos del espacio simplemente variando la frecuencia de la señal de microondas. De esta forma se evita el uso de mecanismos de escaneo electrónico (tal y como se suele hacer con las smart antennas activas), que consumen energía y aumentan el coste del hardware y también el del procesamiento de señal. De momento se ha propuesto su aplicación para redes de tipo BLE [2]-[4], pero también se desea aplicar a redes de tipo WiFi [5]. En cada tipo de red y estándar, el número de canales disponibles y sus frecuencias centrales difieren. En todos los casos, pretendemos hacer uso del salto de frecuencia entre diferentes canales (channel hopping) para poder dirigir la radiación electromagnética hacia diferentes ángulos y así obtener información espacial para estimar el AoA (angle of arrival).

El estándar de WiFi IEEE 802.11 define para Europa 11 canales de 20 MHz de ancho de banda separados sólo 5 MHz (canales #1-#11, desde 2412 MHz hasta 2472 MHz) [6]. Por otro lado, BLE v.4 (Smart Bluetooth o Bluetooth Low Energy) define en su estándar 802.15.1 tres canales de anuncio (advertising channels), situados en: #37 a 2402 MHz, #38 a 2402 MHz y #39 a 2480 MHz [7].

El objetivo de este TFM es optimizar diferentes antenas HWM LWA que se adapten a los canales de estos tres tipos de redes (WiFi y BLE), para así poder diseñar sensores que permitan estimar el AoA y localizar dispositivos dentro del paradigma de la Internet de las cosas (IoT, Internet of Things) [8]. Para ello se utilizarán unas herramientas de diseño asistido por ordenador desarrolladas en Matlab por el grupo de investigación, y específicamente concebidas para el diseño eficiente de antenas HWM LWA [9][10]. Estos diseños se validarán con el software de simulación electromagnética comercial HFSS [11].

Capítulo 2

Introducción

Las antenas de onda de fuga(Leaky-Wave) son famosamente conocidas gracias a su estructura sencilla, reducido tamaño, sencillo mecanismo de alimentación y su diagrama de radiación de alta ganancia para una señal dada[12]. Las características de radiación de estas antenas están principalmente determinadas por la constante de propagación compleja del modo de fuga (Complex propagation constant of the leaky mode), dependiendo de las estructuras utilizadas, estas antenas tienen diferentes características de radiación.

Todo esto, unido a su diagrama de radiación de alta ganancia, hacen que este tipo de antenas sean de lo más interesante para la comunidad científica en estos últimos años. Prueba de ello, es que son utilizadas en diferentes campos tecnológicos, como pueden ser, radares de onda modulados en frecuencia [13][14], sistemas de enfoque cercano controlados por frecuencia [15], comunicaciones interiores [16]-[18] o superficies conformes [19]-[21].

Con el propósito de avanzar en el estudio de estas estructuras radiantes, nos proponemos en el siguiente trabajo, una serie de optimizaciones de diferentes antenas HWM LWA en diferentes substratos para cubrir diferentes valores de FoV en los diferentes canales WiFi y BLE, para así poder diseñar sensores que permitan estimar el AoA y localizar dispositivos dentro del paradigma del Internet de las cosas (IoT, Internet of Things).

2.1. Estructura de la memoria.

La siguiente memoria está dividida en una serie de nueve capítulos. El primer capítulo y segundo servirán como introducción. El tercer capítulo está dedicado a describir una serie de conceptos para entender el porqué de es estas antenas para tares de localización y cómo se produce dicha localización. El cuarto capítulo muestra las diferentes tecnologías que existen y una evolución histórica de las antenas tipo Leaky-wave. Del quinto al septimo capítulo explicamos todos los pasos para la optimización de las diferentes antenas, es decir, partiendo de las dimensiones iniciales, llegar a los diseños finales. En el octavo capítulo realizamos una serie de comparaciones de los diferentes diseños entre sí. Por último, en el noveno capítulo exponemos una conclusión y unas líneas futuras en las que continuar con estos diseños.

Capítulo 3

Conceptos básicos.

En este capítulo vamos a explicar el porqué de la utilización de las antenas Leaky-wave, así como la técnica de obtención de la dirección donde se encuentra el dispositivo a localizar con la que se utilizarán estas antenas. También expondremos de manera más detallada una serie de conceptos en los que nos vamos a apoyar para la explicación de lo indicado antes. Estos conceptos son el paradigma del internet de las cosas, el cual nos proporciona el marco en el que este trabajo se encuadra, los protocolos WiFi y BLE, que nos indican las reglas para la comunicación y finalmente otros conceptos como puede ser la dirección de llegada, DoA, o el campo de visión, FoV.

3.1. ¿Por que antenas Leaky-wave?

En este apartado, vamos a mostrar todo el proceso de diseño, desde la idea abstracta, hasta la optimización de los diseños y el porqué de la utilización de antenas Leaky-wave. Más adelante en este capítulo expondremos más detalladamente los conceptos utilizados en el proceso.

Como ya se ha mencionado en la introducción de este documento, lo que se quiere hacer con estas antenas es localizar dispositivos inteligentes. Existen diferentes maneras de localizar estos dispositivos, en nuestro caso, utilizaremos la técnica de obtención del ángulo de llegada de las señales que se intercambian los dispositivos inteligentes y el router o equipo final encargado de calcular la posición donde se conecta la antena. Estos ángulos de llegada se obtendrán mediante el uso de la función monopulso.

Como tiene que haber una comunicación mediante RF¹ entre los dispositivos a localizar y el router donde esté conectada la antena, es necesario la utilización de protocolos, los cuales nos proporciona las reglas para la comunicación. Estas reglas suelen ser los canales o frecuencia a utilizar, la velocidad de transmisión de datos y el proceso o pasos de comunicación en sí, etc... En este caso utilizaremos el protocolo WiFi y BLE.

La idea es utilizar la directividad que proporcionan las antenas Leaky-wave para obtener el ángulo de llegada de la respuesta emitida por dispositivo a localizar.

Una antena directiva es, en pocas palabras, aquella antena que es capaz de transmitir y recibir potencia en una determinada dirección del espacio, es decir, es capaz de transmitir y recibir información en una determinada dirección. La idea opuesta son las antenas omnidireccionales, que solo pueden transmitir por igual todas las direcciones posibles.

Pues bien, como soy capaz de saber en qué dirección está transmitiendo o recibiendo mi antena, mediante la utilización de la función monopulso, la cual tiene en cuenta aspectos como el campo de visión, FoV; también puedo obtener la dirección a la que se encuentra el dispositivo a detectar.

Aunque en el siguiente capítulo está mejor explicado, es crucial saber una de las características más importantes de las antenas Leaky-wave. Su peculiaridad es que, son capaces de variar la dirección de su transmisión-recepción de potencia según la frecuencia de la señal eléctrica que excite sus puertos. Es decir, según varíe la frecuencia de la señal de entrada, también lo hace su dirección de transmisión-recepción. Es lo que se conoce como la variación del ángulo de apuntamiento del haz. Repito, estos conceptos están más desarrollados en el siguiente capítulo.

Resumiendo, tenemos que las antenas Leaky-wave nos pueden ayudar a captar, en una determinada dirección, la señal de transmitida por un dispositivo que deseamos localizar. Y que es posible cambiar esta dirección de recepción mediante el cambio de frecuencia de la señal eléctrica que entra a la antena. Lo único que nos hace falta es establecer las reglas para poder cambiar de frecuencia. Pero, estas reglas la ponen los protocolos de comunicación, son sus famosos canales de transmisión.

¹Radio frecuencia.

3.2. TÉCNICA DE OBTENCIÓN DEL ÁNGULO DE LLEGADA MEDIANTE LA FUNCIÓN MONOPULSO.

Entonces, a modo de resumen, las antenas que vamos a optimizar nos ayudan a detectar, en una determinada dirección, la señal que trasmite el dispositivo a localizar. Donde la dirección de detección varía en función de la frecuencia de la señal eléctrica que alimenta la antena Leaky-wave.

3.2. Técnica de obtención del ángulo de llegada mediante la función monopulso.

En este apartado expondremos lo esencial para entender en que consiste la técnica para la obtención del ángulo de llegada de la señal recibida mediante la función monopulso. Si nos fijamos en la figura tal, donde aparece la configuración de unas antenas monopulso para la aplicación de esta técnica[39], apreciamos dos diagramas de radiación solapados un cierto porcentaje. Bien, en esta combinación de antenas, podemos definir la expresión(3.1). Donde P_{RF1} y P_{RF2} son las potencias recibidas por cada uno de los haces simétricos entre sí que se forman en la antena al excitarlas por ambos puertos a la vez. Estas potencias están en función del diagrama de radiación de la antena y del ángulo de radiación θ_{RAD} . Al estar excitando la misma antena, pero por dos puertos a la vez, tenemos dos haces capturando las señales RF necesarias para calcular la función monopulso.

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

$$K_{RF} = \frac{P_{RF1}(\theta = 0)}{P_{RF2}(\theta = 0)} \rightarrow K_{RF}(dB) = P_{RF1}(0^\circ) - P_{RF2}(0^\circ)(dB) \quad (3.1)$$

$$\Psi_{RF}(\theta) = \frac{\Delta_{RF}(\theta)}{\sum_{RF}(\theta)} = \frac{P_{RF1}(\theta) - K_{RF}P_{RF2}(\theta)}{P_{RF1}(\theta) + K_{RF}P_{RF2}(\theta)} \quad (3.2)$$

Esta función nos proporciona un rango de ángulos de direcciones, conocido como Campo de visión o FoV por sus siglas en inglés, en los cuales podemos distinguir sin ambigüedad la dirección en la que se encuentra el dispositivo a localizar. Es decir, si recibimos alguna señal desde esa dirección, mediante el uso de esta expresión podemos calcular la dirección de donde proviene. En la figura tal, tenemos un ejemplo de función monopulso utilizada en [39]. Si nos fijamos sus ejes, está claro que relaciona una potencia normalizada con un ángulo de llegada. Entonces, si operamos con los valores de potencia P_{RF1}

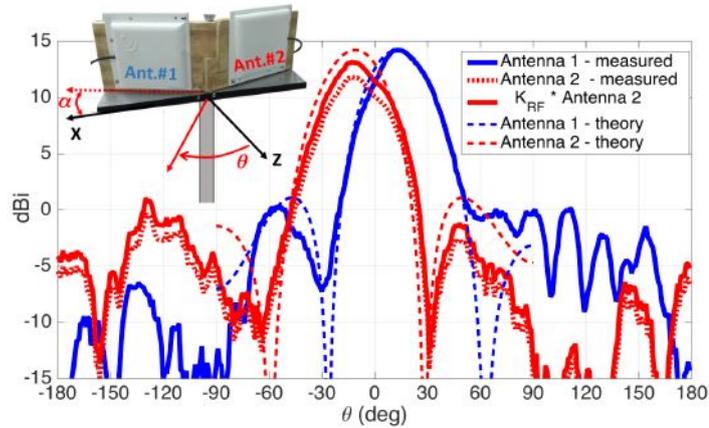


Figura 3.1: Configuración ejemplo[39].

y P_{RF2} , de igual forma que describe la función monopulso, obtendremos un valor ente 1 y -1 , y de esta manera podremos relacionar dicho valor con un ángulo de dirección del dispositivo a localizar concreto.

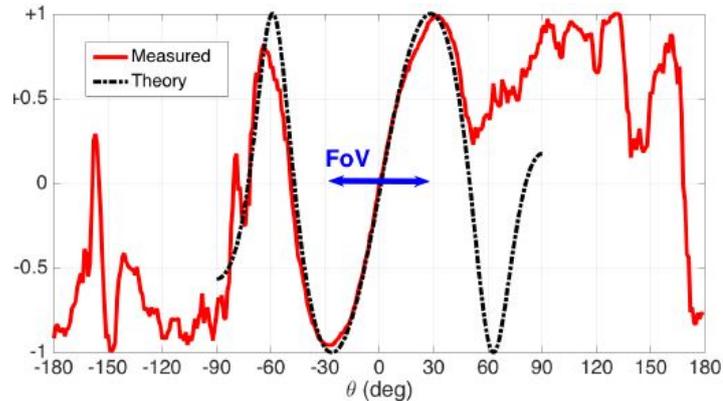


Figura 3.2: Función monopulso ejemplo[39].

3.3. Internet of things.

El concepto de internet de las cosas fue propuesto en 1999, por Kevin Ashton, en el Auto-ID Center del MIT [22] en donde se realizaban investigaciones en el campo de la identificación por radiofrecuencia en red (RFID) y tecnologías de sensores [23]. Este es un concepto que se refiere a una interconexión digital de objetos cotidianos con internet [24][25]. Es, en definitiva,

la conexión de internet más con objetos que con personas [26]. Si los objetos de la vida cotidiana tuvieran incorporadas etiquetas de radio, podrían ser identificados y gestionados por otros equipos de la misma manera que si lo fuesen por seres humanos [27][28].

Por ejemplo, si los libros, termostatos, refrigeradores, la paquetería, lámparas, botiquines, partes automotrices, entre otros, estuvieran conectados a internet y equipados con dispositivos de identificación, no existirían, en teoría, artículos fuera de stock o medicinas caducas; sabríamos exactamente la ubicación, cómo se consumen en el mundo; el extravío pasaría a ser cosa del pasado, y sabríamos qué está encendido y qué está apagado en todo momento [29].

A día de hoy, el término internet de las cosas se usa con una denotación de conexión avanzada de dispositivos, sistemas y servicios que va más allá del tradicional M2M² y abarca una amplia variedad de protocolos, dominios y aplicaciones [30][31].



Figura 3.3: Internet of Things[30].

3.4. WiFi.

El estándar 802.11 es una familia de normas inalámbricas creada por el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE). 802.11n es la forma más apropiada de llamar Wi-Fi, lanzada en 2009. Mejoró con respecto a versiones anteriores de Wi-Fi con múltiples radios, técnicas avanzadas de transmisión y recepción, y la opción de usar el espectro de 5 GHz. Todo implica una velocidad de datos de hasta 600 Mbps.

²Machine to machine, es decir, una conexión máquina a máquina.

La familia 802.11 consta de una serie de técnicas de modulación semidúplex (half duplex) por medio del aire que utilizan el mismo protocolo básico. Al estándar 802.11-1997 le siguió el 802.11b, que fue el primero aceptado ampliamente. Posteriormente surgirían versiones mejoradas: 802.11a, 802.11g, 802.11n y 802.11ac.

El espectro de canales wifi lo tenemos en la figura 3.4, donde podemos ver que en la banda del 2,4-2,5 GHz hay un total de 14 canales con un ancho de banda de 22 MHz cada uno de ellos[5].

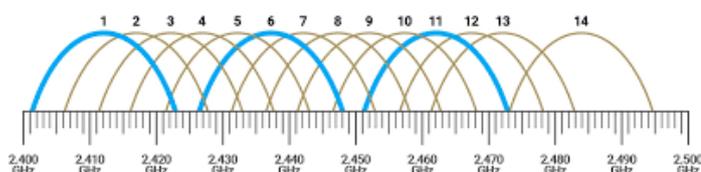


Figura 3.4: Canales Wifi[5].

3.5. Bluetooth Low Energy (BLE).

Bluetooth Low Energy (Bluetooth LE, coloquialmente BLE) es una tecnología de red de área personal (del inglés: PAN, Personal Area Network) inalámbrica, diseñada y comercializada por Bluetooth Special Interest Group (Bluetooth SIG) destinada a aplicaciones novedosas en el cuidado de la salud, fitness y beacons, seguridad y las industrias de entretenimiento en el hogar.

Comparado con el Bluetooth clásico, Bluetooth Low Energy está diseñado para proporcionar un bajo consumo de energía, a la vez que un coste considerablemente reducido, manteniendo un rango de alcance de comunicación similar.

Bluetooth Low Energy está diseñado para permitir una operación confiable en la banda de frecuencia de 2.4 GHz. Aprovecha el enfoque robusto de espectro ensanchado de salto de frecuencia, el cual, permite transmitir datos a través de 40 canales con un ancho de banda de 2 MHz cada uno. BLE brinda a los desarrolladores una gran flexibilidad, incluidas múltiples opciones en la capa física del modelo OSI que admiten velocidades de datos de 125 Kb/s a 2 Mb/s, múltiples niveles de potencia, de 1 mW a 100 mW, así como múltiples opciones de seguridad.

BLE también admite múltiples topologías de red, incluidas las redes punto a punto, de difusión y de malla [32].

A modo de resumen, tenemos la figura 3.5 que muestra las principales características de BLE.

| Bluetooth Low Energy (LE) | |
|---------------------------|--|
| Frequency Band | 2.4GHz ISM Band (2.402 – 2.480 GHz Utilized) |
| Channels | 40 channels with 2 MHz spacing (3 advertising channels/37 data channels) |
| Channel Usage | Frequency-Hopping Spread Spectrum (FHSS) |
| Modulation | GFSK |
| Power Consumption | ~0.01x to 0.5x of reference (depending on use case) |
| Data Rate | LE 2M PHY: 2 Mb/s LE 1M PHY: 1 Mb/s LE Coded PHY (S=2): 500 Kb/s LE Coded PHY (S=8): 125 Kb/s |
| Max Tx Power* | Class 1: 100 mW (+20 dBm) Class 1.5: 10 mW (+10 dbm) Class 2: 2.5 mW (+4 dBm) Class 3: 1 mW (0 dBm) |
| Network Topologies | Point-to-Point (including piconet) Broadcast Mesh |

Figura 3.5: Características de Bluetooth Low Energy[32].

En la figura 3.6 tenemos un esquema con los diferentes canales que se pueden utilizar. Estos canales se dividen en canales Advertising channels y en los canales de transmisión de datos. Los primeros son usados para el descubrimiento de dispositivos, el establecimiento de la conexión y transmisiones broadcast. Los segundos, a su vez, son usados para el envío de datos entre los dispositivos conectados y para la adaptación de la frecuencia usada en la comunicación mediante la técnica de frequency hopping.

En la figura 3.7 tenemos una comparación entre los canales WiFi y los canales BLE a lo largo de toda la banda de 2,4GHz. Por decirlo de una manera sencilla, el ancho espectral que ocupa un canal WiFi es el mismo que

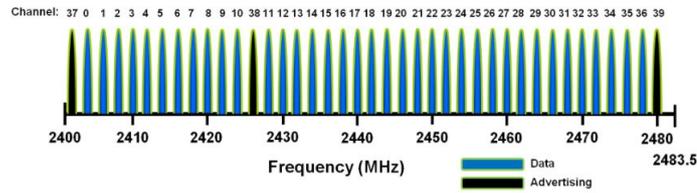


Figura 3.6: Canales Bluetooth Low Energy[32].

ocupan 20 canales BLE, ya que, el ancho de banda para un canal BLE es de 2 MHz, mientras que, el ancho de banda para un canal WiFi es de 20 MHz.

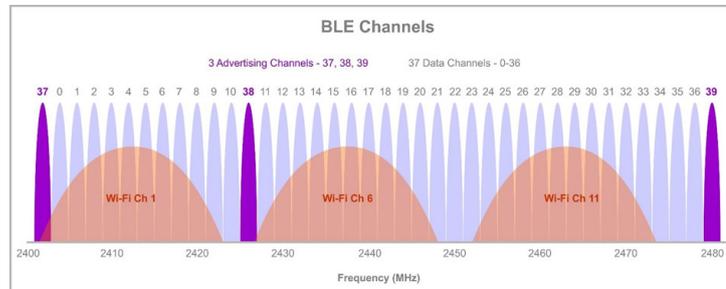


Figura 3.7: Comparación entre canales WiFi y BLE[32].

Por último, a la hora de abordar el diseño, nos centraremos en los canales bajos medios y altos, tanto de WiFi como de BLE. Es decir, presentaremos resultados para las frecuencias 2.412GHz, 2.436GHz y 2.460GHz de WiFi y 2.402GHz, 2.426GHz y 2.480GHz para BLE. De esta forma, nos hacemos una idea de cómo radiaría la antena en toda la banda de 2.4GHz.

3.6. Campo de visión (FoV, Field of view).

Field of view o campo de visión en castellano, en un detector de campo electromagnético es el rango de visión al que tenemos acceso desde un punto dado. Lo vamos a definir mediante una longitud angular, esta longitud viene a determinar el rango posible de escaneo del haz de una antena (Plano H), entendiéndose que un FoV de 60° como un rango de posibles ángulos para los haces de la antena de -30° a 30° , siendo en este caso 0° el ángulo central.

El FoV de una determinada antena, viene a ser el rango de ángulos en los que la función monopulso tiene un comportamiento monótono y una variación

3.7. DIRECCIÓN DE LLEGADA (DOA, DIRECCION OF ARRIVAL).13

casi lineal entre -1 y 1 . Es necesario que esto se cumpla para poder determinar el DoV a partir de una señal de radio frecuencia [39].

3.7. Dirección de llegada (DoA, Direction of Arrival).

En el procesamiento de señales, la dirección de llegada (DoA) denota la dirección desde la cual llega a punto una onda que se está propagando, donde generalmente se ubican un conjunto de sensores. Este conjunto de sensores forma lo que se llama una matriz de sensores (Beamforming), ver Figura 3.8. Existen diferentes técnicas para obtener la dirección de llegada, dependiendo del campo de ingeniería donde nos encontremos [36][37].

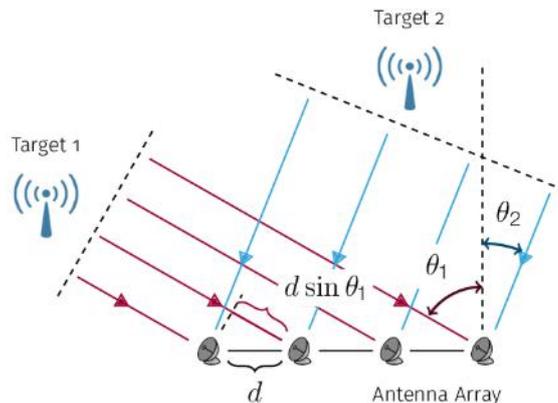


Figura 3.8: Ejemplo de Beamforming recibiendo una señal[36].

En este caso nos centraremos en la técnica utilizada en radiofrecuencia. Para ello nos disponemos a comentar algunos aspectos de la técnica Beamforming.

Beamforming o filtrado espacial es una técnica de procesamiento de señales utilizada en conjuntos de sensores para la transmisión o recepción de señales direccionales [38]. Esto se logra combinando elementos en un conjunto de antenas de tal manera que las señales en ángulos particulares experimenten interferencia constructiva mientras que otras experimentan interferencia destructiva. Beamforming se puede utilizar en los extremos de transmisión y recepción para lograr la selectividad espacial (Figura 3.9).

Capítulo 4

Conceptos de antenas.

Aunque en el capítulo anterior hemos hablado un poco por encima sobre las antenas Leaky-wave y el porqué de su utilización para tareas de localización, en el siguiente capítulo, vamos a exponer con más detalle el porqué de su utilización, una breve historia y las descripciones generales de las diferentes tecnologías que existen para poder fabricar estas antenas.

4.1. Antena Leaky-Wave.

En la siguiente sección, mostraremos una breve introducción acerca de las antenas Leaky-Wave dada en [33].

En los años 50 se comenzó a buscar alternativas a las guías de onda estudiadas hasta el momento, buscando un mayor ancho de banda y una conexión más sencilla y adaptable. Surgió así la línea stripline que consistía en el achatamiento del cable coaxial y la retirada de las paredes laterales. Más adelante, se retiró una de las cubiertas, de tal forma que la estructura estaba compuesta por un plano de masa, un dieléctrico y encima de él unas líneas impresas con un determinado potencial denominadas líneas microstrip. La característica principal de estas líneas era la naturaleza abierta que provocó la introducción del concepto de modos de superficie (surface-modes) y, posteriormente, modos de fuga (leaky-modes) [34].

Las antenas leaky-wave se basan en la propagación de las ondas de fuga, las cuales, únicamente aparecen en líneas de transmisión abiertas. En las líneas de transmisión cerradas existen ondas de propagación sin tener ninguna pérdida por radiación, o fuga. Sin embargo, si hablamos de líneas de transmisión abiertas, las ondas de propagación y las ondas radiadas conviven

en un mismo medio al mismo instante donde se pueden propagar las ondas a la vez que se radian si se cumplen una serie de condiciones de resonancia. La complejidad al analizar y estudiar las líneas microstrip y stripline es mayor que en el caso de guías de onda debido a su carácter inhomogeneo y dispersivo.

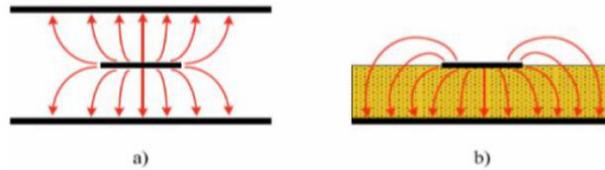


Figura 4.1: Distribución de campo eléctrico en las dos líneas a) stripline y b) microstrip[33].

Las ondas de superficie aparecen cuando hablamos de una estructura cerrada. Son ondas de propagación que viajan a través de guías o sustratos dieléctricos y no pierden energía por radiación. Son denominadas ondas de superficie porque la energía viaja por la superficie del dieléctrico o de la guía. Las podemos observar en la Figura 4.2, donde tenemos una guía de onda dieléctrica, ondas de superficie en guías de onda dieléctricas, como el campo eléctrico se mantiene en la estructura y conforme nos alejamos de ella el campo va disminuyendo. Además, vemos como se produce la propagación sin ningún tipo de atenuación a lo largo del eje y .

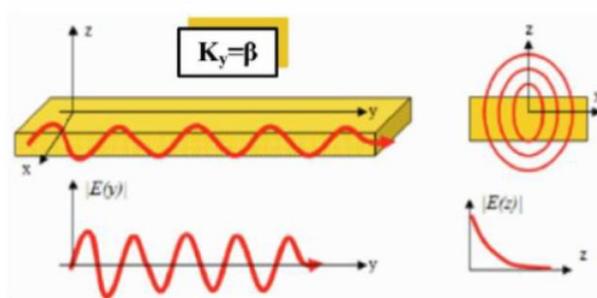


Figura 4.2: Ondas de superficie en guías de onda[34].

La constante de propagación en este caso es:

$$k_y = \beta_y \quad (4.1)$$

Esta ecuación, al ser real, significa que no tenemos atenuación en el eje y .

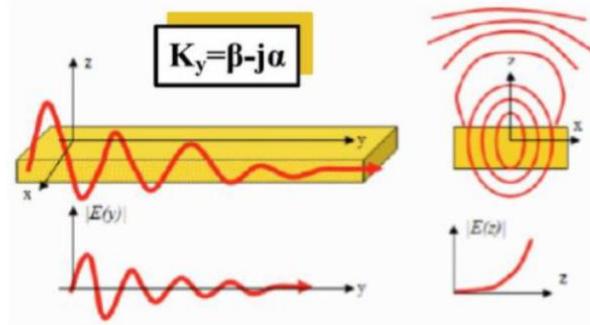


Figura 4.3: Ondas de fuga en guías dieléctricas[34].

En el caso de las ondas de fuga, de mayor interés para nuestro trabajo, contamos con una línea de transmisión abierta por la parte superior, por lo tanto, la constante de propagación que caracteriza la línea es compleja ya que existe una atenuación debido a la radiación:

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \quad (4.2)$$

En la Figura 4.3, tenemos una línea de transmisión abierta por la parte superior, por lo tanto, la constante de propagación del eje x será nula, sin embargo, la constante de propagación en el eje z será:

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_y^2 - k_x^2} = \sqrt{k_0^2 - k_y^2} = \beta_y - j\alpha_y \quad (4.3)$$

En definitiva, las antenas Leakey wave utilizan estos modos de fuga para emitir radiación. Estas antenas pertenecen al grupo de antenas progresivas (TWA, Travelling Wave Antenas). En concreto, en este trabajo se realizarán diseños de antenas Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna. Este tipo de diseño será explicado en el siguiente punto.

El ángulo de radiación de estas antenas θ_{RAD} , definido como la dirección de mayor directividad del diagrama de radiación, se puede obtener mediante

la parte real del número de onda complejo k_y :

$$\sin \theta_{RAD} = \beta_y / k_0 = c_0 \beta_y / 2\pi f \quad (4.4)$$

Como se ha comentado anteriormente, el ángulo de radiación depende de la frecuencia, pero no solo por el cambio de k_0 , que varía de forma lineal con la frecuencia, sino también por la variación de β_y con la frecuencia, debido a la propagación de la onda dentro de la antena, de modo que 4.4 se puede escribir de la siguiente forma:

$$\sin \theta_{RAD}(f) = \beta_y(f) / k_0 = c_0 \beta_y(f) / 2\pi f \quad (4.5)$$

4.2. Guía de Onda Integrada en Substrato.

En este apartado se va a mostrar una pequeña introducción acerca de la tecnología de guía de onda integrada en substrato dada en [33].

La desventaja más importante de la tecnología microstrip se encuentra relacionada con las pérdidas presentes en circuitos que utilizan esta tecnología [34]. Pérdidas por radiación, pérdidas por ondas de fuga, pérdidas por ondas superficiales, pérdidas por ondas radiadas, pérdidas por dieléctrico y pérdidas por conductor, sumadas a las dificultades para acoplar correctamente elementos planos con elementos no planos, son los principales impedimentos para que dicha tecnología sea más eficiente.

El bajo coste, la producción en masa, las altas prestaciones y el alto rendimiento son aspectos críticos para desarrollar con éxito sistemas en la banda de radiofrecuencia. A estas frecuencias, en particular, para circuitos construidos con bloques que incluyen antenas, hay que tener una especial consideración con el diseño del circuito para evitar acoplo electromagnéticos e interconexiones físicas. La tecnología de guía de onda clásica, mostrada en la Figura 4.4, es actualmente la principal tendencia para el diseño de sistemas de microondas de altas prestaciones. Sin embargo, necesita un tedioso y caro proceso de ensamblaje y configuración, además de que no puede ser usada para reducir el peso y volumen del circuito [34].

Para solventar las desventajas de la tecnología planar y de las guías de onda, aparecen los circuitos integrados de alta frecuencia denominados "Substrate Integrated Circuits SIC's" y dentro de ellos las "Substrate Integrated

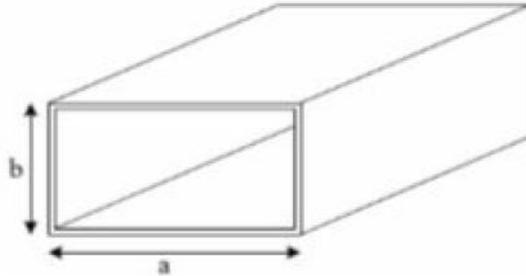


Figura 4.4: Guía de onda rectangular[34].

Waveguides- SIW's". Esta tecnología consiste en integrar una guía de onda utilizando la tecnología microstrip. El objetivo principal de esta tecnología es la eliminación de las desventajas que tienen las guías de onda. Fue creada para poder trabajar a altas frecuencias. Al utilizar frecuencias altas, los tamaños de SIW son bastante reducidos; a su vez, las SIW pueden ser construidas mediante técnicas de circuitos impresos de tal forma que se eliminan las desventajas de las guías de onda convencionales. Los dispositivos creados con esta tecnología, basados en guía de onda dieléctrica, pueden ser creados utilizando postes metálicos, con ellos se pueden crear paredes cuasi PEC o acoplo. Uniéndolo a las técnicas de diseño de circuitos en microstrip, se pueden construir dispositivos reducidos en tamaño, solventando así la mayor desventaja de las guías de onda.

En definitiva, con SIW se tienen guías de ondas que presentan mejores prestaciones que las líneas microstrip, y que al mismo tiempo tienen un tamaño similar, manteniendo la fácil integración y el bajo coste de fabricación. Finalmente se muestra la estructura básica de un dispositivo con esta tecnología en la Figura 4.5.

4.3. Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna.

Una Substrate Integrated Waveguide Leaky Wave Antenna o "SIW LWA" por sus iniciales, no es más que una antena Leaky hecha en tecnología SIW. Del mismo modo que en guías de onda se puede conseguir una onda de fuga realizando aperturas sobre las paredes metálicas de esta. En una cavidad SIW se puede conseguir esto separando los postes de una de las filas de postes, de modo que parte de la energía pueda transmitirse a través de la fila de postes más separados y otra parte de la energía seguirá propagando por la cavi-

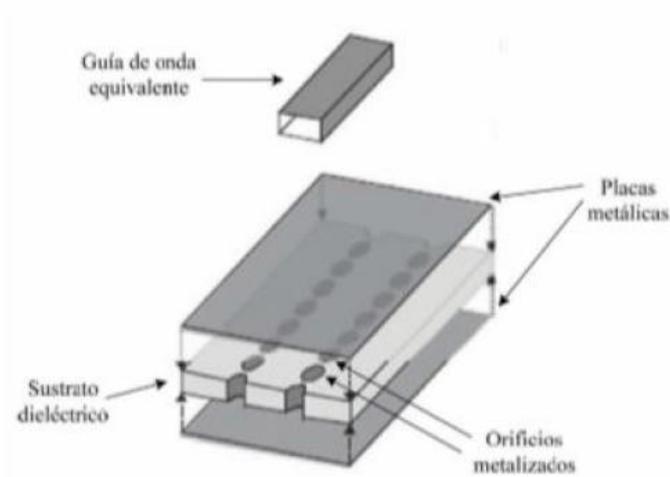


Figura 4.5: Estructura de una SIW[34].

dad, esto se conoce como Superficie Parcialmente Reflectante o "PRS" por sus siglas en inglés. La energía que se transmite fuera de la cavidad está relacionada con (4.2). La constante α_y es denominada tasa de radiación y determina las pérdidas debidas a la radiación del modo de fuga. La Figura 4.6 muestra la estructura de una SIW LWA.

Por la configuración de la SIW LWA, en vez de en el eje x , la constante de propagación será nula en el eje z , por lo que la constante de propagación en el eje x quedará de la siguiente manera, teniendo en cuenta la constante dieléctrica del sustrato:

$$k_x = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - k_y^2 - k_z^2} = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - k_y^2} = \beta_x - j\alpha_x \quad (4.6)$$

En la Figura 4.7 se muestra el mecanismo de radiación en una SIW LWA. Como se observa, la polarización es lineal y el Plano E es el XZ. El diagrama de radiación es de tipo fan-beam, por lo que en el Plano H (YZ) la antena es muy directiva, pero en el Plano E es casi omnidireccional. Esto se puede ver en la Figura 4.8 .

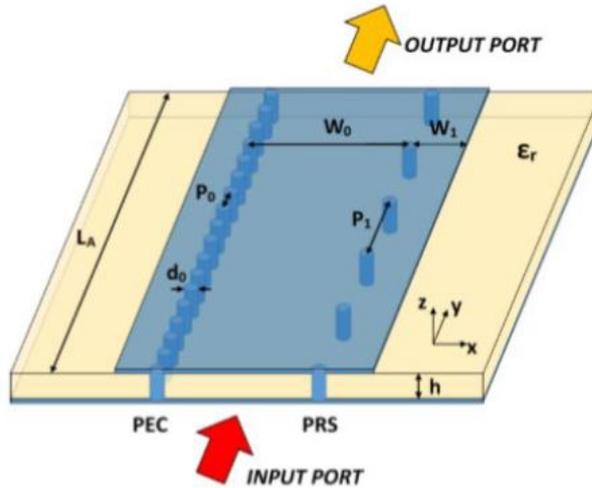


Figura 4.6: Estructura SIW LWA[34].

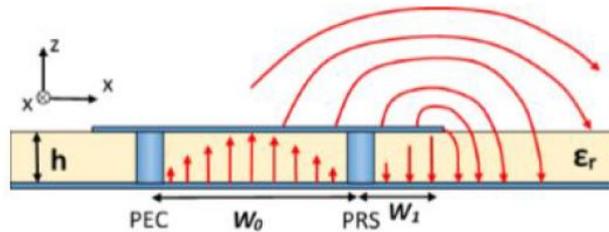


Figura 4.7: Campos en plano transversal de SIWLWA[34].

4.4. Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antennas.

Para la explicación de este tipo de antenas Leaky, nos fijaremos en la magnífica descripción que se hace de ellas en [35].

Esta variación de la antena Leaky convencional en tecnología 'microstrip' se diferencia en su perfil reducido a la mitad. Esto, se consigue mediante la implementación de una fila de pines cortocircuito a lo largo de la antena.

Mientras que una línea microstrip típica radia por sus bordes gracias a

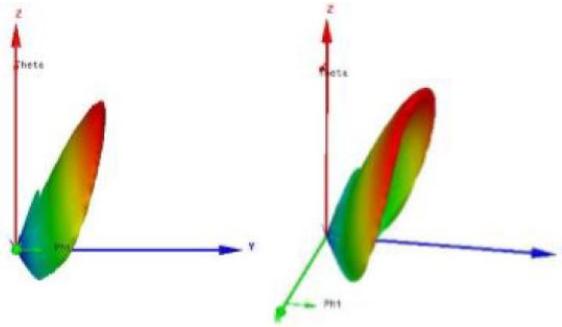


Figura 4.8: Diagrama de radiación de SIWLWA[34].

su naturaleza abierta, y la propagación guiada por esta solo es posible para unas vibraciones concretas (modos de la estructura), si se observa entonces el modo de primer orden de una línea microstrip diseñada para dar lugar a ondas de fuga.

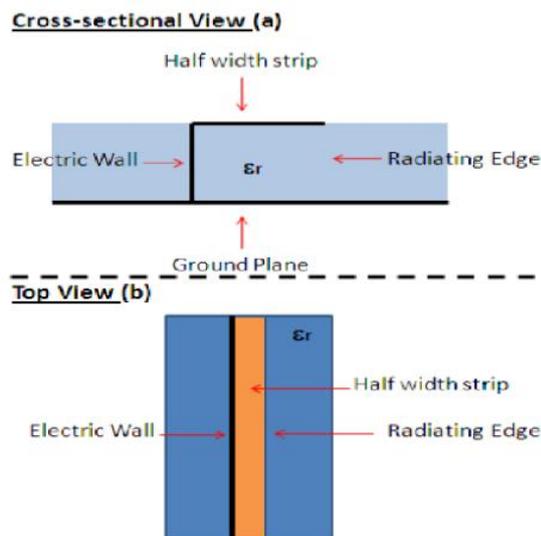


Figura 4.9: (a) Esquema simplificado del corte transversal de una 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna'. (b) Vista en planta. [35]

Es evidente que, esta vibración o modo de primer orden tiene un tamaño de $\lambda_g/2$. En concreto, todas las ondas que pueden propagarse tienen un tamaño que es múltiplo entero de $\lambda_g/2$, ya que cuando el tamaño de la onda cumple esta relación con el tamaño de la estructura y las discontinuidades,

entre el medio de la línea microstrip y el medio exterior coinciden con los nulos del campo, hacen que este resuene transversalmente a modo de cuerda fija por sus extremos, debido a que la reflexión en la discontinuidad es máxima. Esta resonancia transversal permite la propagación guiada. Si además, la onda es una onda rápida o 'fast-wave', parte de esta se fugará o se radiará en las discontinuidades.

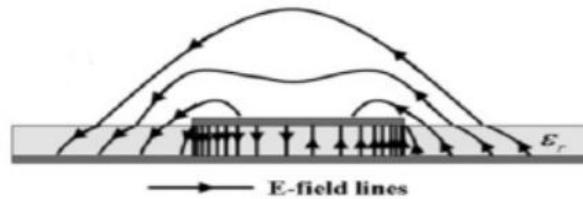


Figura 4.10: Corte transversal de una antena 'Leaky-Wave' basada en tecnología 'Microstrip'[35].

Si realizamos el ejercicio de comparar el modo de primer orden de una MLWA ('Microstrip Leaky-Wave Antenna'), con el de una HWM LWA ('Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna')(Figura 4.11). Se aprecia que el modo que está resonando tiene una longitud de onda de $\lambda_g/4$, que, a priori, no resonaría en una línea 'Microstrip' convencional, y es, con la fila de pines cortocircuito, como se consigue reducir el perfil a la mitad.

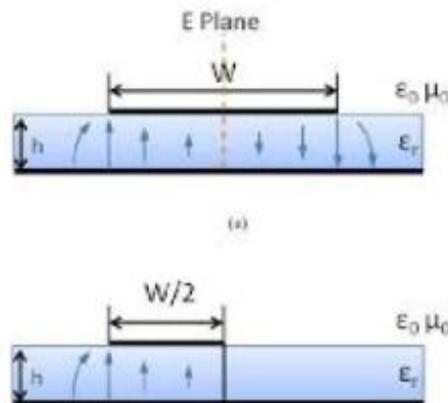


Figura 4.11: Comparación de la distribución de campos de una línea 'Microstrip' convencional con una 'Half-Width'[35].

Al ser estos postes metálicos y conectar ambos planos conductores, cuando estos son vistos por la onda, esta se refleja con un desfase de $-\pi$ radianes. Si estos postes están lo suficientemente cerca entre ellos, en comparación con el tamaño de la onda, tendremos reflexión total en cualquier punto de la fila.

Siendo entonces esta una pared fija para nuestra onda progresiva, es decir, el conjunto de postes actúa como un PEC ('Perfect Electric Conductor'), esto lleva asociado unas condiciones de contorno del tipo pared eléctrica, donde el campo eléctrico tangencial a dicha pared es nulo. A efectos de propagación, cuando la onda ve un PEC, como ya se ha comentado, habrá reflexión total con un desfase de π radianes.

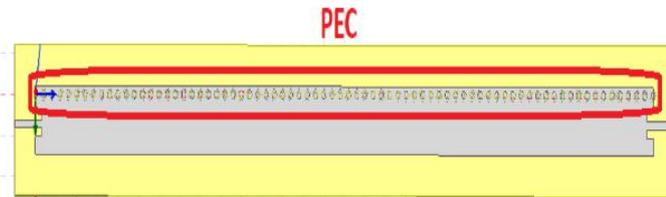


Figura 4.12: Fila de postes formando un PEC [35].

Si se atiende ahora al recorrido de la onda, si la anchura de esta línea es la mitad de la que tiene una convencional, esta medirá $\lambda_g/4$, lo que hará que el desfase sufrido en el recorrido marcado en rojo en la Figura 4.13 sea de $\pi/2$ radianes.

Tras esto, en la discontinuidad generada por la PEC, la onda sufre reflexión total y, además, una inversión de fase (desfase de π radianes), esto queda reflejado por la línea verde trazada en la circunferencia goniométrica.

Debido a la reflexión, la onda se propaga en sentido contrario haciendo un recorrido de $\lambda_g/4$ hasta la siguiente discontinuidad, por lo que el desfase equivalente total del recorrido estudiado en la Figura 4.13 es de 2π radianes, diferencia de fase que es múltiplo de $\lambda_g/2$. De esta forma, a la frecuencia para la cual la estructura presenta un ancho de un cuarto de onda, gracias a la fila de postes PEC, puede resonar y dar lugar a propagación guiada por la estructura.

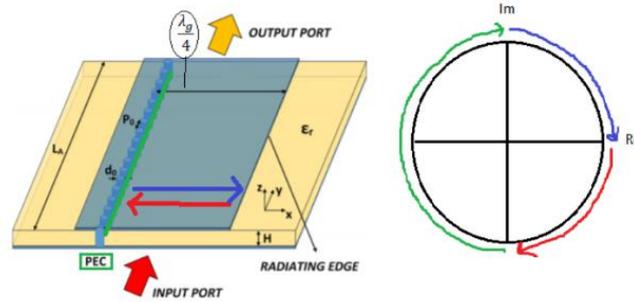


Figura 4.13: Esquema simplificado de una 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna'[35].

Al final del recorrido marcado en azul en la Figura 4.13, parte de la onda se radia al medio exterior gracias a la naturaleza abierta de la tecnología 'Microstrip', y parte se sigue propagando debido a la reflexión en la discontinuidad.

4.5. La importancia de los parámetros físicos.

En esta última sección de este capítulo vamos a explicar cómo los parámetros físicos de las antenas Leaky-wave, tanto para la tecnología SIW, como para la tecnología HWM, se relacionan con sus características de radiación.

El primero de los parámetros de los que vamos a hablar es la anchura de la tira metálica superior de la antena, indicada en la figura 4.11 como w . Bien, con este parámetro se puede controlar el ángulo de apuntamiento del máximo de radiación del haz principal. De manera que si w aumenta de valor, también lo hace el ángulo de máxima radiación, y si w decrece, el ángulo de máxima radiación decrecerá también.

El siguiente parámetro físico del que vamos a hablar es la longitud de la antena, comúnmente nombrada como L . Con la variación de este parámetro puede controlar el ancho del haz principal, de forma que, si la longitud aumenta, el ancho de haz se hará más estrecho. Del mismo modo, si la longitud de la antena se hace cada vez menor, el ancho de haz es más amplio.

Otro Parámetro físico del que tenemos que hablar es el grosor del sustrato, indicado en la figura 4.11 como h . Este parámetro es un poco más delicado que los dos anteriores, ya que no tenemos tanta libertad para seleccionarlo

como si tenemos con w y L , es decir, no existen sustratos con todos los grosores posible, por esa razón es mucho más difícil de seleccionar. Para explicar la característica relacionada con este parámetro hay que tener en cuenta también el valor de constante dieléctrica ϵ_r que presente el sustrato. Por ejemplo, si se elige un sustrato con un ϵ_r muy grande, la velocidad de propagación de la onda electromagnética por el sustrato será bastante menor a la velocidad en el vacío. Y si a esto añadimos un grosor lo suficientemente ancho, esta velocidad se hará aún más pequeña respecto de la velocidad de la luz en el vacío. Otro aspecto que está relacionado con el grosor del sustrato es que según sea este más estrecho, más difícil es fabricar, menos robustez nos proporciona y, lo más importante, más difícil es la adaptación de los puertos de entrada a la antena, como veremos en los capítulos de optimización.

Por estas razones, es importante elegir bien unos parámetros físicos finales óptimos, no solo para conseguir el comportamiento deseado, sino para poder llegar a fabricar las antenas.

Capítulo 5

Diseño antena LWA para Slow Scanning Monopulse.

En este diseño, tenemos el objetivo de conseguir un FoV de 50° en la banda WiFi, aunque también tendremos en cuenta la banda BLE. Como indica la figura 5.2, el diagrama de radiación presenta un comportamiento en el que por más que se eleve la frecuencia de la señal de entrada, el ángulo de máxima radiación nunca es mayor a 20° , se dice que es una antena de escaneo lento. Para conseguir dichos objetivos, se proponen las siguientes tres estructuras:

5.1. HWM LWA con un grosor de 0,787mm.

Esta primera antena tiene un grosor de 0,787mm y con un sustrato de teflón con ϵ_r 2,2 y $\tan \delta$ 0,0009 (Figura 5.1).

28CAPÍTULO 5. DISEÑO ANTENA LWA PARA SLOW SCANNING MONOPULSE.

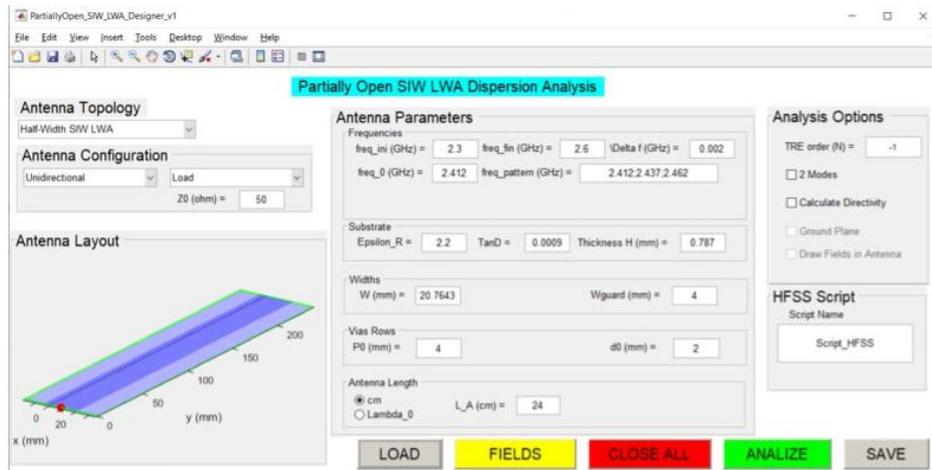


Figura 5.1: Estructura propuesta.

En la tabla 5.1 se resumen algunas de sus dimensiones físicas más destacables.

| $W(anchura)$ | $L(longitud)$ | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|--------------|---------------|-------------|-------|-------|
| 20,7643 mm | 24 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 5.1: Tabla con dimensiones.

Evidentemente, estas dimensiones han sido obtenidas mediante el uso de las rutinas en Matlab realizadas por el equipo de investigación de la UPCT [9][10]. Lo siguiente que hay que hacer, es optimizar las dimensiones de esta antena, sobre todo, W y L de manera que, consigamos los diagramas de radiación en Plano H lo más parecidos posibles a los determinados con las rutinas de Matlab. Esta optimización consiste en realizar varias simulaciones en el programa HFSS hasta dar con unas dimensiones apropiadas.

Tras la optimización de W y L , las dimensiones de la antena quedan tal como aparecen en la tabla 5.2 .

| $W(anchura)$ | $L(longitud)$ | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|--------------|---------------|-------------|-------|-------|
| 20,7643 mm | 24,9001 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 5.2: Tabla con dimensiones.

Los diagramas de radiación (línea discontinua), obtenidos con estas últi-

mas dimensiones, son comparados con los teóricos (línea continua) en la Figura 5.2 .

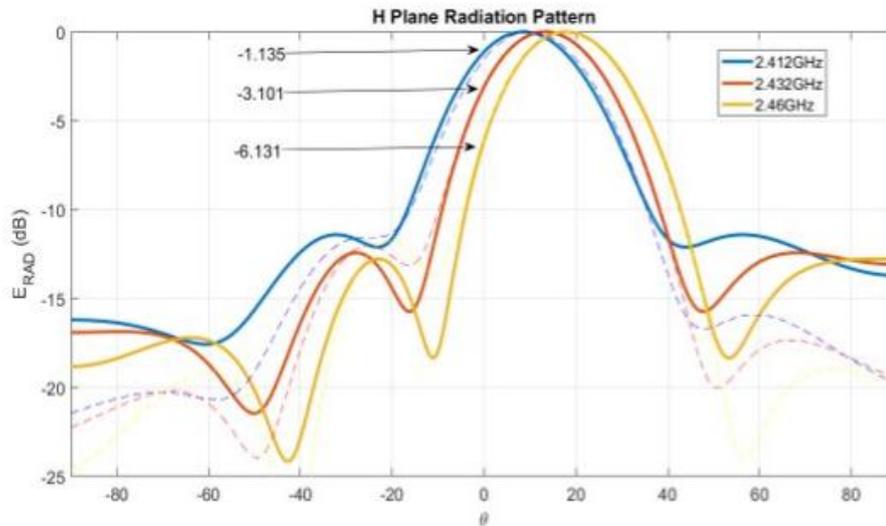


Figura 5.2: Diagramas de radiación.

Una vez que obtenemos los diagramas de radiación deseados, el siguiente paso es conseguir una buena red de adaptación. La red propuesta es la que aparece en la Figura 5.3, cuyas dimensiones aparecen en la tabla 5.3 .

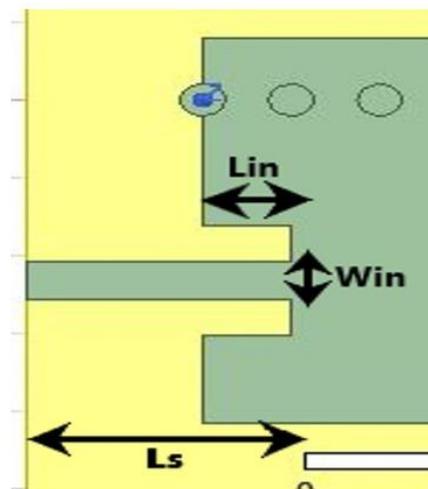


Figura 5.3: Red de adaptación.

Este tipo de red de adaptación se conoce como tipo inset. Lo que se

pretende es adaptar la entrada, es decir, conseguir que la mayor parte de potencia entre a la antena. Esta red de adaptación se basa en intentar que la impedancia que ve una señal a la entrada de la antena, sea igual a la que tiene la salida de la etapa anterior por donde pasa la señal. De esta forma, se cumple el principio de máxima transferencia de potencia y se consigue la adaptación. Bien, puesto que todos los circuitos de microondas tienen que estar normalizados a una impedancia de 50 ohmios, y sabiendo que la impedancia de entrada de esta antena presenta un alto valor y va decreciendo según nos acercamos al centro de esta. Lo que vamos a introducir es una tira con la misma estructura de materiales que presenta la antena, pero con un grosor que hagan que dicho trozo tenga una impedancia de 50 ohmios, hasta el punto de la antena donde esta tiene 50 ohmios de impedancia de entrada. De manera que los puertos de entrada y salida de la antena quedan como aparecen en la figura 5.3.

No hay que adaptar un solo puerto, sino que hay que adaptar los dos puertos, entrada y salida, ya que tenemos que conseguir que la antena se vea como una caja negra que presenta una impedancia de entrada y de salida de 50 ohmios.

| W_{in} | L_s | L_{in} |
|------------|-------|----------|
| 2,42488 mm | 12 mm | 4 mm |

Cuadro 5.3: Tabla con dimensiones.

Con estas dimensiones se obtienen los siguientes parámetros de Scattering (Figura 5.4) y la siguiente eficiencia (Figura 5.5). Esta eficiencia ha sido calculada partiendo, tanto de los parámetros de Scattering mostrados anteriormente, como del cociente entre la RealizadaGain y la Directividad.

Como conclusión del diseño de esta antena podemos destacar que el S_{11} nunca es superior a -10dB, lo cual, es una buena adaptación y que S_{21} tampoco supera nunca -6dB en la banda de 2,4GHz. En relación con la eficiencia, esta nunca es inferior al 70% en toda la banda de trabajo.

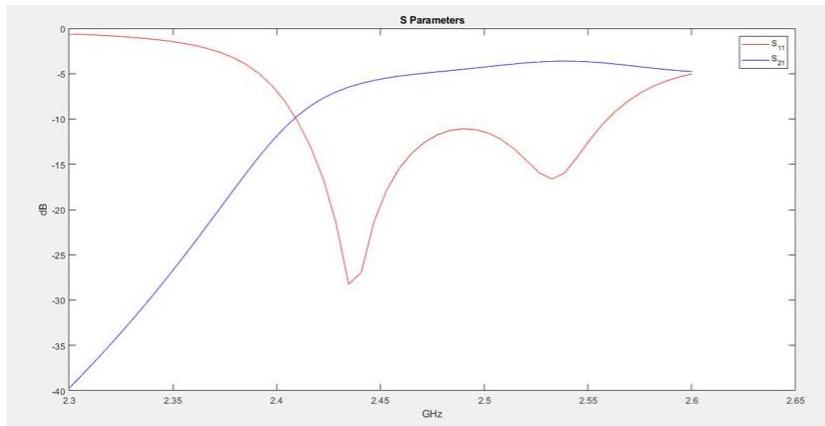


Figura 5.4: Parámetros de Scattering.

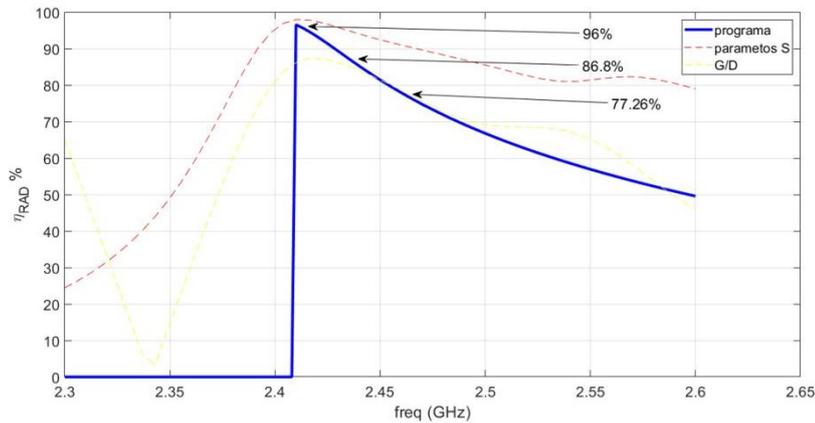


Figura 5.5: Eficiencia de radiación.

5.2. SIW LWA con un grosor de 1,575mm.

Otra de las estructuras que se propusieron para conseguir los objetivos de diseño, consiste en una antena SIW LWA con un grosor de 1,575 mm y con un sustrato de tefón con ϵ_r 2,2 y $\tan \delta$ 0,0009. En la tabla 5.4 están recogidas las dimensiones más destacables.

Es importante explicar que W_0 es la distancia entre la fila de postes PRS y el borde del metal; y que P_1 es la separación que hay entre los postes de la fila PRS.

Como ya hemos indicado en la sección anterior, es necesario realizar una optimización de las dimensiones, sobre todo W y L , para conseguir los diagra-

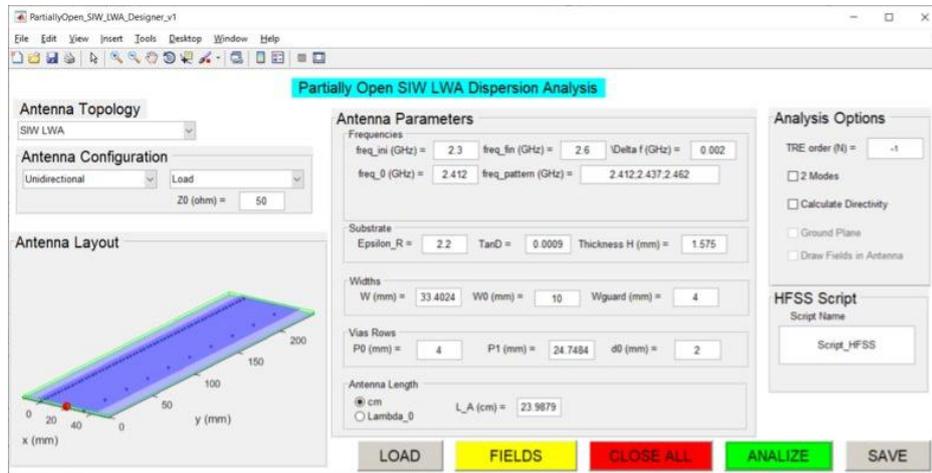


Figura 5.6: Estructura propuesta.

| $W(anchura)$ | $L(longitud)$ | W_{guard} | P_0 | d_0 | P_1 | W_0 |
|--------------|---------------|-------------|-------|-------|------------|-------|
| 33,4024 mm | 23,9879 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm | 24,7484 mm | 10 mm |

Cuadro 5.4: Tabla con dimensiones.

mas de radiación deseados. Evidentemente, esta optimización consistirá en una serie de simulaciones en HFSS hasta encontrar las dimensiones correctas. Estas dimensiones pueden consultarse en la tabla 5.5 .

| $W(anchura)$ | $L(longitud)$ | W_{guard} | P_0 | d_0 | P_1 | W_0 |
|--------------|---------------|-------------|-------|-------|------------|-------|
| 33,7024 mm | 26,1879 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm | 24,7484 mm | 10 mm |

Cuadro 5.5: Tabla con dimensiones.

Los diagramas de radiación (línea discontinua), obtenidos con estas últimas dimensiones, son comparados con los teóricos (línea continua) en la Figura 5.7 .

Tras obtener los diagramas de radiación, lo siguiente que tenemos que obtener son los parámetros de Scattering y la eficiencia de radiación. Al tratarse de una SIW LWA es más complicado realizar la red de adaptación, es decir, tendremos que descartar este diseño tanto por complejidad como por desconocimiento de si conseguiremos una red de adaptación que nos proporcione un buen rendimiento.

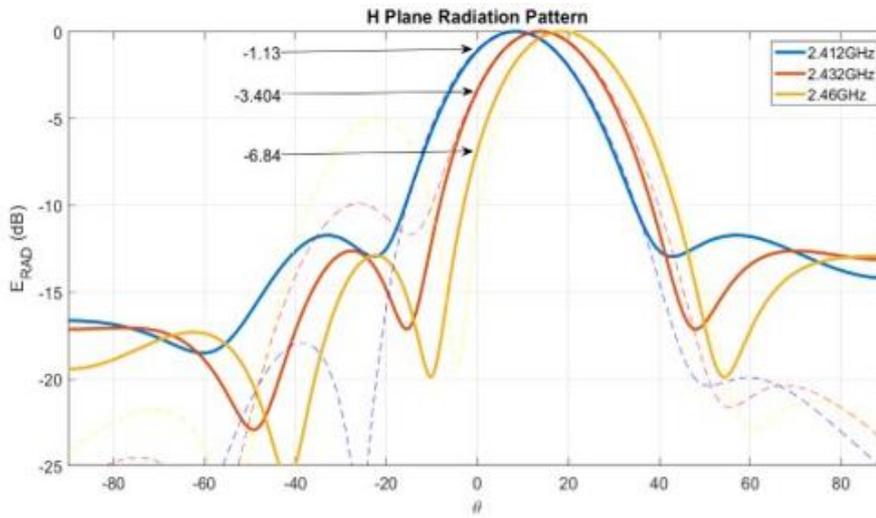


Figura 5.7: Diagrama de radiación.

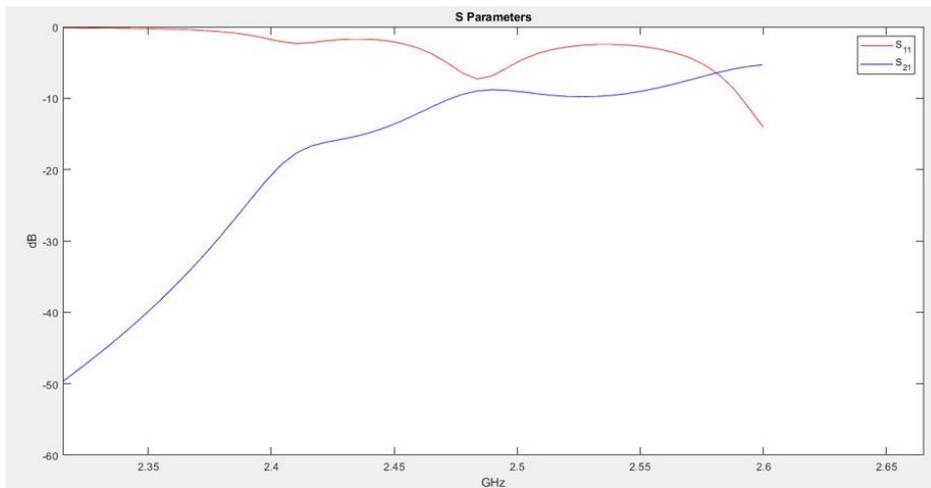


Figura 5.8: Parámetros de Scattering.

Como hemos comentado antes, este diseño es inviable, debido a que, tendríamos que realizar una red de adaptación muy complicada, ya que S_{11} y S_{21} son muy altos en toda la banda de 2,4 GHz. Esto hace que tengamos una mala adaptación y una eficiencia también bastante mala, como podemos ver en la Figura 5.8 y la Figura 5.9 respectivamente.

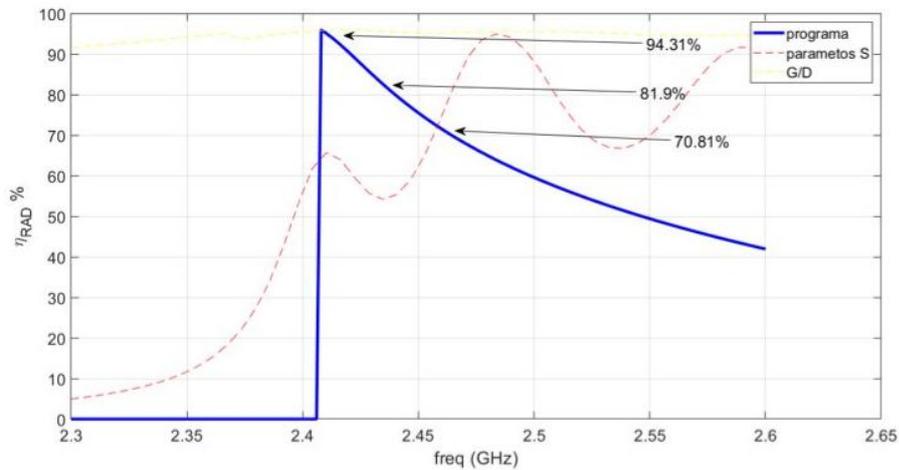


Figura 5.9: Eficiencia de radiación.

5.3. HWM LWA con grosor de 1,575mm.

Esta primera antena tiene como material utilizado para el sustrato Teflón, el cual, posee un ϵ_r de 2,2, un $\tan \delta$ de 0,0009 y un grosor de 1,575 mm (Figura 5.10).

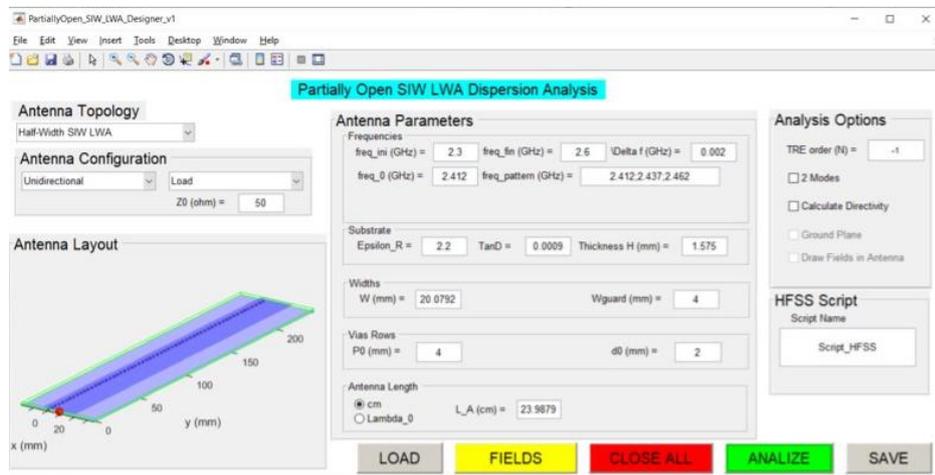


Figura 5.10: Estructura propuesta.

Las dimensiones de partida son la que aparecen recogidas en la tabla 5.6. Como ya hemos realizado en las anteriores secciones de este punto, las dimensiones de la tabla 5.6 tienen que ser optimizadas de cara a conseguir

| $W(anchura)$ | $L(longitud)$ | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|--------------|---------------|-------------|-------|-------|
| 20,0792 mm | 23,9879 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 5.6: Tabla con dimensiones.

los diagramas de radiación buscados.

| $W(anchura)$ | $L(longitud)$ | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|--------------|---------------|-------------|-------|-------|
| 20,125 mm | 23,0899 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 5.7: Tabla con dimensiones finales.

Tras una serie de simulaciones en HFSS, conseguimos los siguientes diagramas de radiación (Figura 5.11). Para obtener estos diagramas de radiación, las dimensiones de la antena quedan como las mostradas en la tabla 5.7. En la Figura 5.11, se comparan los diagramas obtenidos en la simulación con las dimensiones finales (línea discontinua) con los diagramas teóricos (línea continua).

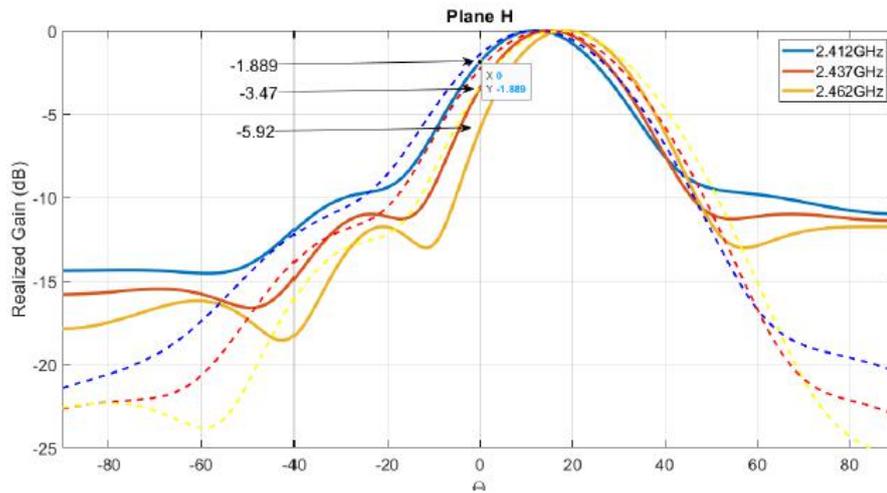


Figura 5.11: Diagramas de radiación.

Una vez que obtenemos los diagramas de radiación deseados, el siguiente paso es optimizar la red de adaptación. La red propuesta es la mostrada en la figura 5.12, cuyas dimensiones están recogidas en la tabla 5.8.

Con la anterior red de adaptación se obtienen los siguientes parámetros de Scattering y la siguiente eficiencia. Esta eficiencia, al igual que en los

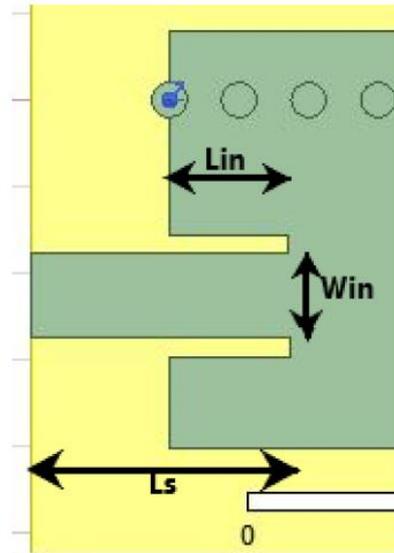


Figura 5.12: Red de adaptación.

| W_{in} | L_s | L_{in} |
|-------------|-------|----------|
| 4,852848 mm | 15 m | 7 mm |

Cuadro 5.8: Tabla con dimensiones.

diseños anteriores, ha sido calculada partiendo, tanto de los parámetros de Scatering mostrados anteriormente, como del cociente entre la RealizadGain y la directividad.

Para poder visualizar mejor las características de radiación de esta antena, en las tablas 5.9 y 5.10 tal aparecen recogidos los parámetros de Scatering para las frecuencias más interesantes de la banda 2,4 GHz. Las frecuencias interesantes son las correspondientes a los canales inicio, mitad y final de la banda WiFi y la banda BLE respectivamente.

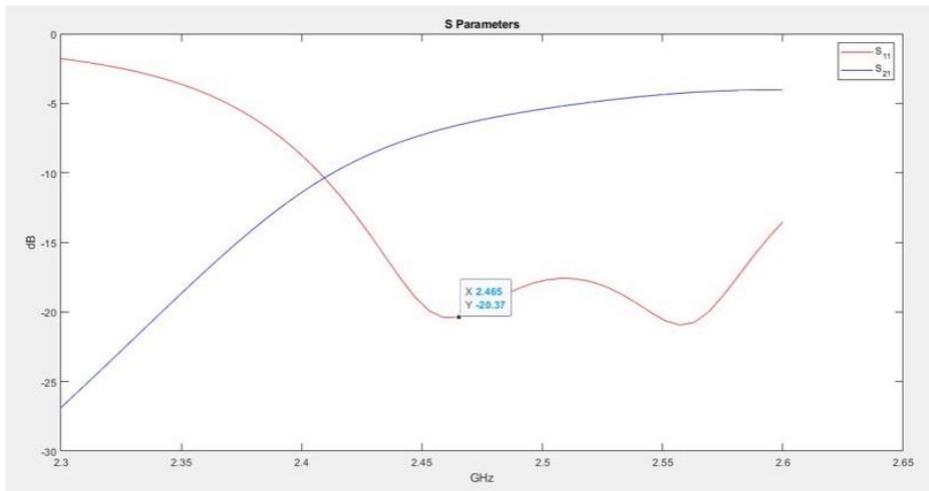


Figura 5.13: Parámetros de Scattering.

| <i>Channels(WiFi)</i> | S_{11} | S_{21} |
|-----------------------|----------|----------|
| 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 |

Cuadro 5.9: Parámetros de Scattering.

| <i>Channels(BLE)</i> | S_{11} | S_{21} |
|----------------------|----------|----------|
| 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 |

Cuadro 5.10: Parámetros de Scattering.

Del mismo modo que hemos hecho antes para los parámetros de Scattering, mostramos en las tablas 5.11 y 5.12 los valores de eficiencia de radiación para las frecuencias más interesantes de la banda de 2.4GHz.

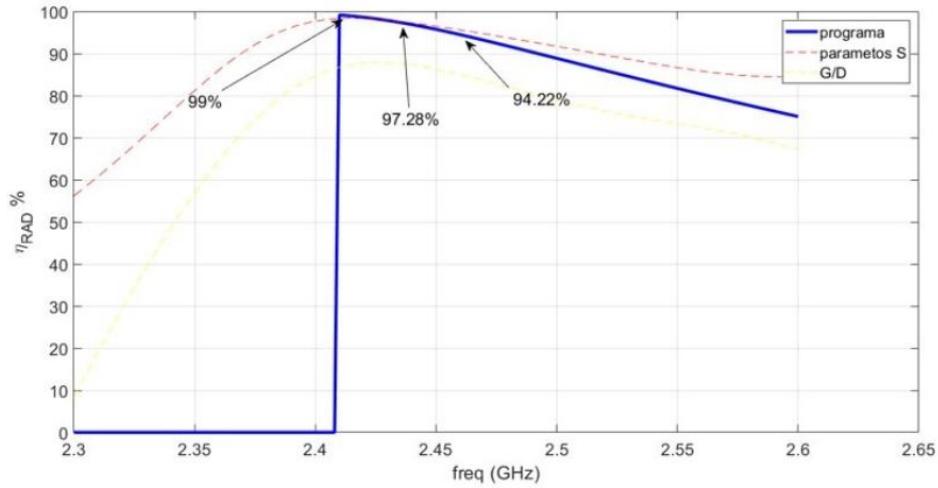


Figura 5.14: Eficiencia de radiación.

| <i>Channels(WiFi)</i> | <i>ScatteringParams</i> | <i>RealizedGain/Directivity</i> |
|-----------------------|-------------------------|---------------------------------|
| 2.412 GHz (#1) | 98,36 % | 87 % |
| 2.432 GHz (#6) | 97,5 % | 87,8 % |
| 2.460 GHz (#11) | 95,6 % | 85,1 % |

Cuadro 5.11: Eficiencia de radiación.

| <i>Channels(BLE)</i> | <i>ScatteringParams</i> | <i>RealizedGain/Directivity</i> |
|----------------------|-------------------------|---------------------------------|
| 2.402 GHz (#37) | 98 % | 85,4 % |
| 2.426 GHz (#38) | 98,1 % | 87,9 % |
| 2.480 GHz (#39) | 93,65 % | 82 % |

Cuadro 5.12: Eficiencia de radiación.

Como conclusión del diseño de esta antena, podemos destacar que el S11 nunca es superior a -10dB, lo que se traduce en una buena adaptación y que S21 tampoco supera nunca -6dB en la banda de trabajo. En relación con la eficiencia, esta nunca es inferior al 90 % en toda la banda de trabajo.

Antes de concluir, conviene añadir la figura 5.15 en la que aparecen los diferentes diagramas de radiación (Plano H) para todas las frecuencias que hemos estado analizando, es decir, los canales más representativos de la banda de 2,4GHz. En esta figura podemos ver, de manera muy clara, como es la

evolución del ángulo de radiación o apuntamiento del haz principal para cada uno de las frecuencias analizadas. Como cabía esperar, conforme aumentamos en frecuencia el ángulo de apuntamiento aumenta¹.

¹Decimos que este ángulo aumenta porque lo estamos midiendo desde la vertical.

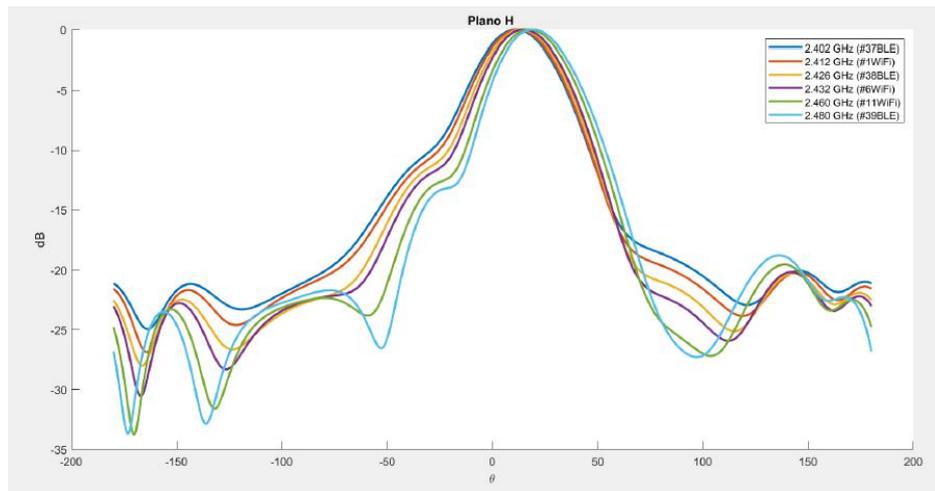


Figura 5.15: Diagrama de radiación.

A la vista de los resultados anteriores, ya que los diagramas de radiación obtenidos como la eficiencia de la antena son mejores que los dos diseños optimizados en las secciones previas, concluimos que es este último diseño es el indicado para ser fabricado.

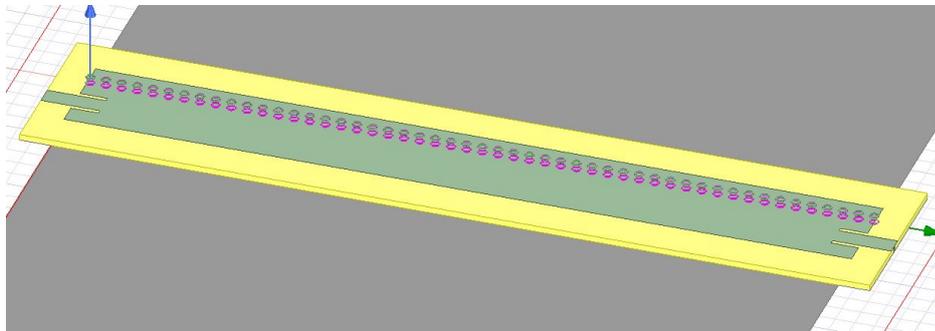


Figura 5.16: Antena finalizada.

En la figura 5.16 se muestra el aspecto que tienen la antena una vez optimizada. Esta imagen se ha obtenido del programa de simulación utilizado para la optimización de las dimensiones físicas de la estructura.

Capítulo 6

Diseño antena LWA para Low Scanning Monopulse.

En este capítulo, se explicará el diseño de una antena HWM LWA con el objetivo de obtener un FoV de 45° , tanto en banda BLE, como en banda WiFi. En la figura 6.2, aparecen los diagramas de radiación que se pretenden conseguir. Estos tienen su ángulo de máxima radiación bajo, este aspecto hace que esta antena sea de escaneo bajo.

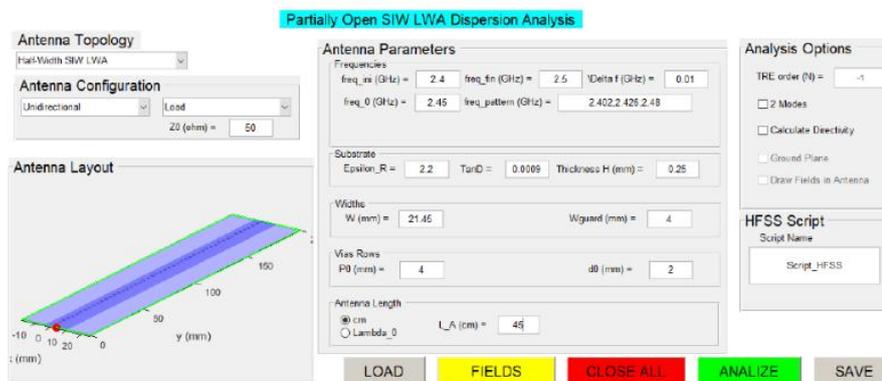


Figura 6.1: Estructura propuesta.

La figura 6.1 corresponde con la interfaz del script de nuestro grupo de investigación. En ella, se muestra las diferentes dimensiones de la antena, resultado de la ejecución del algoritmo de cálculo en función de frecuencia de trabajo y el FoV deseado. Para obtener el FoV de 45° , tenemos que conseguir los siguientes (ver figura 6.2) diagramas de radiación. Estos, a su vez, corresponden a las frecuencias 2,402 GHz, 2,426 GHz y 2,48 GHz, es decir,

los canales #37, #38 y #39 de BLE. El sustrato que se va a utilizar para la fabricación de esta antena es el teflón con ϵ_r 2,2 y $\tan \delta$ 0.0009. En un primer momento, se eligió un grosor de 0,25 mm, pero ante la imposibilidad de realizar una red de adaptación adecuada para este grosor, fue necesario elevarlo al siguiente valor que podía fabricarse, es decir, cambiarlo a 0,51 mm.

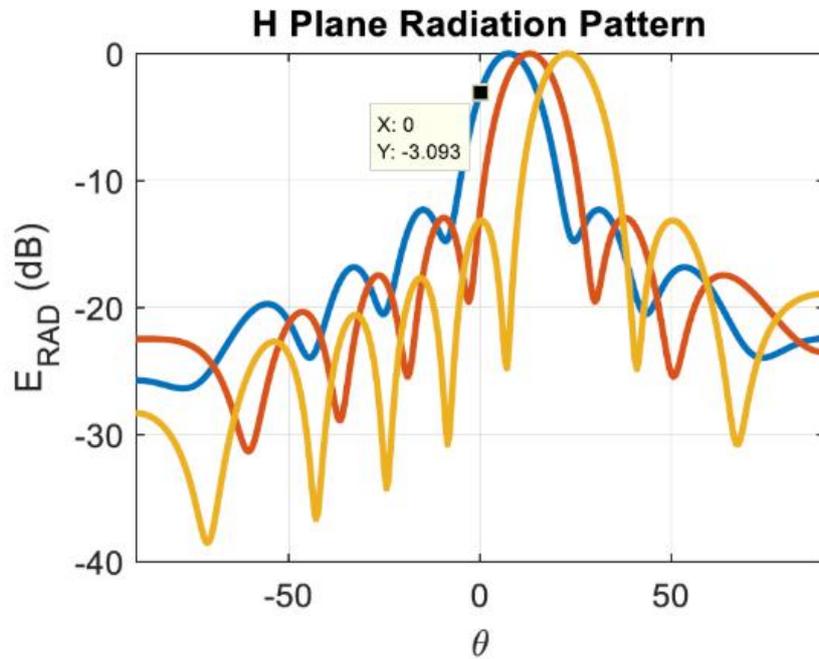


Figura 6.2: Diagramas de radiación deseados.

| W (anchura) | L (longitud) | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|---------------|----------------|-------------|-------|-------|
| 21,45 mm | 45 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 6.1: Tabla con dimensiones iniciales.

En la tabla 6.1 se recogen las dimensiones de partida del diseño, es decir, las obtenidas por el algoritmo en matlab. Estas dimensiones, como ya hemos comentado en capítulos anteriores, tienen que ser modificadas, de manera que se consigan los diagramas de radiación deseados.

Tras sucesivas simulaciones en el software HFSS, se consiguen unas dimensiones aceptables tanto para la anchura de la antena, como para la longitud.

Estas dimensiones finales se muestran en la tabla 6.2.

| W (anchura) | L (longitud) | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|---------------|----------------|-------------|-------|-------|
| 21,06 mm | 50 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 6.2: Tabla con dimensiones finales.

El siguiente paso que tenemos que realizar es un ajuste de las dimensiones de la red de adaptación propuesta en la figura 6.3, evidentemente mediante una serie de simulaciones en HFSS. Tras estas simulaciones obtenemos las siguientes que mostramos en la tabla .

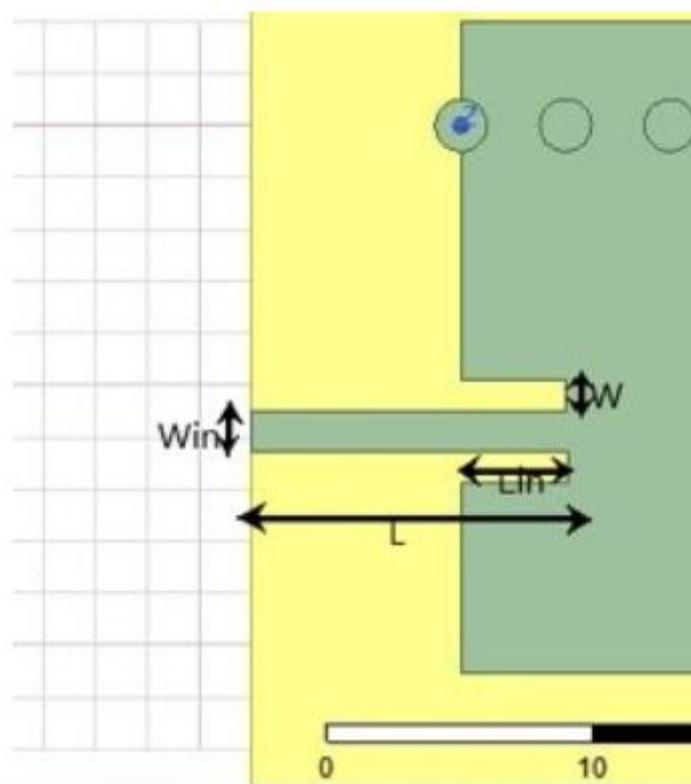


Figura 6.3: Red de adaptación.

44CAPÍTULO 6. DISEÑO ANTENA LWA PARA LOW SCANNING MONOPULSE.

| W | L | W_{in} | L_{in} |
|-----------|-------|-----------|----------|
| 1,2143 mm | 12 mm | 1,5713 mm | 4 mm |

Cuadro 6.3: Tabla con dimensiones.

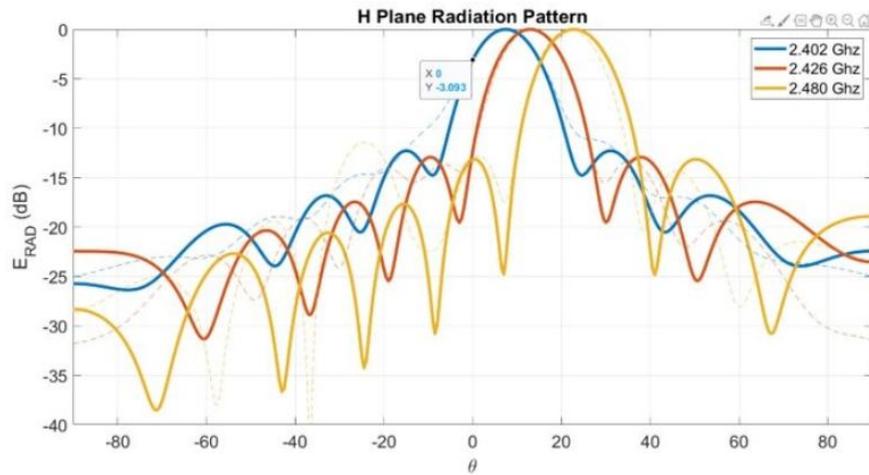


Figura 6.4: Diagramas de Radiación BLE.

Tras realizar el diseño de la red de adaptación y, en consecuencia, finalizar el diseño de antena completa, en la Figura 6.4 tenemos la comparación entre los diagramas de radiación deseados (línea continua) y los diagramas de radiación que proporciona esta antena (línea discontinua), para las frecuencias 2,402 GHz, 2,426 GHz y 2,48GHz, que corresponden con los canales #37, #38 y #39 BLE.

En la Figura 6.5 aparecen los diagrams de radiación que proprcionan esta antena pero para los canales #1, #6 y #11 WiFi.

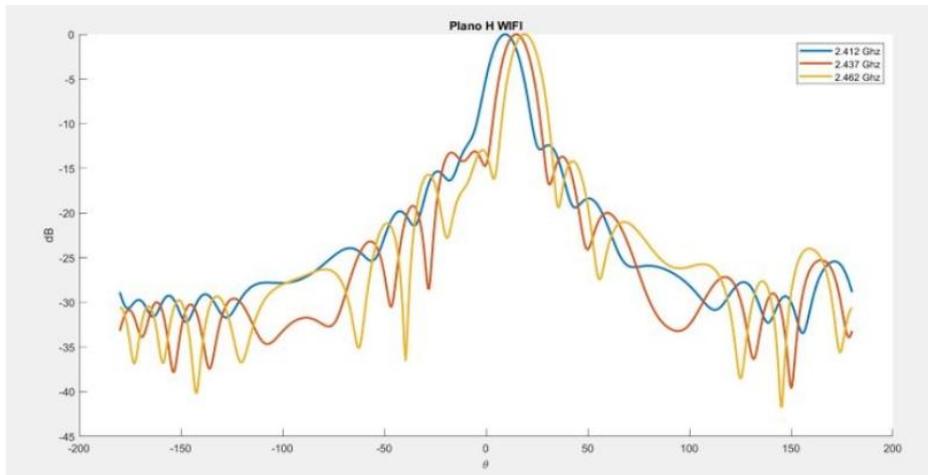


Figura 6.5: Diagramas de radiación WiFi.

Para finalizar con la comparativa de los diagramas de radiación, en la Figura 6.6 tenemos todos los diagramas de radiación que produce esta antena para las frecuencias que estamos trabajando. De esta manera, podemos ver, al igual que con el diseño explicado en el capítulo anterior, como es la evolución del ángulo de máxima radiación según cambia la frecuencia de trabajo.

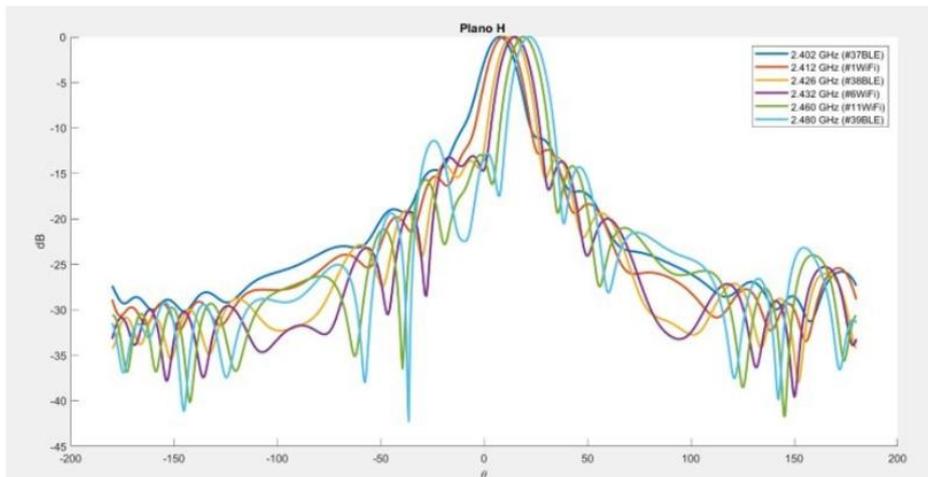


Figura 6.6: Diagramas de Radiación.

El siguiente aspecto a comentar son los parámetros de Scattering que tiene esta antena. Con ayuda de la Figura 6.7 y de las tablas 6.4 y 6.5, podemos ver su comportamiento para los diferentes canales de la banda de 2,4GHz. Centrándonos en primer lugar en el parámetro de adaptación, S_{11} , este nunca es mayor a $-8,5$ dB en toda la banda de 2,4GHz, lo que se traduce a su vez en una muy buena adaptación. En cuanto al parámetro de transmisión, S_{21} , su máximo valor es de $-7,2$ dB en toda la banda de trabajo, es decir, es un buen resultado. En definitiva, el haber obtenido estos valores para los parámetros de Scattering nos proporciona dos cosas; una es que la adaptación, como hemos comentado arriba es muy buena, y dos, la eficiencia que tendrá esta antena será elevada en toda la banda de interés.

| <i>Channels(BLE)</i> | S_{11} | S_{21} |
|----------------------|-----------|-----------|
| 2,402 GHz (#37) | -13,84 dB | -16,96 dB |
| 2,426 GHz (#38) | -18,27 dB | -10,18 dB |
| 2,480 GHz (#39) | -8,727 dB | -7,246 dB |

Cuadro 6.4: Parámetros de Scattering.

| <i>Channels(WiFi)</i> | S_{11} | S_{21} |
|-----------------------|-----------|-----------|
| 2,412 GHz (#1) | -26,6 dB | -12,89 dB |
| 2,432 GHz (#6) | -12,63 dB | -9,261 dB |
| 2,460 GHz (#11) | -11,06 dB | -7,647 dB |

Cuadro 6.5: Parámetros de Scattering.

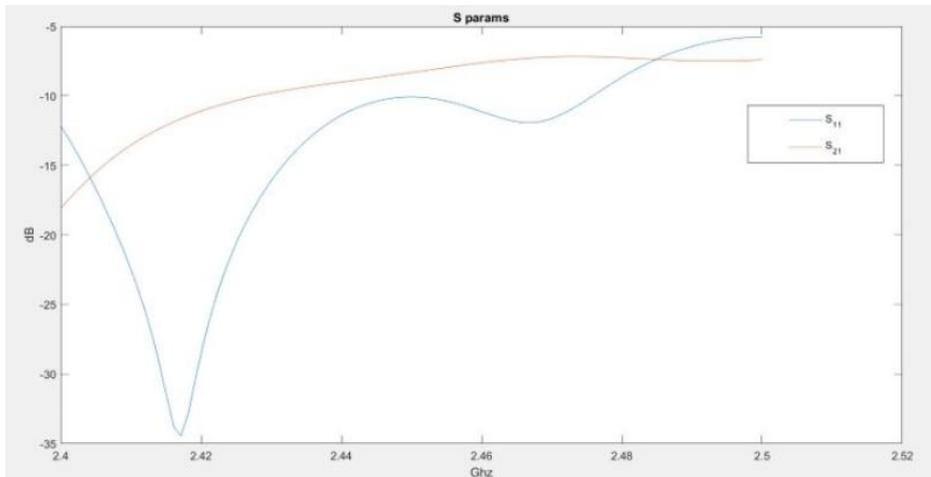


Figura 6.7: Parámetros de Scattering.

Para finalizar con la optimización de este diseño, comentaremos los resultados obtenidos en relación a la eficiencia de radiación que presenta esta antena. Esta eficiencia ha sido calculada, al igual que el diseño del capítulo anterior, a partir de los parámetros de Scattering y del cociente entre la Ganancia y la directividad.

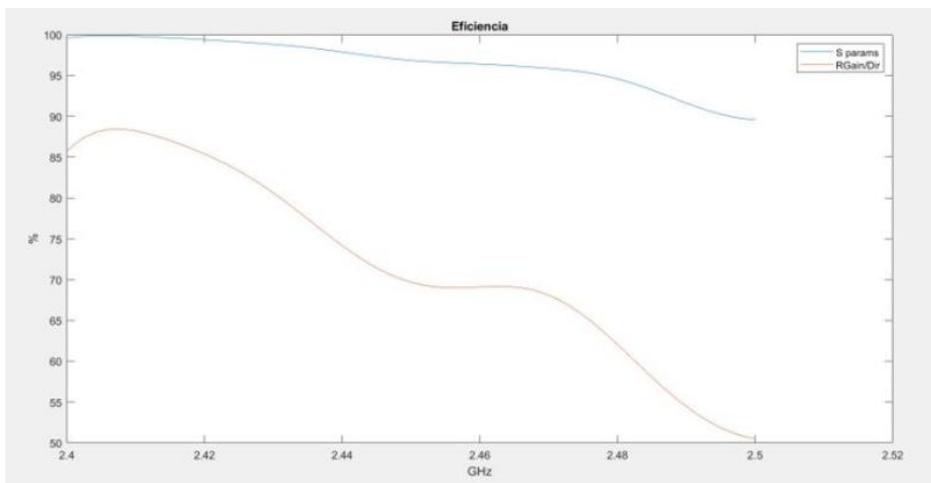


Figura 6.8: Eficiencia de radiación.

48CAPÍTULO 6. DISEÑO ANTENA LWA PARA LOW SCANNING MONOPULSE.

| <i>Channels(BLE)</i> | <i>ScatteringParams</i> | <i>RealizedGain/Directivity</i> |
|----------------------|-------------------------|---------------------------------|
| 2.402 GHz (#37) | 99,73 % | 87,8 % |
| 2.426 GHz (#38) | 98,66 % | 79,21 % |
| 2.480 GHz (#39) | 96,43 % | 69,1 % |

Cuadro 6.6: Eficiencia de radiación.

| <i>Channels(WiFi)</i> | <i>ScatteringParams</i> | <i>RealizedGain/Directivity</i> |
|-----------------------|-------------------------|---------------------------------|
| 2.412 GHz (#1) | 99,79 % | 87,14 % |
| 2.432 GHz (#6) | 99,07 % | 82,71 % |
| 2.460 GHz (#11) | 94,65 % | 62,23 % |

Cuadro 6.7: Eficiencia de radiación.

Como se muestra en la Figura 6.8 y las tablas 6.6 y 6.7, la eficiencia de esta antena nunca es inferior a 94 %, según los cálculos realizados partiendo de los parámetros de Scattering, ni inferior a 64 %, según el cociente entre Ganancia y Directividad en toda la banda de 2,4GHz. Este resultado concuerda con los valores obtenidos para los parámetros de Scattering, ya que al ser estos últimos muy buenos, la eficiencia de radiación también lo es.

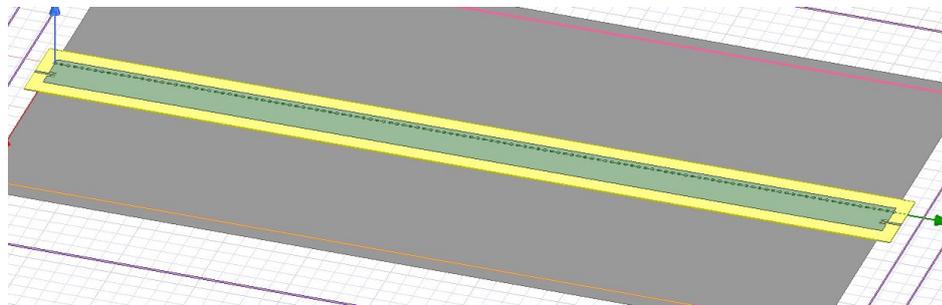


Figura 6.9: Antena finalizada.

En la figura 6.9 se muestra el aspecto que tienen la antena una vez optimizada. Esta imagen se ha obtenido del programa de simulación utilizado para la optimización de las dimensiones físicas de la estructura.

Capítulo 7

Diseño de antena LWA para fast scanning Monopulse.

En el siguiente capítulo, explicaremos todo el proceso de diseño seguido para una antena HWM LWA realizada en un sustrato de AD1000 que presenta un ϵ_r de 10,068 y una $\tan \delta$ de 0,009. El grosor de dicho sustrato es, en un primer lugar de 0,6 mm, y para esta antena se quiere un FoV de 90° . Para la optimización de esta antena, realizaremos las diferentes simulaciones en HFSS para los canales más representativos de la banda BLE, es decir, #37 (2,402GHz), #38 (2,426GHz) y #39 (2,480GHz), aunque, también añadiremos resultados para los canales #1 (2,412GHz), #6 (2,436GHz) y #11 (2,460GHz) de WiFi. En la figura 7.2, se muestran los diferentes diagramas de radiación que presenta esta antena. según amumenta la frecuencia de la señal de entrada, los ángulos de máxima radiación son cada vez mas elevados, es más, este aumento es muy rápido, con lo que esta antena es utilizada para escaneo rápido.

En la figura 7.1 se muestra, como se hizo en el diseño anterior, una captura de pantalla correspondiente a la interfaz de la rutina hecha en Matlab por el equipo de investigación para calcular unas dimensiones de partida para el diseño de la antena. Para que se pueda leer mejor, en la tabla 7.1 se encuentran recogidas estas dimensiones mencionadas antes.

| $W(\text{anchura})$ | $L(\text{longitud})$ | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|---------------------|----------------------|--------------------|-------|-------|
| 10,15 mm | 20 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 7.1: Tabla con dimensiones iniciales.

Partiendo de las dimensiones recogidas en la tabla 7.1 se quiere obtener



Figura 7.1: Estructura propuesta.

unos diagramas de radiación para los canales BLE como los mostrados en la figura 7.2.

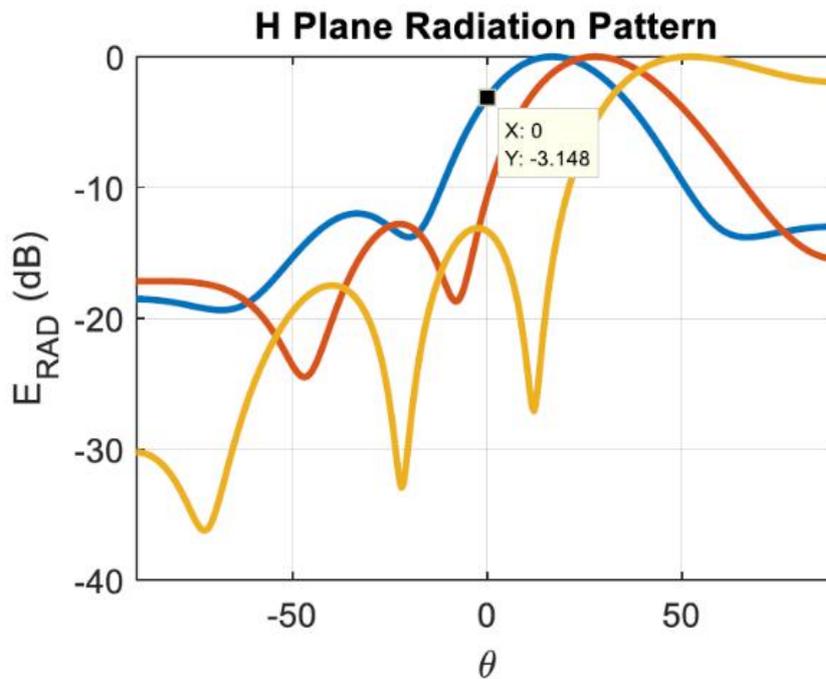


Figura 7.2: Diagramas de radiación deseados.

En este caso empezaremos ajustando W y L , es decir, la anchura y la

longitud de la antena. No solo tenemos que ajustar W y L , sino que también tenemos que ajustar el grosor del sustrato a un valor que pueda ser fabricado. En un primer momento, el grosor era de 0,6 mm, pero ante la posibilidad de elevar dicho valor para mejorar la eficiencia, tomaremos el siguiente que puede ser fabricado. La lista de valores disponibles se muestra en la tabla 7.2.

| <i>GrosorAD1000.</i> |
|---------------------------------|
| 0,0105" (0,267mm) \pm 0,0010" |
| 0,020" (0,508mm) \pm 0,0015" |
| 0,030" (0,762mm) \pm 0,0020" |
| 0,059" (1,499mm) \pm 0,0030" |
| 0,120" (3,048mm) \pm 0,0060" |

Cuadro 7.2: Tabla con grosores fabricables.

El siguiente valor de grosor que vamos a utilizar es 1,449 mm, ya que de esta forma conseguimos que el parámetro S_{21} sea lo suficientemente bajo de manera que obtengamos una elevada eficiencia para los canales más altos de la banda.

Con un grosor de 1,449 mm, las dimensiones optimizadas de la antena quedan resumidas en la siguiente tabla.

| W (anchura) | L (longitud) | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|---------------|----------------|-------------|-------|-------|
| 9,6065 mm | 20,13 cm | 4 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 7.3: Tabla con dimensiones.

Tras el ajuste de las dimensiones de la antena, los diagramas de radiación que presenta esta antena se muestran en la figura 7.3.

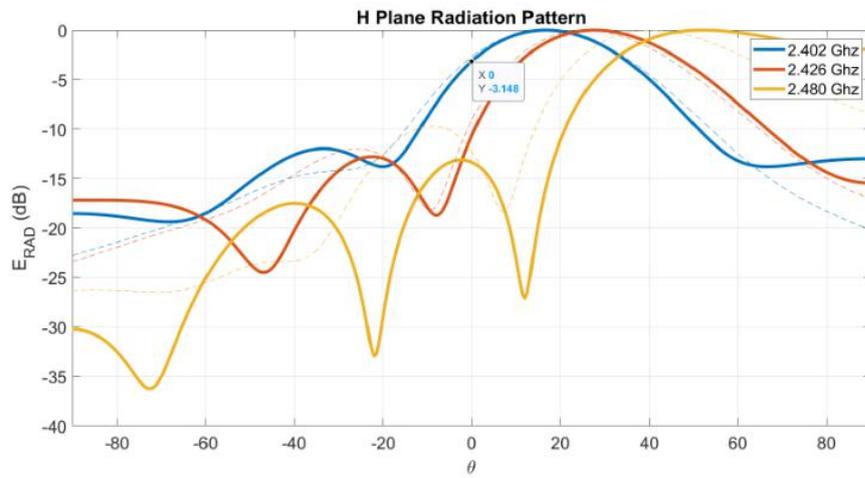


Figura 7.3: Diagramas de radiación.

Una vez obtenidos unos diagramas de radiación muy parecidos a los deseados, pasamos a la optimización de la red de adaptación. Para ello, proponemos a la siguiente estructura mostrada en la figura 7.4, cuyas dimensiones están recogidas en la tabla 7.4.

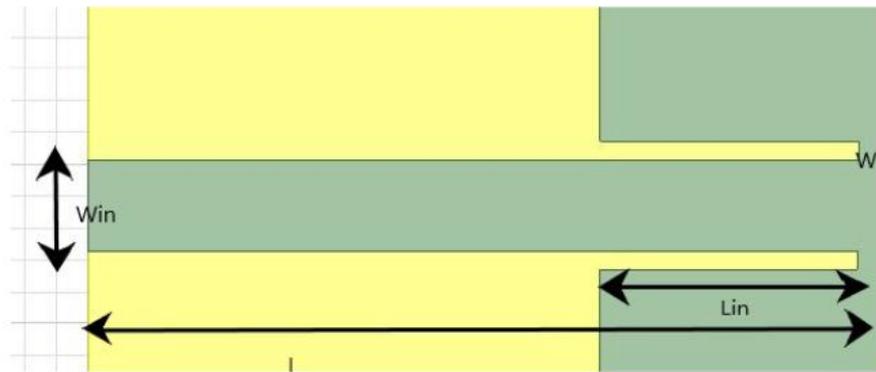


Figura 7.4: Red de adaptación.

| W_{in} | L | W | L_{in} |
|-----------|-------|-----------|----------|
| 1,4241 mm | 12 mm | 0,2879 mm | 4 mm |

Cuadro 7.4: Tabla con dimensiones.

Para la estructura de red de adaptación comentada antes, tenemos los siguientes parámetros de Scattering (Figura 7.5).

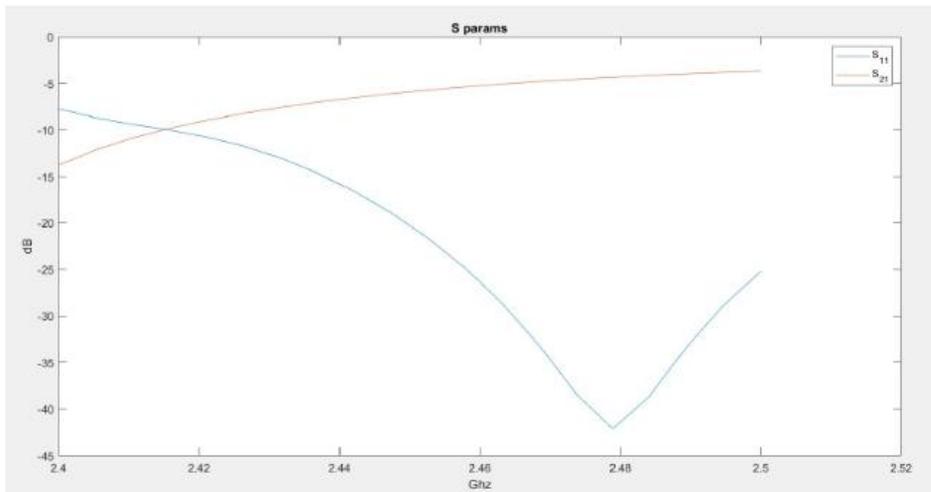


Figura 7.5: Parámetros de Scattering.

Del mismo modo, también tenemos la siguiente eficiencia de radiación (Figura 7.6).

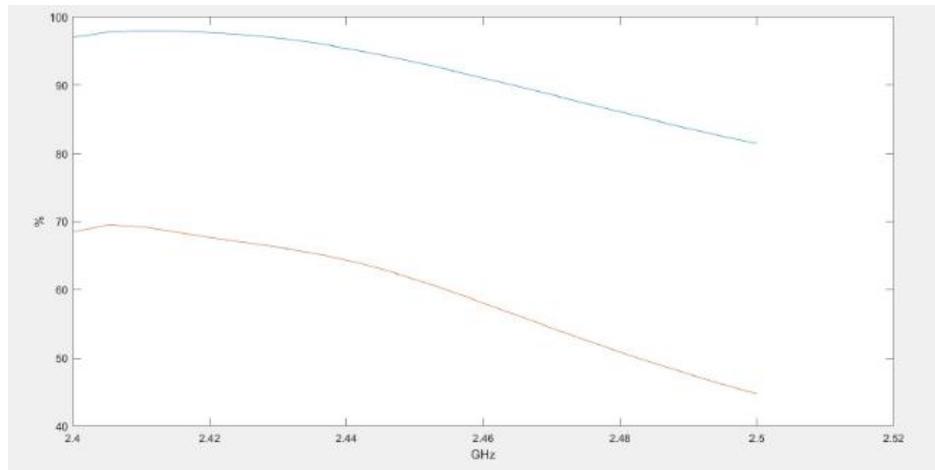


Figura 7.6: Eficiencia de radiación.

Como se muestra en las dos figuras anteriores, esta red de adaptación proporciona una buena adaptación, ya que el máximo valor de S_{11} es -8 dB, además, la eficiencia es elevada en toda la banda, no siendo nunca menor al 80 %. A pesar de que con esta red de adaptación y un grosor de 1,449 mm se consigue resultados factibles, deberíamos intentar realizar una optimización para un grosor de sustrato mucho más cerca de 0,6 mm.

En la tabla 7.5 tenemos resumidas los diferentes parámetros de la antena. Es importante mencionar que el grosor utilizado ahora es 0,762 mm, ya que es el valor más cercano a 0,6 mm en el que podemos fabricar. El problema al que nos vamos a enfrentar con este cambio, es a la pérdida de eficiencia, ya que el parámetro S_{21} será un poco superior a lo obtenido con 1,499 mm.

| W (anchura) | L (longitud) | W_{guard} | P_0 | d_0 |
|---------------|----------------|-------------|-------|-------|
| 10,0348 mm | 20,503 cm | 2 mm | 4 mm | 2 mm |

Cuadro 7.5: Tabla con dimensiones.

También hemos cambiado el valor de W_{guard} de 4mm a 2mm. Este cambio lo realizamos porque, de cara a la posterior adaptación de la antena, nos basamos en un diseño realizado con el mismo tipo de red de adaptación que vamos a utilizar para este caso.

Tras realizar las respectivas simulaciones en HFSS, obtenemos los siguientes diagramas de radiación, que hemos comparado con los deseados en la Figura 7.7.

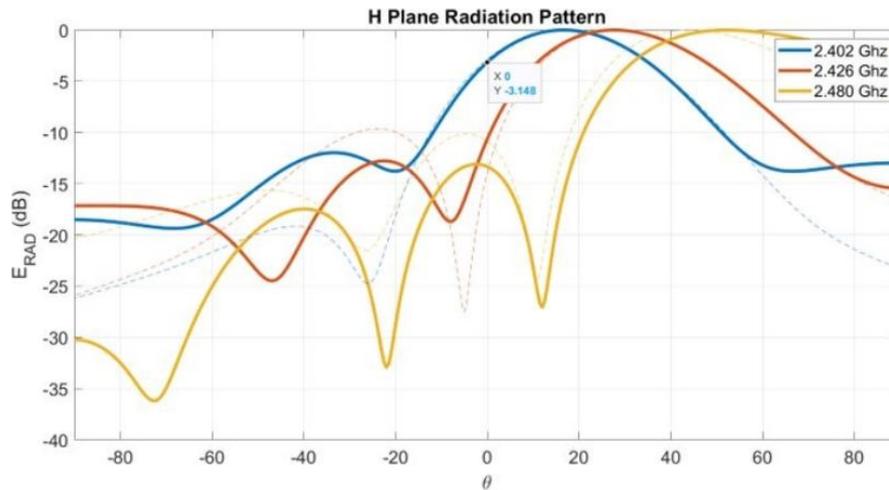


Figura 7.7: Diagramas de radiación.

En la Figura 7.8, están recogidos los diferentes diagramas de radiación para los canales #1 (2,412GHz), #6 (2,432GHz) y #11 (2,46GHz) de la banda WiFi.

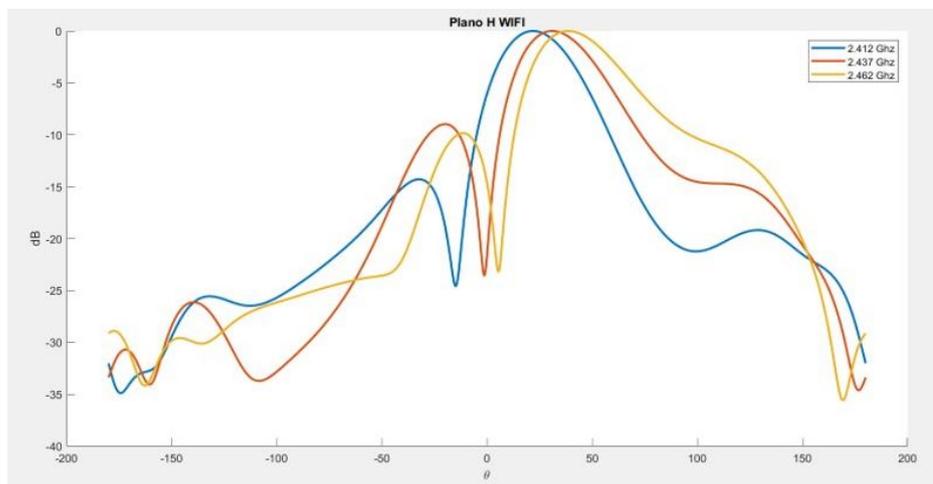


Figura 7.8: Diagramas de radiación.

En la figura 7.9, se muestran los diferentes diagramas de radiación para todas frecuencias representativas de la banda 2,4GHz, es decir, para los canales más importantes de la banda WiFi y BLE.

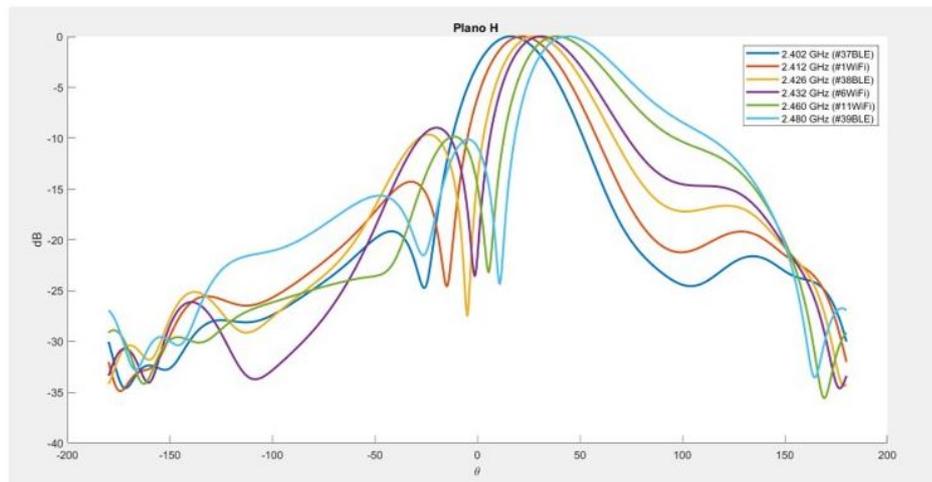


Figura 7.9: Diagramas de radiación.

Una vez obtenidas las dimensiones necesarias para conseguir los diagramas buscados, las cuales se encuentran resumidas en la tabla 7.5, nos disponemos al ajuste de la red de adaptación. Para ello proponemos una estructura como la mostrada en la Figura 7.10, cuyas dimensiones se encuentran especificadas en la tabla 7.6. Lo que buscamos con este nuevo tipo de red y mejorar la adaptación sin tener que utilizar un sustrato tan alejado de 0,6 mm.

El tipo de red de adaptación que vamos a utilizar se conoce con el nombre de trompeta por la forma que tiene. La idea, básicamente, consiste en que la señal que entra a la antena vea la misma impedancia de entrada que la vista en sentido contrario, es decir, de la antena a la etapa anterior a esta. Lo interesante de esta red es que va transformando de manera progresiva la impedancia que ve la señal de entrada en todo el recorrido hasta entrar a la antena. En otras palabras, esta estructura consigue una transición desde una impedancia de 50 ohmios, a la que presenta la antena a su entrada.

Evidentemente, hay que colocar una red de este tipo en cada puerto de la antena, tanto a la entrada, como a la salida, para así conseguir que esta antena se vea como una caja negra que presenta una impedancia de 50 ohmios tanto a la entrada como a la salida.

En términos generales, la tarea de conseguir las dimensiones óptimas de este tipo de red de adaptación es más costosa que para una red tipo inset.

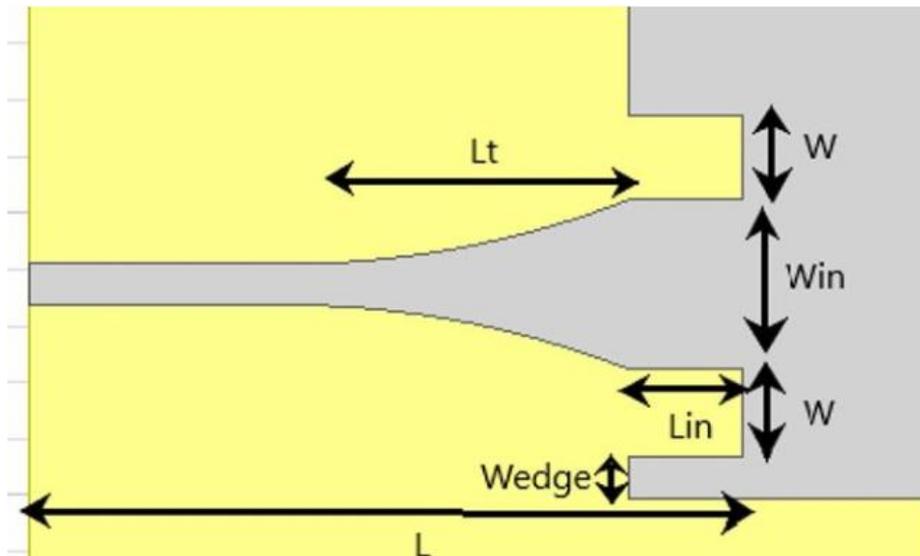


Figura 7.10: Red de adaptación.

| W_{in} | W | W_{edge} | L | L_t | L_{in} |
|----------|--------|------------|------|-------|----------|
| 3 mm | 1,5 cm | 0,7674 mm | 2 mm | 6 mm | 12,5 mm |

Cuadro 7.6: Tabla con dimensiones.

Con la red de adaptación anterior, se consiguen los siguientes parámetros de Scattering recogidos en la Figura 7.11.

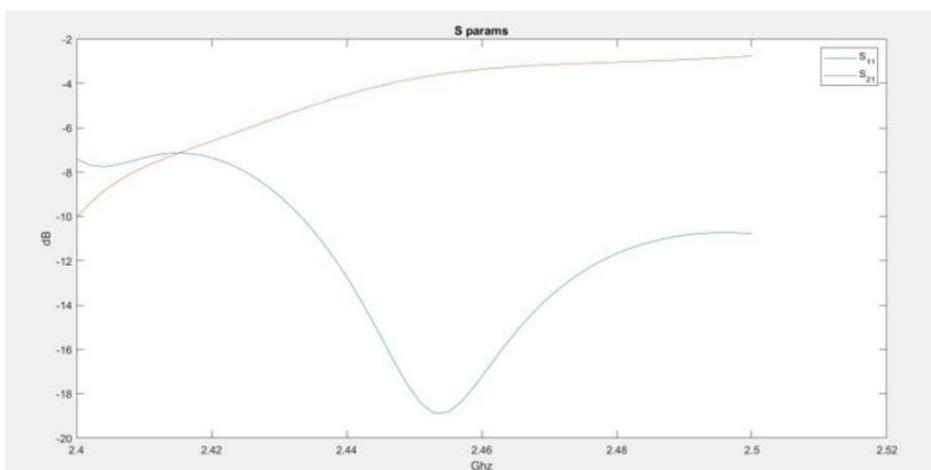


Figura 7.11: Parámetros de Scattering.

58CAPÍTULO 7. DISEÑO DE ANTENA LWA PARA FAST SCANNING MONOPULSE.

Para que la lectura de estos parámetros de Scattering sea más sencilla, en la siguiente tabla resumimos sus valores para los canales más significativos de la banda de 2,4 GHz.

| $Channels(BLE)$ | S_{11} | S_{21} |
|-----------------|-----------|-----------|
| 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 |

Cuadro 7.7: Parámetros de Scattering.

| $Channels(WiFi)$ | S_{11} | S_{21} |
|------------------|----------|-----------|
| 2,412 GHz (#1) | -7,21 dB | -7,485 dB |
| 2,432 GHz (#6) | -11 dB | -4,9 dB |
| 2,460 GHz (#11) | -17 dB | -3,3 dB |

Cuadro 7.8: Parámetros de Scattering.

Tal y como hemos dicho unos párrafos antes, el cambio de grosor de 1,499 mm a 0,762mm, nos proporciona un buen diseño más cercano al teórico (0,6 mm). Como pone en la tabla anterior, los parámetros de Scattering presentan una buena adaptación, ya que, el S_{11} nunca es superior al $-7,5$ dB. Por contra, el parámetro S_{21} es más elevado que el caso de un grosor de 1,449 mm, esto hará que la eficiencia de radiación sea un poco más baja para un grosor de 0,762 mm.

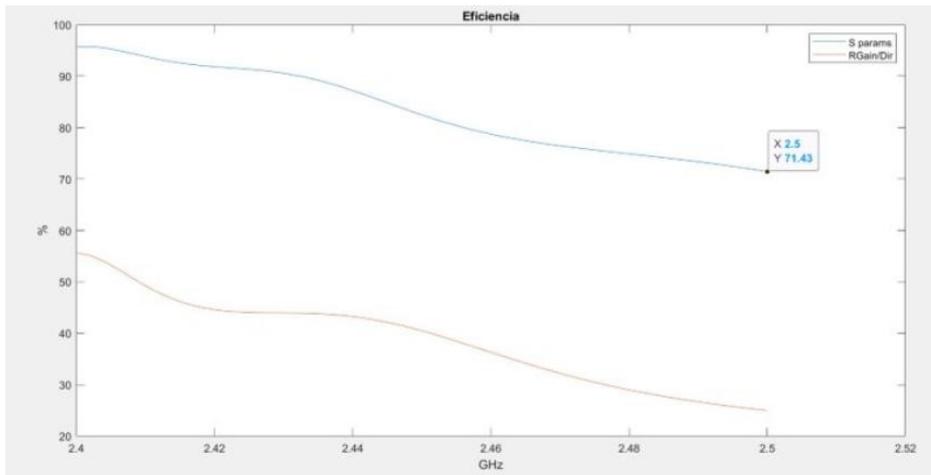


Figura 7.12: Eficiencia de radiación.

En relación a la eficiencia (Figura 7.12), la cual ha sido calculada del mismo modo que veníamos haciendo para todos los diseños anteriores, es decir, obtenerla directamente de los parámetros de Scattering y mediante el cociente entre Ganancia y Directividad, también presenta buenos resultados, ya que, nunca es inferior a 71 % en toda la banda.

Al igual que hemos hecho unos párrafos antes para los parámetros de Scattering, en la tabla tal se recogen los diferentes valores de eficiencia de radiación para los canales más representativos de la banda de 2,4 GHz.

| <i>Channels(BLE)</i> | <i>ScatteringParams</i> | <i>RealizedGain/Directivity</i> |
|----------------------|-------------------------|---------------------------------|
| 2.402 GHz (#37) | 95,78 % | 55,142 % |
| 2.426 GHz (#38) | 91,15 % | 44,03 % |
| 2.480 GHz (#39) | 74,96 % | 29,11 % |

Cuadro 7.9: Eficiencia de radiación.

| <i>Channels(WiFi)</i> | <i>ScatteringParams</i> | <i>RealizedGain/Directivity</i> |
|-----------------------|-------------------------|---------------------------------|
| 2.412 GHz (#1) | 93,2 % | 47,68 % |
| 2.432 GHz (#6) | 90,7 % | 43,72 % |
| 2.460 GHz (#11) | 78,18 % | 36,97 % |

Cuadro 7.10: Eficiencia de radiación.

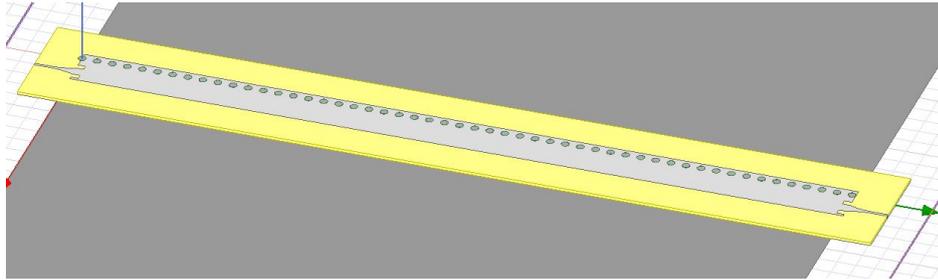


Figura 7.13: Antena finalizada.

En la figura 7.13 se muestra el aspecto que tienen la antena una vez optimizada. Esta imagen se ha obtenido del programa de simulación utilizado para la optimización de las dimensiones físicas de la estructura.

Capítulo 8

Comparación de los diferentes diseños entre sí, conclusión y líneas futuras.

En este capítulo vamos a realizar una serie de comparaciones entre los diferentes diseños entre sí. Primero realizaremos una comparación de los diferentes diagramas de radiación de las diferentes antenas entre sí. A continuación, compararemos los parámetros de Scattering de los diferentes diseños. Y finalmente, nos centraremos en la eficiencia de radiación de las diferentes antenas.

8.1. Comparación de los diagramas de radiación.

En primer lugar, realizaremos una comparación entre los diagramas de radiación de las diferentes antenas. Como hemos visto en los capítulos anteriores, la diferencia entre los diferentes diagramas de radiación radica en el ángulo de máxima radiación y el ancho de haz de cada uno de los diagramas. Son diferentes porque las dimensiones físicas y las propiedades de los materiales que componen la antena son diferentes entre sí. Esta diferencia se basa en que queremos que cada una de las antenas funcionen de manera diferente.

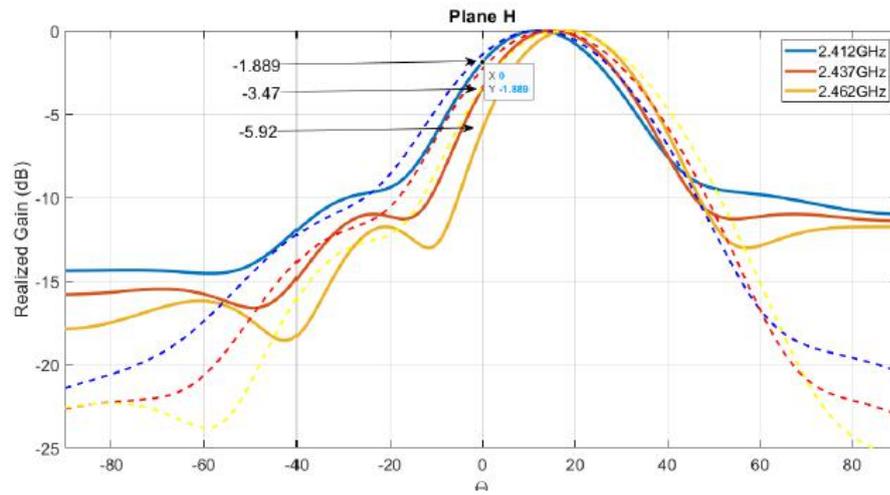


Figura 8.1: Diagrama de radiacion de HWA LWA con grosor de 1.575mm canales WiFi.

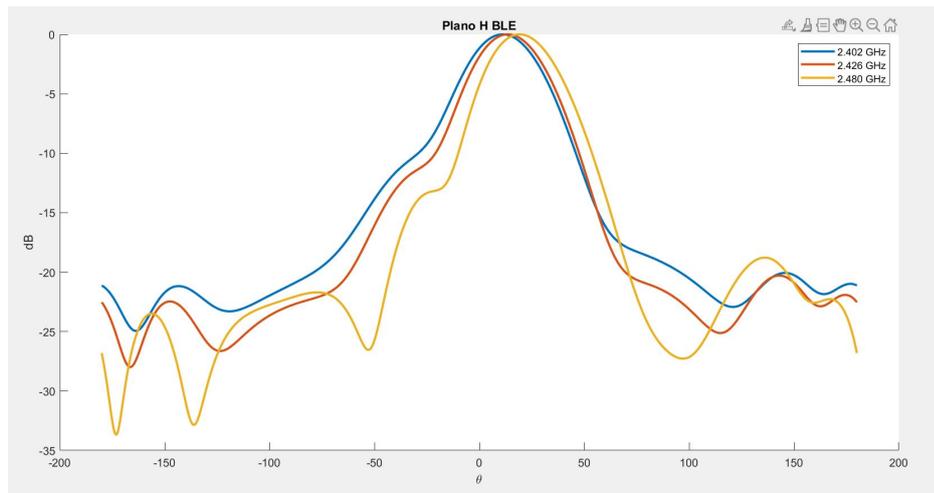


Figura 8.2: Diagrama de radiación de HWA LWA con grosor de 1.575mm canales BLE.

En la Figura 8.1, se comparan los diagramas obtenidos en la simulación con las dimensiones finales (línea discontinua) con los diagramas teóricos (línea continua). Estos diagramas tienen sus máximos de radiación a 12° para 2.412GHz, 15.12° para 2.432GHz y 18.61° para 2.46GHz.

En la Figura 8.3 a su vez, está toda la evolución del diagrama de radiación para la banda de 2.4GHz. Centrándonos ahora en las los canales BLE (Figura

8.2), tenemos que sus máximos se dan en 11° para 2.402GHz, 13.5° para 2.426GHz y en 19° para 2.48GHz.

El ancho de haz a -3dB para los tres canales wifi que hemos evaluado es de 35.5° para 2.412GHz, 36° para 2.432GHz y de 34.5° para 2.460GHz. Para los canales BLE evaluados tenemos 36.5° para 2.412GHz, 34.5° para 2.426GHz y 34.5° para 2.280GHz.

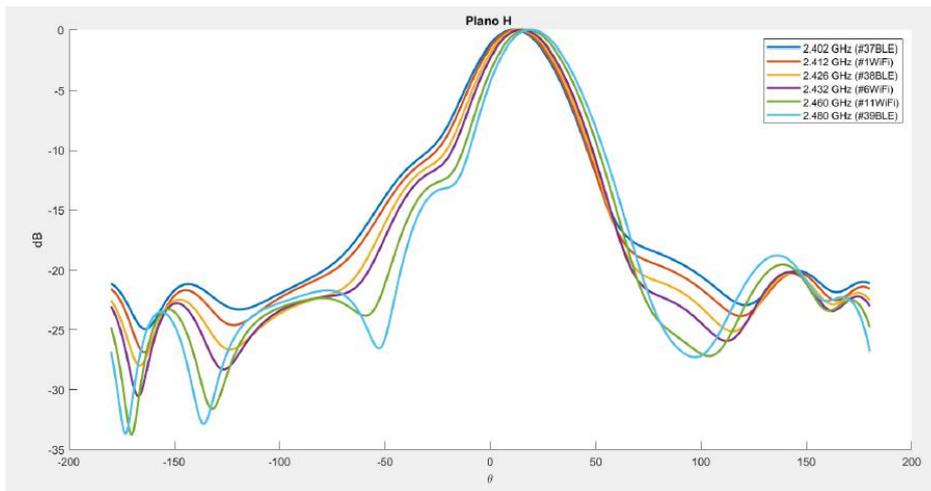


Figura 8.3: Diagrama de radiación de HWA LWA con grosor de 1.575mm.

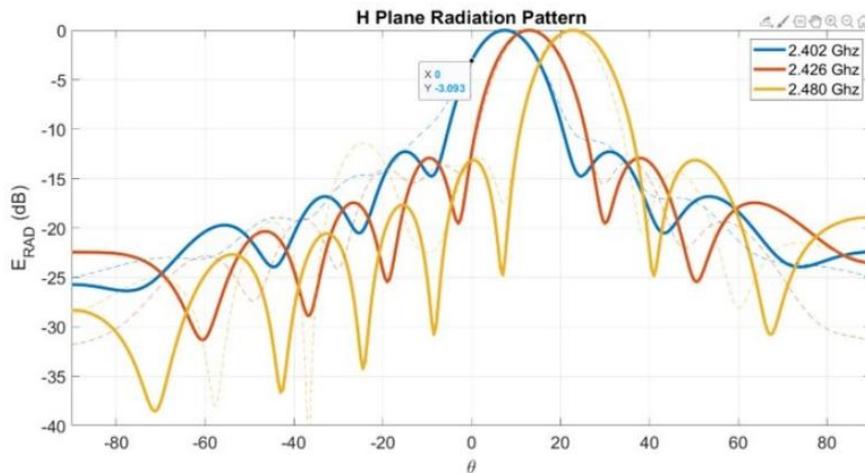


Figura 8.4: Diagramas de Radiación de HWA LWA con grosor de 0.51mm canales BLE.

En la Figura 8.4, se comparan los diagramas obtenidos en la simulación con las dimensiones finales (línea discontinua) con los diagramas teóricos (línea continua). Estos diagramas tienen sus máximos de radiación a 7.5° para 2.402GHz, 13° para 2.426GHz y 22° para 2.48GHz.

En la Figura 8.5 aparecen los diagramas de radiación que proporcionan esta antena pero para las frecuencias 2.412GHz, 2.432GHz y 2.46GHz. Para estas frecuencias, los máximos de radiación se dan en 9.5° , 15° y 19° respectivamente.

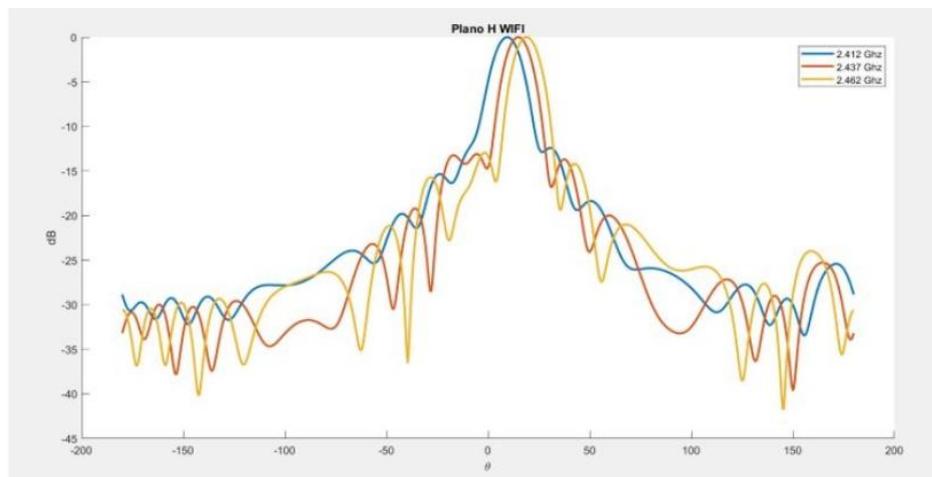


Figura 8.5: Diagramas de Radiación de HWA LWA con grosor de 0.51mm canales WiFi.

Para finalizar con la comparativa, en la Figura 8.6 tenemos todos los diagramas de radiación que produce esta antena para la banda de 2.4GHz. De esta manera, podemos ver, al igual que con el diseño explicado en el capítulo anterior, como es la evolución del ángulo de máxima radiación según cambia la frecuencia de trabajo.

El ancho de haz a -3dB que tenemos para cada uno de los canales de la banda de 2.4GHz evaluados es de, 14.5° para 2.402GHz, 15° para 2.412GHz, 15.5° para 2.426GHz, 13.5° para 2.432GHz, 13.5° para 2.460GHz y 13.5° para 2.480GHz.

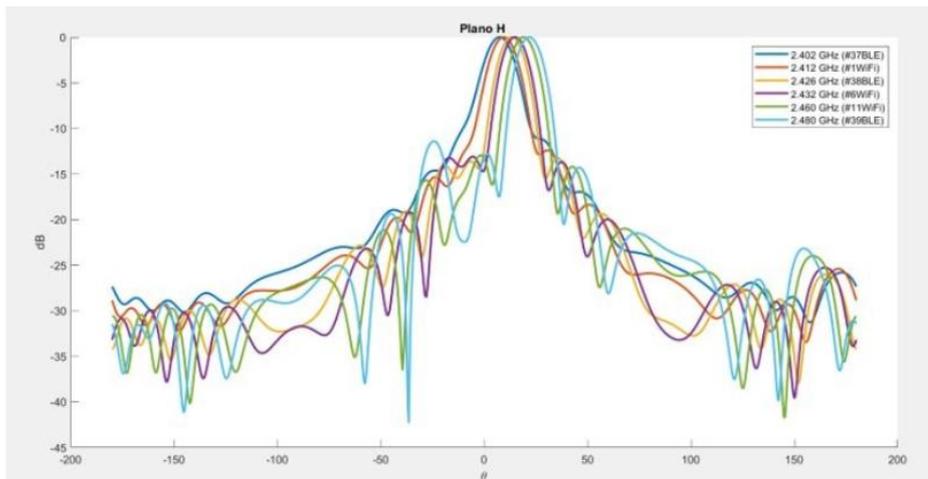


Figura 8.6: Diagramas de Radiación de HWA LWA con grosor de 0.51mm.

Si lo comparamos con la evolución que este sufre en el diseño anterior, podemos ver como el ángulo de máxima radiación se hace más grande de una manera más rápida conforme aumentamos la frecuencia. Es por esto que el diseño de 1.575mm de grosor es utilizado para un escaneo rápido, mientras que este de 0.51mm de grosor es para un escaneo en bajos ángulos, es decir por mucho que aumentemos la frecuencia de la señal de entrada, nunca obtendremos un máximo de radiación en ángulos superiores a 25° . O, dicho de otra forma, el FoV de la antena de 1.575mm es superior al de la antena de 0.51mm.

En la figura 8.9, se muestran los diferentes diagramas de radiación para todas las frecuencias representativas de la banda 2,4GHz, es decir, para los canales más importantes de la banda WiFi y BLE. Los máximos de radiación para cada canal se dan en 16.5° para 2.402GHz, 22° para 2.412GHz, 27.5° para 2.426GHz, 31° para 2.432GHz, 38.5 para 2.46GHz y en 44 para 2.48GHz. Los anchos de haz a -3 dB para cada una de las frecuencias es de 35° para 2.402GHz, 34.5° para 2.412GHz, 34.5° para 2.426GHz, 35.5° para 2.432GHz, 38° para 2.46GHz y de 40° para 2.48GHz.

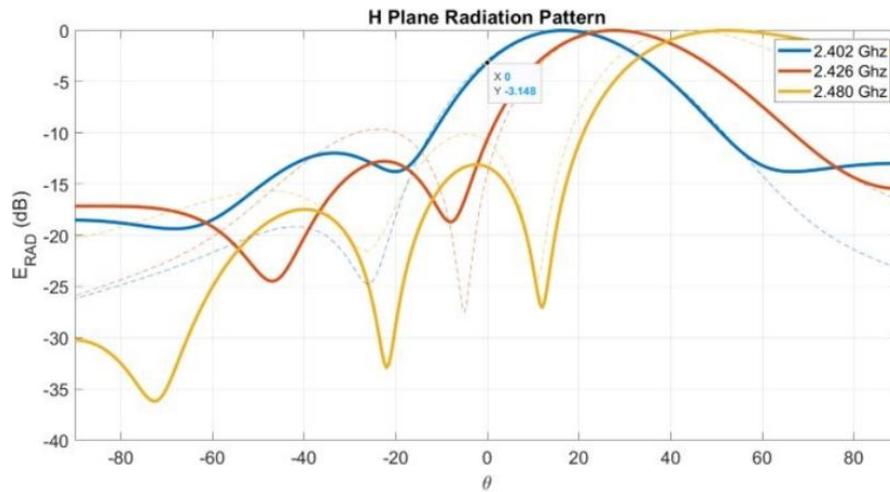


Figura 8.7: Diagramas de radiación antenna HWA LWA de grosor 0.762mm canales BLE.

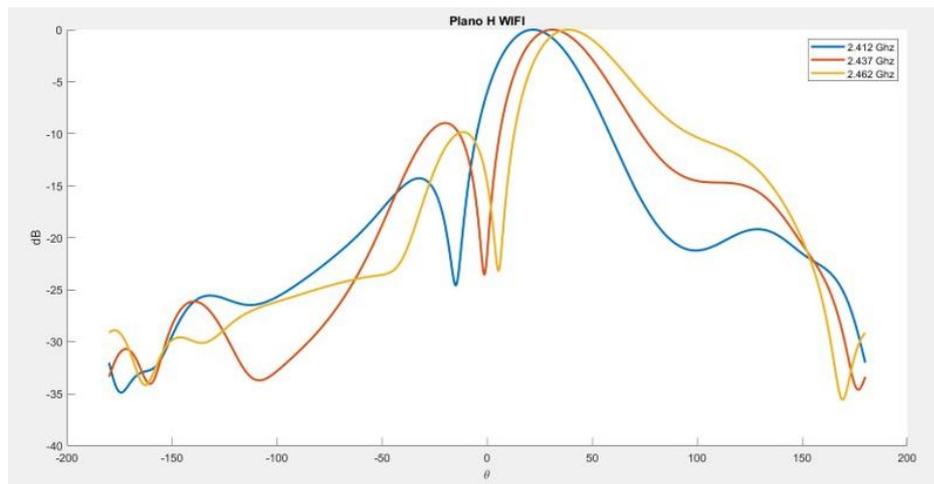


Figura 8.8: Diagramas de radiación antenna HWA LWA de grosor 0.762mm canales WiFi.

Otro aspecto a comparar, es el corte del diagrama de radiación por 0° . Esta medida nos da una idea de lo directivo y selectivo que es nuestra antena a la hora de apuntar, es decir, cuanto más pequeño sea este valor, mejor podremos diferenciar objetos, ya que los haces se solapan menos a la hora de introducir dos señales eléctricas, una por cada puerto. En la Tabla 8.1 se encuentran indicadas estas medidas.

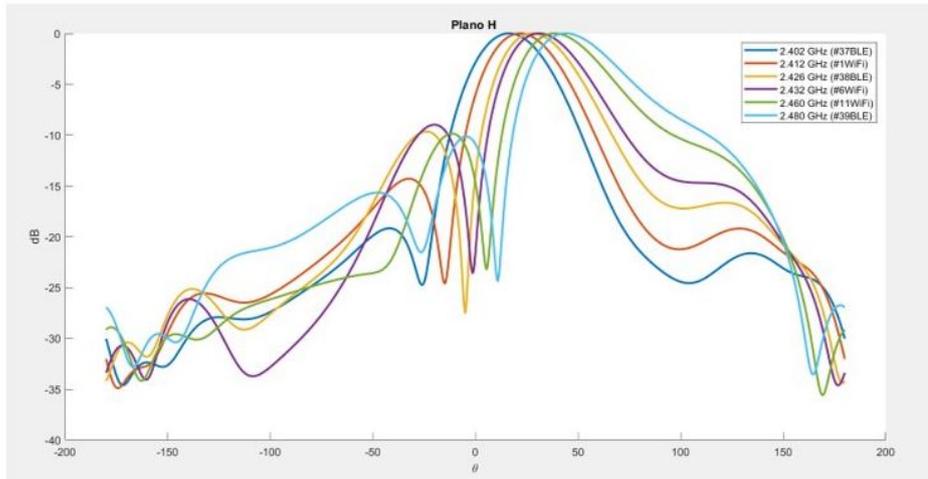


Figura 8.9: Diagramas de radiación antena HWA LWA de grosor 0.762mm.

| <i>Frecuencia</i> | $h = 1,575mm$ | $h = 0,51mm$ | $h = 0,762mm$ |
|-------------------|---------------|--------------|---------------|
| 2.402 GHz | -1.174dB | -2.768dB | -2.86dB |
| 2.412 GHz | -1.442dB | -4.984dB | -6.02dB |
| 2.426 GHz | -1.878dB | -12.28dB | -13.98dB |
| 2.432 GHz | -2.291dB | -14.64dB | -21.51dB |
| 2.46 GHz | -3.382dB | -13.34dB | -14.69dB |
| 2.48 GHz | -4.271dB | -13.2dB | -10.88dB |

Cuadro 8.1: Tabla con medida de corte en $\theta = 0^{\circ}$.

Aunque en la tabla 8.1 se encuentren todos los cortes de los diagramas de radiación para cada una de las frecuencias que estamos evaluando, si vemos los resultados de las medidas, los que realmente nos tienen que importar son los cortes por cero en la frecuencia más baja de la banda, ya que al tener su máximo de radiación más cercano a $\theta = 0$, que cualquier otra frecuencia. También es destacable que la antena que, peor se comporta en relación a este aspecto sea la que tiene un grosor de 1.575mm, que a su vez es la que más pequeño tiene su haz a -3 dB para toda la banda de 2.4GHz. En otras palabras, aun teniendo haces verdaderamente estrechos, estos tienen un punto de corte por $\theta = 0$ demasiado alto ya que se trata de una antena de slow scanning monopulse y no eleva demasiado su ángulo de máxima radiación para las frecuencias de la toda la banda.

8.2. Comparación parámetros de Scattering.

El siguiente aspecto que tenemos que comparar entre sí, son los parámetros de Scattering. Esta comparación nos dará una idea de cómo de buena la forma de funcionar de la antena, es decir, de los diseños, cuál de ellos radia de mejor forma.

En la Tabla 8.2, tenemos una comparación del parámetro de reflexión, S_{11} de los tres diseños.

| <i>Frecuencia</i> | $h = 1,575mm$ | $h = 0,51mm$ | $h = 0,762mm$ |
|-------------------|---------------|--------------|---------------|
| 2.402 GHz | -9.3dB | -13.84dB | -7.686dB |
| 2.412 GHz | -11dB | -25.6dB | -7.21dB |
| 2.426 GHz | -14.3dB | -19.27dB | -8.3dB |
| 2.432 GHz | -15.7dB | -12.63dB | -11dB |
| 2.46 GHz | -20.5dB | -11.06dB | -17dB |
| 2.48 GHz | -19.3dB | -8.727dB | -11.73dB |

Cuadro 8.2: Tabla con medidas de S_{11} .

El S_{11} es un parámetro característico de las antenas que depende no solo de la forma y dimensiones de la red de adaptación, sino, que también de las características del material utilizado como semiconductor interior. En relación con lo mostrado en la tabla 8.2, la antena de grosor 0.762mm tiene un parámetro de reflexión peor que el resto de diseños para toda la banda de 2.4GHz. Esto es debido, como ya se comentó en el capítulo tal, el grosor del material utilizado, hecho que nos hizo buscar una red de adaptación alternativa a las utilizadas en los otros dos diseños.

| <i>Frecuencia</i> | $h = 1,575mm$ | $h = 0,51mm$ | $h = 0,762mm$ |
|-------------------|---------------|--------------|---------------|
| 2.402 GHz | -11dB | -16.96dB | -9.395dB |
| 2.412 GHz | -10dB | -12.89dB | -7.485dB |
| 2.426 GHz | -8.5dB | -10.18dB | -5.8dB |
| 2.432 GHz | -8.4dB | -9.261dB | -4.9dB |
| 2.46 GHz | -6.7dB | -7.647dB | -3.3dB |
| 2.48 GHz | -5.9dB | -7.246dB | -3.046dB |

Cuadro 8.3: Tabla con medidas de S_{21} .

En la tabla 8.3, tenemos una comparación del parámetro de transmisión, S_{21} , de todos los diseños entre sí. Es evidente, que el diseño que peor S_{21} tiene es la antena con grosor de 0.762mm, algo que ya ocurría con el parámetro de reflexión. Esto es algo previsible ya que, el diseño con 0.762mm de grosor tiene una longitud de 20 cm. Es una longitud muy corta en comparación con los otros diseños, con lo que teniendo en cuenta el grosor y el tipo de semiconductor que este diseño tiene, hace que su parámetro de transmisión sea peor que en las otras antenas.

8.3. Comparación de la Eficiencia de Radiación.

Por último, otro punto de comparación entre las antenas es su eficiencia de radiación. En la tabla tal aparecen los diferentes valores de eficiencia de radiación entre las diferentes antenas para los canales que hemos tomado para el diseño, tanto para WiFi, como para BLE.

En relación con la eficiencia de radiación, nos tenemos que centrar en las dimensiones de la antena en sí, y en las dimensiones y la forma de trabajar de la red de adaptación de las diferentes antenas. Es decir, comparando las diferentes eficiencias de radiación, podemos comparar también lo buenas que son las diferentes redes de adaptación entre sí. Pero recordamos que no vamos a descartar ningún diseño. La idea es comprender cómo la forma en la que se quiere que trabaje la antena, es decir ángulos de máxima radiación o ancho de haz a -3db , están relacionados con los parámetros característicos de la antena.

| <i>Frecuencia</i> | $h = 1,575\text{mm}$ | $h = 0,51\text{mm}$ | $h = 0,762\text{mm}$ |
|-------------------|----------------------|---------------------|----------------------|
| 2.402 GHz | 98 % | 99.79 % | 95.78 % |
| 2.412 GHz | 98.36 % | 99.73 % | 93.2 % |
| 2.426 GHz | 98.1 % | 99.07 % | 91.15 % |
| 2.432 GHz | 97.5 % | 98.66 % | 90.7 % |
| 2.46 GHz | 95.6 % | 96.43 % | 78.18 % |
| 2.48 GHz | 93.65 % | 94.65 % | 74.96 % |

Cuadro 8.4: Tabla con medidas de Eficiencia de radiación.

En la tabla 8.4, tenemos la comparación de las diferentes eficiencias de radiación de los diferentes diseños para la banda de 2.4GHz. El cálculo de esta eficiencia se ha realizado, como hemos comentado en capítulos anteriores como, $1 - S_{11} - S_{21}$ multiplicado por 100. El diseño que peor eficiencia tiene es, el que presenta un grosor de 0.762mm, ya que, como hemos indicado en el apartado anterior, este diseño tiene unos parámetros de scattering peores en relación con los otros diseños.

| <i>Frecuencia</i> | $h = 1,575mm$ | $h = 0,51mm$ | $h = 0,762mm$ |
|-------------------|---------------|--------------|---------------|
| 2.402 GHz | 85.4 % | 87.8 % | 55.142 % |
| 2.412 GHz | 87 % | 87.8 % | 47.68 % |
| 2.426 GHz | 87.9 % | 82.71 % | 44.03 % |
| 2.432 GHz | 87.8 % | 79.21 % | 43.72 % |
| 2.46 GHz | 85.1 % | 69.1 % | 36.97 % |
| 2.48 GHz | 82 % | 62.23 % | 29.11 % |

Cuadro 8.5: Tabla con medidas de Eficiencia de radiación.

En la tabla 8.5, aparecen los valores de las diferentes eficiencias de radiación de las diferentes antenas. Estos valores han sido calculados de dividir la directividad de la antena entre su ganancia realizada. Donde la ganancia realizada es la ganancia reducida por las pérdidas debidas al desajuste de la impedancia de entrada de la antena a una impedancia especificada. Con lo que esta ganancia es menor que cualquier otra ganancia.

Atendiendo a los resultados de la tabla 8.5, es evidente que la que peor eficiencia tiene es la antena HWM LWA con grosor de 0.762mm. Para poder explicar esto debemos atender a la definición que hemos realizado sobre esta eficiencia de radiación en el párrafo anterior. Ya que al tener una peor adaptación que los el resto de los diseños, la antena presentará una directividad peor, por lo que la eficiencia será menor.

8.4. Conclusión y líneas futuras.

8.4.1. Conclusión.

Para finalizar con este documento, tenemos que añadir que el objetivo principal de la realización de este proyecto ha sido cumplido, es decir, se han realizado tres diseños que funcionan de manera diferente y dos de ellos, a día de hoy, han sido ya fabricados. Por la falta de tiempo por culpa de las circunstancias sanitarias adversas vividas en el momento de realizar este trabajo no hemos podido realizar la tarea de medir las características de las diferentes antenas en cámara anecoica.

8.4.2. líneas futuras.

Es evidente que como línea futura al más corto plazo es la fabricación y medición de parámetros de radiación y característicos en cámara anecoica. Si estos resultados son iguales o muy semejantes a los resultados expuestos en este documento, se podrían utilizar estas antenas para la función que han sido diseñadas, localización interior mediante protocolo WiFi y BLE. Para poder realizar este sistema de localización indoor, es evidente que hace falta definir, diseñar y construir dicho sistema.

Bibliografía

- [1] M. POVEDA-GARCÍA, D. CAÑETE-REBENAQUE AND J. L. GÓMEZ-TORNERO, "*Frequency-Scanned Monopulse Pattern Synthesis Using Leaky-Wave Antennas for Enhanced Power-Based Direction-of-Arrival Estimation*," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 11, pp. 7071-7086, Nov. 2019.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8758446>
- [2] M. POVEDA-GARCÍA, A. GÓMEZ-ALCARAZ, A. GIL-MARTÍNEZ, D. CAÑETE-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*," 2019 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Granada, Spain, 2019, pp. 390-393.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8870454>
- [3] M. POVEDA-GARCÍA, A. GÓMEZ-ALCARAZ, D. CAÑETE-REBENAQUE A. S. MARTÍNEZ-SALA, J.L. GÓMEZ-TORNERO, "*RSSI-based Direction-of-Departure Finding of Bluetooth Devices using Frequency-Scanned Monopulse Leaky-Wave Antenna Arrays*," IEEE Access Journal Special Section on Emerging Trends, Issues and Challenges for Array Signal Processing and Its Applications in Smart City, under review Dic. 2019.
- [4] 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), under review.
- [5] A. GIL-MARTÍNEZ, Y. EL GHOLB, M. POVEDA-GARCÍA, J.L. GÓMEZ-TORNERO, AND N. EL AMRANI EL IDRISI, "*An Array of Leaky*

Wave Antennas for Indoor Smart Wireless Access Point,” 7th International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM'19), Nov. 2019.

- [6] IEEE 802.11standard
https://es.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11
- [7] BLUETOOTH, “*Specification of the Bluetooth System. Core Version 4.0.*,” vol. 0, no. June, 2010.
https://es.wikipedia.org/wiki/Bluetooth_de_baja_energ%C3%ADa
- [8] P. SPACHOS, I. PAPAPANAGIOTOU, AND K. N. PLATANIOTIS, “*Microlocation for Smart Buildings in the Era of the Internet of Things: A Survey of Technologies, Techniques, and Approaches*,” IEEE Signal Process. Mag., vol. 35, no. 5, pp. 140–152, 2018.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8454400>
- [9] A. J. MARTINEZ-ROS, J. L. GÓMEZ-TORNERO AND F. QUESADA-PEREIRA, “*Efficient Analysis and Design of Novel SIW Leaky-Wave Antenna*,” in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 496-499, 2013.
<https://ieeexplore.ieee.org/document/6493383>
- [10] 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), under review.
- [11] ANSYS HFSS, 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design.
<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- [12] A. OLINER AND D. R. JACKSON, “*Leaky-wave antennas*,” in Antenna Engineering Handbook, J. L. Volakis, Ed., 4th ed. New York: Mc- Graw-Hill, Jun. 2007, ch. 11.
- [13] A. SANADA, H. KUBO, S.-I. MATSUZAWA, AND K. SATO, “*Automotive radar antenna application using balanced composite right/left-handed metamaterials*,” in Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp., pp.398-401, Jul. 2006.
- [14] M.ETTORRE, A.NETO, G.GERINI, AND S.MACI, “*Leaky-wavv slot array antenna fed by a dual reflector system*,” in IEEE Trans. Antennas Propag., vol.56, no.10, pp.3143-3149, Oct.2008.

- [15] J.L GÓMEZ-TORNERO, F:D QUESADA,A.A. MELCÓN, G. GOUSSETIS, A.R WELILY, AND Y.JAY GUO, "Frequency steerable two dimensional focusing using rectilinear leaky-wave lences," in IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no.2, pp.407-415, Frb.2011.
- [16] I.OHTERA, "On a forming of consecant square beam using a curved leaky-wave structure," in IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 49, no.6, pp.1004-1006, Jun.2001.
- [17] Y.P.ZHANG, "Indoor radiated-mode leaky feeder propagation at 2.0GHz," in IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 50, no.2, pp.536-545, Mar.2001.
- [18] M. NAKAMURA, H. TAKAGI, K. EINAGA, T. NISHIKAWA, N. MORIYAMA, AND K. WASAKI, "Development of a 300 m 2.4 GHz frequency band leaky coaxial cable for wirelees network access," in Proc.IEEE Radio Wirelees Symp., Jan.2008, pp. 687-690.
- [19] O. LOSITO, "Desing of conformal tapared leaky wave antenna," in Proc. Progr. Electromagn. Res. Symp., Prague, Czech Republic, Aug.2007, pp.177-181.
- [20] M. HASHEMI AND T. ITOH, "Dispersion engineered metamaterial-based transmission line for conformal surface application," in IEEE MIT-S Int. Microw.symp. Dig. Atlanta. Ga, USA, Jun. 2008, pp. 331-334.
- [21] A. J. MARTINEZ-ROS, J. L. GÓMEZ-TORNERO, G. GOUSSETIS, "Conformal tapered substrate integrated waveguide leaky-wave antenna," in IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, no.12, pp.5983-5991, Dec.20.
- [22] KEVIN ASHTON, "That 'Internet of Things' Thing," in RFID Journal, 22 July 2009. Retrieved 8 April 2011.
- [23] SEAN DODSON, "The internet of things" in The Guardian. Oct 9 2003.
- [24] MOHAMMADI ZANJIREH, MORTEZA AND HADI LARIJANI, ".^A Survey on Centralised and Distributed Clustering Routing Algorithms for WSNs," in IEEE Vehicular Technology Conference. VTC 2015. Glasgow, Scotland.
- [25] MARGERY CONNER, "Sensors empower the Internet of Things" (Issue 10). pp. 32-38. ISSN 0012-7515.
- [26] DAVE EVANS, "Internet de las cosas - Cómo la próxima evolución de Internet lo cambia todo," in Cisco Internet Business Solutions Group (IBSG), abril de 2011 (p. 2).

- [27] MAGRASSI, P.; A. PANARELLA, N. DEIGHTON, G. JOHNSON, "Computers to Acquire Control of the Physical World," in Gartner research report T-14-0301, 28 September, 2001.
- [28] COMMISSION OF THE EUROPEAN COMMUNITIES, "Internet of Things — An action plan for Europe". COM(2009) 278 final.
- [29] GERSHENFELD, NEL; RAFFI KRIKORIAN Y DANNY COHEN, "The Internet of Things," in Scientific American, octubre 2004, p. 76-81.
- [30] DAVID MARTÍN BULLEJOS, "Intelligent Buildings and Automatic Control," in Krawczyk, Dorota Anna (editor) Buildings 2020+ Constructions, materials and installations Printing House of Bialystok University of Technology. Bialystok, 2019.
- [31] FRANCIS DA COSTA, "Rethinking the Internet of Things," Intel Technical Books.
- [32] BLUETOOTH, <https://www.bluetooth.com/learn-about-bluetooth/bluetooth-technology/radio-versions/>.
- [33] D.M.POZAR, "Microwave Engineering," John Wiley and Sons, Inc, 1998.
- [34] A. OLINER, K. LEE, "Microstrip leaky wave strip antennas," Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp., vol. 24, pp. 443-446, Jun. 1986.
- [35] JOAQUÍN GARCÍA FERNÁNDEZ, "Diseño de antena LWA en tecnología planar con escaneo rápido en frecuencia para aplicaciones BLE." <http://hdl.handle.net/10317/8100>
- [36] QILIN ZHANG, HABTI ABEIDA, MING XUE, WILLIAM ROWE AND JIAN LI, "Fast implementation of sparse iterative covariance-based estimation for source localization," in The Journal of the Acoustical Society of America. 131 (2) 2012.
doi:10.1121/1.3672656
- [37] HABTI ABEIDA, QILIN ZHANG, JIAN LI AND NADJIM MERABTINE, "Iterative Sparse Asymptotic Minimum Variance Based Approaches for Array Processing," in IEEE Transactions on Signal Processing. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). 61 (4): 933-944. 2013.
arXiv:1802.03070

- [38] B. D. VAN VEEN, K. M. BUCKLEY, "*Beamforming: A versatile approach to spatial filtering,*" in IEEE ASSP Magazine. 5 (2): 4. 1988. Bibcode:1988IASSP...5....4V.
doi:10.1109/53.665.
- [39] J. A. LÓPEZ-PASTOR, D. CAÑETE-REBENAQUE, A. S. MARTINEZ-SALA AND J. L. GÓMEZ-TORNERO, "*Hybrid Analog-Digital Processing System for Amplitude-Monopulse RSSI-based MiMo WiFi Direction-of-Arrival Estimation.*" in IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, Volume 12 , Issue 3 , June 2018)
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8338392>