

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Departamento de Tecnologías de la Información y Comunicación



TRABAJO FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES

Localización Angular Bidimensional Usando Técnicas Monopulso de Comparación de Amplitud y Fase con un Array de Dos Antenas Leaky Wave

Autor: Rubén Pedreño Martínez

Director: José Luís Gómez Tornero

Codirector: Alejandro Rafael Gil Martínez

[Hoja en blanco]

ABSTRACT

Los sistemas radar utilizan antenas en configuraciones especiales para localizar objetos a distancia. Una de las técnicas más utilizadas para estimar el ángulo de llegada (DoA, Direction of Arrival) de señales radioeléctricas, es el sistema de comparación monopulso.

Dicha técnica requiere de al menos dos antenas (asumiendo antenas de un puerto) para localizar el DoA en una dirección, mientras que para detectar el DoA en dos direcciones perpendiculares se requiere de un array de 2x2 antenas (cuatro puertos en total), ya sea por técnicas AMC (Amplitude Monopulse Comparation) o PMC (Phase Monopulse Comparation).

En este proyecto se propone el diseño y testeo de un array de cuatro puertos en total que permite estimar el ángulo de llegada en dos dimensiones, en elevación y azimut, empleando exclusivamente dos de los cuatro puertos disponibles.

De esta forma, se logra reducir el número de puertos necesarios a la mitad, convirtiendo este en un sistema mucho más eficiente, compacto y simple a nivel físico.

Como base del array se usarán antenas de onda de fuga (leaky-wave antenas, LWA) en paralelo, y se combinará la técnica monopulso de comparación de amplitud AMC para estimar el DoA en un plano, con la comparación de fases PMC para estimar el DoA en el plano perpendicular.

AGRADECIMIENTOS

Escoger el TFG puede resultar una tarea trivial para muchos alumnos, y es lógico, pues cuatro años de ingeniería dejan estragos en prácticamente cualquier persona, anulando el interés intrínseco de los ingenieros por aprender y desarrollarse.

Para mí, el trabajo fin de grado se asemeja a enfrentarte al jefe final de un videojuego. No sabes si has llegado preparado, si quizás deberías de haber esperado un añito más antes de llegar, o si realmente es este el videojuego que querías comprar.

Y es que a lo largo de esta agridulce experiencia, como todo alumno, he sufrido altibajos y dudas acerca de si esta era la rama de la ingeniería a la que yo querría dedicar gran parte de mi vida. Por suerte, he conocido profesores increíbles que me han inspirado durante la docencia de sus asignaturas, y me han enseñado lo bonita que realmente puede ser la ingeniería.

Me gustaría destacar : Juan Monzó Cabrera, Vicente Javier Garcerán Hernández, José Víctor Rodríguez Rodríguez, Ginés Doménech Asensi, Natalio López Martínez y Domingo Javier Pardo Quiles.

Sin embargo, el mayor detonante ocurrió en mi cuarto año de carrera, donde me sentía totalmente perdido, sin saber qué era lo que realmente me gustaba de la rama de las telecomunicaciones, aquello que me genera esa sensación de adicción a lo desconocido, hasta que conocí a dos grandes docentes:

-Alejandro Melcón Álvarez, que con su increíble habilidad como docente me abrió los ojos al mundo de las microondas, que rompía con todo lo que había aprendido hasta el momento en la carrera, y que me mostró como esta tecnología se encuentra en todo lo que nos rodea.

-José Luís Gómez Tornero, un profesor con una narrativa increíble, que era capaz de convertir algo tremendamente complejo en simple, y que ayudó a germinar esa semilla de interés en el mundo de las microondas que previamente había plantado Melcón.

Por ello, quiero agradecer especialmente a estos dos profesores.

Si bien fue difícil escoger mi TFG, lo cierto es que mi interés de partida por los sistemas radar y el empujón de Tornero me dieron el impulso final para escoger este como mi proyecto final, que resumiría los cuatro duros y hermosos años vividos con tantas experiencias a mis espaldas.

Me gustaría aprovechar esta oportunidad para agradecer a otras personas muy importantes para mí:

-A Alejandro Gil Martínez, el cual ha sido mi mentor principal durante el proyecto y me ha enseñado y ayudado a lo largo de todos los dilemas que han surgido a pesar de su escasez de tiempo.

-A Alejandro Rabadán Parra, por su gran ayuda en el trayecto final de este proyecto.

-A mis amigos que he conocido durante este proceso en la universidad, y que me han acompañado tanto en las buenas en aquellas fiestas universitarias como en las malas durante los momentos de estudio y las segundas matrículas.

-A mis amigos de toda la vida, que me han apoyado y animado durante este proceso a sacar lo mejor de mí.

Y finalmente, agradecer a mis padres, que me ha brindado comprensión y apoyo durante estos cuatro años a pesar de mis peculiaridades a la hora de estudiar y mis peticiones incomprensibles.

Pero sobre todo y sobre todos, quiero agradecer a mi hermano pequeño.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1-Introducción	11
1.1- Marco histórico de las antenas LWA	11
1.2- Efecto de la frecuencia de alimentación en antenas LWA	14
1.3- Ventajas y aplicaciones de las antenas LWA	16
1.4- Tecnologías disponibles para antenas LWA	19
1.5- Objetivo del proyecto	19
2- Caracterización de antenas HWLWA	21
2.1- Sistema de coordenadas principal.....	21
2.2- Parámetros fundamentales de una LWA	22
2.3- Efectos de los parámetros fundamentales	24
2.3.1- Análisis de efectos en radiación	25
2.3.2- Análisis de efectos en adaptación	33
2.4- Diseño de una antena HWLWA.....	35
2.4.1- Fase de adaptación.....	36
2.4.2- Fase de radiación.....	39
2.4.3- Radiación de campos y polarización en planos de referencia.....	41
2.4.4- Módulo y fase de campo eléctrico radiado	44
2.4.5- Eficiencia de la antena	47
2.5- Funciones monopulso.....	49
2.5.1- Función monopulso en amplitud	50
2.5.2- Función monopulso en fase	52
2.5.3- Detección de objetos en 1D	53
3- Diseño de la antena monopulso híbrida	56
3.1- Estructura física	56
3.2- Parámetros “S”	59
3.3- Eficiencia	60
3.4- Sistema de coordenadas cartesiano.....	61
3.5- Polarización de campos radiados.....	63
3.6- Diagramas de radiación.....	65
3.6.1- Diagrama de radiación 3D en potencia	65
3.6.2- Cortes en plano H.....	68
3.6.3- Cortes en plano E	70
4- Sistema de detección 2D por interferometría	72
4.1- Hipótesis del proyecto	72

4.2- Demostración del desfase de interferometría	75
4.3- Obtención de θ_X y θ_Y	78
5- Caracterización de los errores principales	80
5.1- Caracterización del error Monopulso.....	82
5.2- Caracterización del error por Ecuación.....	89
5.3- Caracterización del error Total	93
6- Algoritmo no iterativo de detección final.....	99
7-Conclusiones y líneas de investigación futuras.....	104
8-Anexos	106
8.A- Códigos Matlab	106
A.1-Relación entre variables y parámetros físicos “W”, “L”	106
A.2-Parámetros “S”, antena individual	108
A.3-Diagramas de radiación en potencia, antena individual.....	108
A.4-Comparativa de polarizaciones en planos de referencia y campo eléctrico, antena individual	109
A.5- Diagramas de radiación en campo eléctrico, antena individual	110
A.6- Eficiencia, antena individual.....	111
A.7- Función monopulso en amplitud, antena individual	111
A.8- Función monopulso en fase, antena individual	111
A.9- Testeo de las funciones monopulso, antena individual	112
A.10- Parámetros “S”, array	112
A.11- Eficiencia, array	113
A.12- Diagrama UV normalizado, Radiación 3D	113
A.13- Diagrama UV sin normalizar, Radiación 3D.....	115
A.14- Cortes en plano H, array.....	116
A.15- Cortes en plano E, array	117
A.16- Demostración de la ecuación de interferometría	118
A.17- Inicialización de parámetros multiplano, array	118
A.18- Error en coordenadas UV.....	119
A.19- Caracterización del error monopulso.....	120
A.20- Caracterización del error por ecuación	121
A.21- Caracterización del error total	122
A.22- Función de calibrado	123
A.23- Función de detección ideal	126
A.24- Función de detección realista	127
A.25- Código para testeo de algoritmos	128
8.B- Explicación de Códigos Matlab	130

B.1-Relación entre variables y parámetros físicos “W”, “L”	130
B.2-Parámetros “S”, antena individual.....	131
B.3-Diagramas de radiación en potencia, antena individual	132
B.4-Comparativa de polarizaciones en planos de referencia y campo eléctrico, antena individual	132
B.5- Diagramas de radiación en campo eléctrico, antena individual	132
B.6- Eficiencia, antena individual.....	132
B.7- Función monopulso en amplitud, antena individual	132
B.8- Función monopulso en fase, antena individual	133
B.9- Testeo de las funciones monopulso, antena individual	133
B.10- Parámetros “S”, array	133
B.11- Eficiencia, array	133
B.12- Diagrama UV normalizado, Radiación 3D	134
B.13- Diagrama UV sin normalizar, Radiación 3D	134
B.14- Cortes en plano H, array.....	134
B.15- Cortes en plano E, array	135
B.16- Demostración de la ecuación de interferometría	135
B.17- Inicialización de parámetros multiplano, array	135
B.18- Error en coordenadas UV	135
B.19- Caracterización del error monopulso.....	136
B.20- Caracterización del error por ecuación	137
B.21- Caracterización del error total.....	138
B.22- Función de calibrado	139
B.23- Función de detección ideal	141
B.24- Función de detección realista	142
B.25- Código para testeo de algoritmos	143
9-Bibliografía	144

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1- Campo eléctrico del modo fundamental en las líneas “StripLine” y “uStrip” [2].....	11
Figura 1.1- Propagación de modos de superficie en el sustrato de una StripLine [9].....	11
Figura 1.2- Efecto “fringe” y radiación de una antena de parche [104]	12
Figura 1.3- Tensión y corriente en una línea resonante	12
Figura 1.4- Antena de parche cortocircuitada	13
Figura 1.5- Funcionamiento de una antena HWLWA	13
Figura 1.6- Onda de fuga radiada por una guía dieléctrica [2]	14
Figura 1.7- Sistema radar de dos antenas para detección 1D por técnica AMC.....	16
Figura 1.8- Sistema radar de dos antenas para detección 1D por técnica PMC.....	16
Figura 1.9- Sistema radar de cuatro antenas para localización 2D por técnicas AMC (izquierda) o PMC (derecha).....	17
Figura 1.10- Modificación del ángulo de escaneo dependiendo de la frecuencia [9].....	18
Figura 1.11- Desfase por interferometría en un array de antenas	20
Figura 2.1- Planos de referencia en coordenadas cartesianas	21
Figura 2- Coordenadas esféricas	21
Figura 2.2- Vista general Antena LWA.....	22
Figura 2.3- Vista superior Antena LWA	22
Figura 2.4- Vista lateral Antena LWA	23
Figura 2.5- Circuito de uOndas equivalente a Antena LWA.....	24
Figura 2.6- Ejemplo de diagrama de radiación y diagrama normalizado en plano H para distintas frecuencias.....	26
Figura 2.7- Efecto de “W” en los parámetros de radiación para $f=2.3$ GHz.....	27
Figura 2.8- Efecto de “W” en los parámetros de radiación para $f=2.45$ GHz.....	27
Figura 2.9- Efecto de “W” en los parámetros de radiación para $f=2.6$ GHz.....	28
Figura 2.10- Efecto de “L” en los parámetros de radiación para $f=2.3$ GHz	28
Figura 2.11- Efecto de “L” en los parámetros de radiación para $f=2.45$ GHz.....	29
Figura 2.12- Efecto de “L” en los parámetros de radiación para $f=2.6$ GHz	29
Figura 2.13- Efecto de la permitividad y el grosor de sustrato en el apuntamiento y eficiencia de radiación [18].....	30
Figura 2.14- Efecto de la longitud de antena en el apuntamiento de los haces [19].....	31
Figura 2.15- Impedancias en una antena LWA	33
Figura 2.16- Relación permitividad relativa y ancho de una línea con su impedancia característica [104].....	34
Figura 2.17- Parámetros iniciales	35
Figura 2.18- Principios Parámetros S.....	36

Figura 2.19- Parámetros “S” Antena individual.....	37
Figura 2.20- Parámetros de adaptación	38
Figura 2.21- Diagramas de radiación en potencia, antena individual.....	40
Figura 2.22- Parámetros de radiación.....	40
Figura 2.23- Estructura física antena individual.....	41
Figura 2.24- Polarización mixta campo eléctrico LWA.....	42
Figura 2.25- Polarización pura campo eléctrico en planos de referencia	43
Figura 2.26- Polarizaciones en plano E y H.....	44
Figura 2.27- Módulo de campo eléctrico radiado, antena individual.....	45
Figura 2.28- Fase de campo eléctrico radiado, antena individual	45
Figura 2.29- Eficiencias, antena individual	47
Figura 2.30- Ejemplo funcionamiento monopulso	49
Figura 2.31- Funciones auxiliares, AMF, antena individual.....	50
Figura 2.32- Función monopulso en amplitud, antena individual.....	51
Figura 2.33- Función monopulso en fase, antena individual	52
Figura 2.34- Funcionamiento AMF + PMF , antena individual.....	54
Figura 3- Estructura física antena array.....	56
Figura 3.1- Parámetros físicos del array, configuraciones	57
Figura 3.2- Estructura física final antena array.....	58
Figura 3.3- Parámetros “S” array	59
Figura 3.4- Eficiencia array.....	60
Figura 3.5- Planos en coordenadas esféricas	61
Figura 3.6- Planos en coordenadas cartesianas	62
Figura 3.7- Cambio de variables por proyección	63
Figura 3.8- Polarización del campo eléctrico, antenas LWA.....	64
Figura 3.9- Diagrama de radiación 3D array, Puerto 1	65
Figura 3.10- Diagrama de radiación 3D array, Puerto 2	65
Figura 3.11- Diagrama de radiación 3D array, ambos puertos	66
Figura 3.12- Diagrama de radiación 3D en UV, puertos 1(izquierda) y 2(derecha).....	66
Figura 3.13- Diagrama de radiación 3D en UV, ambos puertos	67
Figura 3.14- Módulo de campo eléctrico radiado, plano H.....	68
Figura 3.15- Fase de campo eléctrico radiado, plano H	68
Figura 3.16- Funciones monopulso, plano H.....	69
Figura 3.17- Módulo de campo eléctrico radiado, plano E	70
Figura 3.18- Fase de campo eléctrico radiado, plano E.....	70
Figura 3.19- Funciones monopulso, plano E	71
Figura 4- Desfase por interferometría	73

Figura 4.1- Desfase en antenas LWA	73
Figura 4.2- Fenómeno gráfico de interferometría.....	75
Figura 4.3- Demostración relación interferometría	76
Figura 4.4- Proyección sobre el plano H.....	78
Figura 5- Definición de las matrices de error	80
Figura 5.1- Tipos de búsqueda en las matrices de error	80
Figura 5.2- Cambio de variable por proyección	81
Figura 5.3- AMF's en planos de interés.....	82
Figura 5.4- AMF's en planos de interés proyectadas.....	82
Figura 5.5- AMF's en planos de interés vs proyectadas	83
Figura 5.6- Efecto de la proyección en el rango de las AMF's.....	84
Figura 5.7- Error monopulso en función de coordenadas esféricas.....	84
Figura 5.8- Error monopulso en función de coordenadas mixtas	85
Figura 5.9- Error monopulso en función de coordenadas UV.....	85
Figura 5.10- Testeo error monopulso.....	86
Figura 5.11- PMF's reales y aproximadas	89
Figura 5.12- Error por ecuación en función de coordenadas esféricas.....	90
Figura 5.13- Error por ecuación en función de coordenadas UV	90
Figura 5.14- Ejemplo caracterización error ecuación	92
Figura 5.15- Error total en función de coordenadas esféricas.....	93
Figura 5.16- Error total en función de coordenadas mixtas	94
Figura 5.17- Error total en función de coordenadas UV.....	94
Figura 5.18- Testeo error total	95
Figura 6- Salida 1, función calibrado	99
Figura 6.1- Salida 2, función calibrado.....	100
Figura 6.2- Testeo del algoritmo final	101
Figura 6.3- Comparativa de errores pre y post corrección.....	103

1-Introducción

1.1- Marco histórico de las antenas LWA

La concepción de las antenas de onda de fuga, también conocidas como “Leaky-Wave Antennas”(LWA), se remonta a principios de los años 50, diseñada originalmente por el científico Arthur Oliner [1].

Durante esta década, se buscaba encontrar variantes a las guías de onda comúnmente aceptadas, entre las que se encontraban las guías rectangulares, cables coaxiales, cable de pares..., con el fin de aumentar el ancho de banda de trabajo y facilitar la conectividad entre los componentes [2].

Como primera respuesta a esta urgencia surgió el elemento “StripLine” [3], que consistía en aplanar un cable coaxial y eliminar las paredes dieléctricas laterales de este (figura 1), quedando exclusivamente las paredes superiores, y dando como resultado una línea altamente conductiva, rodeada de una sección dieléctrica limitada por los planos de masa superiores [4].

Esta nueva guía presentaba un patrón de radiación isotrópico, que era absorbido por la sección dieléctrica del componente, permitiendo así un comportamiento semejante al cable coaxial, sin las desventajas planteadas previamente.

Debido a la gran aceptación de esta tecnología, a escasos meses de su creación surgió una nueva variante, basada en el concepto de la “StripLine”, pero eliminando la componente dieléctrica superior [5]. De esta forma, el patrón de radiación superior, que previamente sería absorbido por la componente dieléctrica eliminada, se vería redirigido a la sección inferior del dieléctrico (figura 1).

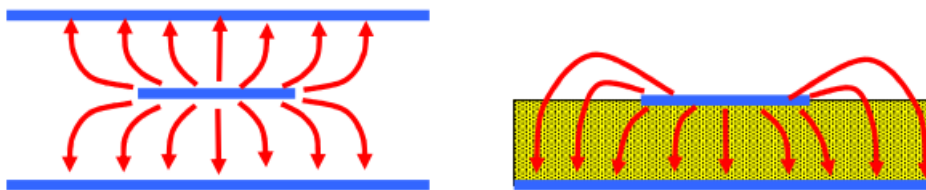


Figura 1- Campo eléctrico del modo fundamental en las líneas “StripLine” y “uStrip” [2]

La naturaleza abierta de esta nueva guía trajo consigo el concepto de “modos de superficie”, como aquellos modos cuya excitación genera una onda electromagnética que se propagaría por la superficie del dieléctrico en la dirección longitudinal (figura 1.1).

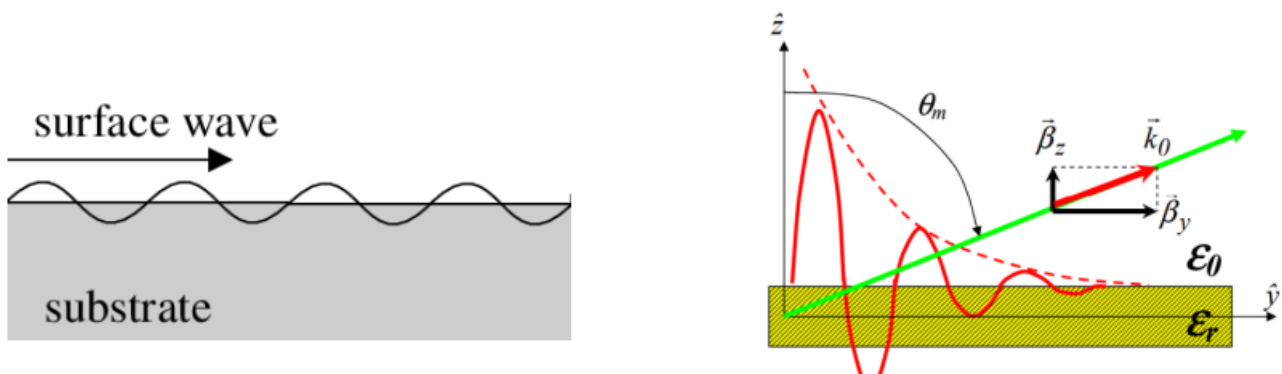


Figura 1.1- Propagación de modos de superficie en el sustrato de una StripLine [9]

Por otro lado, la componente transversal de la onda generada se vería atenuada de forma exponencialmente decreciente con la distancia (figura 1.1).

Observando el potencial de esta novedosa tecnología, apareció la conocida como línea “uStrip” (figura 1), donde la nomenclatura “u” proviene de la significativa reducción en el espesor del conductor con respecto a la “StripLine” [2], mejorando así la eficiencia del componente.

Aprovechando la naturaleza descubierta de la “uStrip”, se planteó llevar a cabo un sistema radiante empleando como base esta tecnología, de forma que nacería la conocida como antena de parche (figura 1.2).

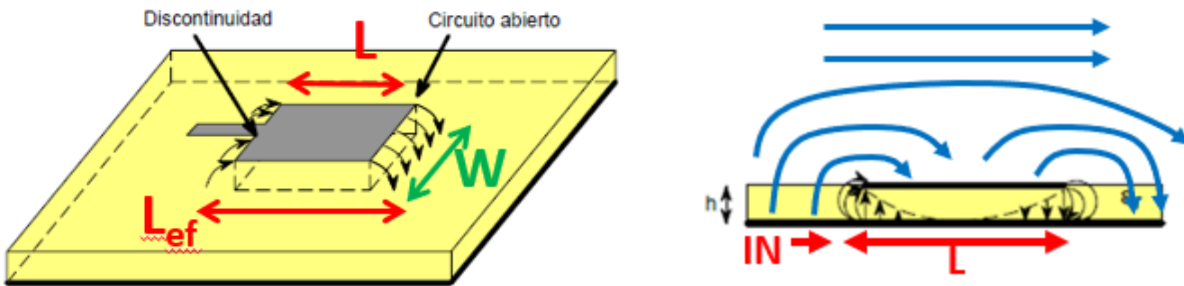


Figura 1.2- Efecto “fringe” y radiación de una antena de parche [104]

Este tipo de antenas, basadas en tecnología impresa, mantiene la línea conductora de las uStrip, aunque esta se diseña de forma que actúe como una línea resonante.

Además, se emplea una línea de transmisión como medio de alimentación junto a un inset, para lograr adaptación en el puerto de entrada de la antena.

En las líneas resonantes, se produce un máximo de corriente en el centro de la línea y un mínimo en los extremos, siendo este comportamiento opuesto para la tensión. Para que esto sea posible, la línea debe tener una longitud de media longitud de onda (figura 1.3).

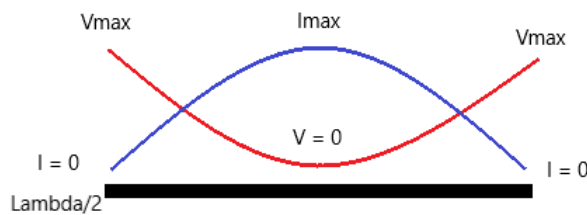


Figura 1.3- Tensión y corriente en una línea resonante

En las antenas de parche, el campo eléctrico sigue un bucle continuo y circular en torno a la antena (figura 1.2).

En un extremo de la antena, el campo eléctrico parte con una fase de 0° . Al llegar al extremo opuesto, sabiendo que la línea es de media longitud de onda, llegará con un desfase de 180° con respecto al punto inicial tras haberse propagado por la sección inferior de la antena. Este proceso se repite para la sección superior, de forma que la onda acumula un desfase de $360^\circ = 0^\circ$ y vuelve al punto original, cerrando así el ciclo.

Hasta el momento, la antena sigue actuando como un conductor con modos de superficie, pero si se aumenta lo suficiente la anchura de esta, se produce el efecto “Fringe”, de forma que se generan un nuevo tipo de modos, conocidos como “modos de fuga”. Al contrario que los modos de superficie, la estimulación de los nodos de fuga genera ondas electromagnéticas que se ven radiadas en la dirección perpendicular o transversal a las ondas de superficie (en el caso de la antena de parche, figura 1.2).

En base a la posición de la antena, se definirá la polarización del campo radiado, que es lineal en la dirección de propagación del campo eléctrico.

De esta forma, se diseñó una antena en tecnología impresa. El único inconveniente era que esta antena radiaba en toda su superficie superior, lo cual dificultaba el ajuste de la directividad en los diagramas de radiación. Por esta razón, se propuso cortocircuitar uno de los bordes de la antena (figura 1.4).

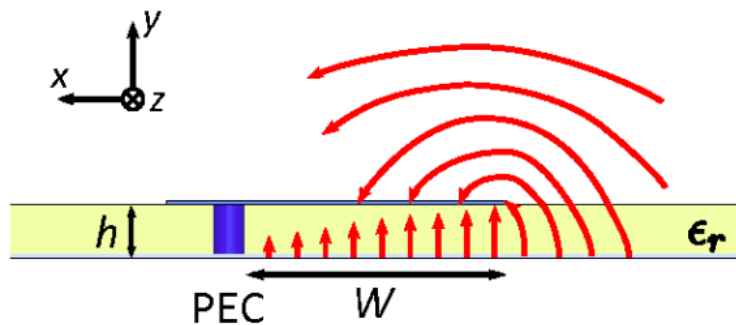


Figura 1.4- Antena de parche cortocircuitada

De esta forma, los modos de superficie que se propagan por el dieléctrico se verán reflejados en la sección de cortocircuito, con un coeficiente de reflexión máximo ($p = 1$), produciéndose así una interferencia destructiva que elimina la radiación en la mayor parte de la antena, exceptuando en el borde no cortocircuitado (figura 1.4).

Este efecto se conoce como “efecto fuga” y es una de las razones por la que las antenas LWA presentan una gran ganancia y directividad.

De esta forma nacen las antenas LWA, donde el campo radiado en el borde de la antena crece a medida que nos alejamos de la línea de alimentación y su polarización será oblicua, apuntando en la dirección perpendicular al borde de la antena e inclinada debido a la dirección de propagación de la alimentación.

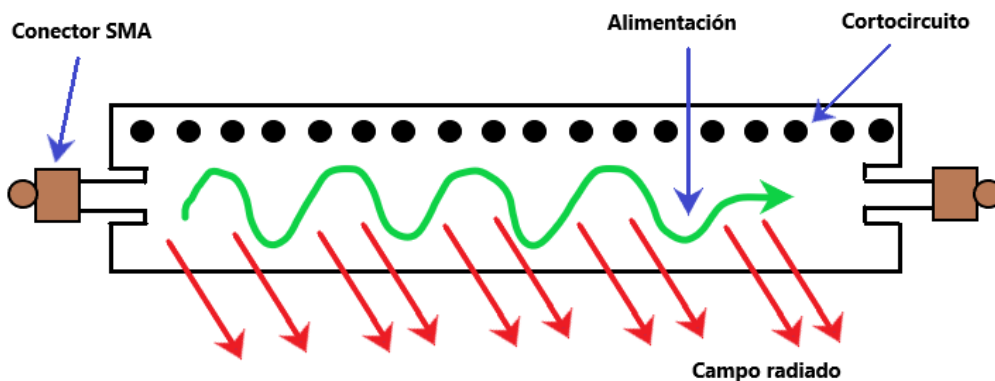


Figura 1.5- Funcionamiento de una antena HWLWA

Existen una gran cantidad de variantes para las antenas LWA, aunque una de ellas es la Half-Width Leaky Wave Antenna (HWLWA) (figura 1.5).

Como su propio nombre indica, la anchura de esta antena es la mitad que la de una LWA original. Además, la línea de alimentación y el inset se ven desplazados 90° con respecto a la posición original, de forma que no se interponen en la sección de cortocircuito.

Esta antena será la base de los diseños llevados a cabo en este proyecto.

1.2- Efecto de la frecuencia de alimentación en antenas LWA

Anteriormente se mencionó que las guías dieléctricas se caracterizan porque los modos de fuga que estas emiten se producen a lo largo de la superficie de la antena [16], más específicamente en la apertura del borde (figura 1.6).

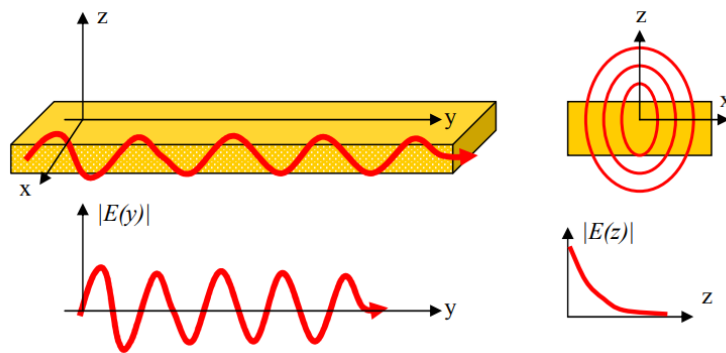


Figura 1.6- Onda de fuga radiada por una guía dieléctrica [2]

Debido al efecto de fuga, las ondas de fuga que se propagan a lo largo de la antena LWA pierden potencia con la distancia. Por esta razón, la constante de propagación de estas ondas deberá de ser compleja (misma nomenclatura que en la figura 1.1)[2]:

$$k_n = \beta_n - j \cdot \alpha_n \quad (1.1)$$

Donde la parte real de la expresión o constante de fase nos indica la evolución en fase de la onda con la distancia recorrida [rad/m], mientras que la parte imaginaria o constante de atenuación [Nep/m], refleja la atenuación de la onda de fuga a medida que esta se propaga y se ve radiada al exterior [15].

A partir de (1.1), podemos segmentar la constante de fase en sus componentes vectoriales longitudinal y transversal [8]:

$$(1.2) \quad \vec{\beta}_y = \beta_y \cdot \hat{y} \quad (1.3) \quad \vec{\beta}_z = \beta_z \cdot \hat{z}$$

De igual manera, estas componentes pueden ser aisladas de la componente en “z”, a partir de lo que se conoce como vector de propagación en espacio libre o número de onda.

$$(1.4) \quad \vec{k}_0 = \vec{\beta}_y + \vec{\beta}_z$$

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

$$(1.6) \quad k_0 = w \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}$$

Observamos una clara relación entre términos de las ecuaciones (1.4), (1.5) y (1.6), tal que podemos reescribir estas expresiones de la siguiente forma:

$$(1.7) \quad \beta_y = \sqrt{k_0^2 - \beta_z^2}$$

$$(1.8) \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

Si observamos la relación trigonométrica de la figura 1.1 (imagen derecha), podemos extraer la siguiente ecuación:

$$(1.9) \quad \sin(\theta_{RAD}) = \frac{\beta_y}{k_0}$$

Y finalmente, despejando las ecuaciones (1.7) y (1.8) en (1.9):

$$(1.10) \quad \theta_{RAD} = \arcsin \left(\frac{\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \beta_z^2}}{\frac{2\pi}{\lambda_0}} \right)$$

$$(1.11) \quad \frac{\beta_y}{k_0} \leq 1$$

A partir de la expresión (1.10), podemos ver como el ángulo de radiación o apuntamiento varía dependiendo de la frecuencia con la que se generen los modos de fuga.

De igual manera, otras ecuaciones importantes son las siguientes[2]:

$$(1.12) \quad \Delta\theta_{-3dB} = \frac{1}{\lambda_0 \cdot \cos(\theta_{RAD})}$$

$$(1.13) \quad \vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, z) * e^{\alpha_y \cdot y} \cdot \cos(w \cdot t - \beta_y \cdot y)$$

De forma que (1.12) nos muestra como el ancho de haz depende de la frecuencia de apuntamiento, mientras que en (1.13), la ganancia o amplitud del campo radiado depende igualmente de la pulsación de la onda.

De esta forma, podemos concluir que ciertos parámetros de interés en las ondas radiadas (apuntamiento, ganancia y ancho de haz), dependen directamente de la frecuencia de alimentación de la antena.

El funcionamiento de las antenas tipo HWLWA es prácticamente idéntico al de las antenas LWA, pero con la ventaja de que el tamaño es más reducido y únicamente se propaga el modo fundamental gracias a la composición estructural de la antena [8].

Si bien las ecuaciones cambian ligeramente debido a la anulación de los modos secundarios, la dependencia de los parámetros de interés con la frecuencia se mantiene.

1.3- Ventajas y aplicaciones de las antenas LWA

Los sistemas RADAR utilizan antenas en configuraciones especiales para localizar objetos a distancia. Una de las técnicas más usadas para estimar el ángulo de llegada (DoA, Direction of Arrival) de señales radioeléctricas, es el sistema de comparación monopulso [20]. La técnica monopulso necesita dos antenas para localizar el DoA en una dirección, lo cual supone que para localizar el DoA en dos direcciones perpendiculares se necesiten agrupaciones de cuatro antenas (un array 2 X 2).

Las técnicas monopulso puede basarse en la comparación de la amplitud (AMC, Amplitude Monopulse Comparison), o en la comparación de las fases (PMC, Phase Monopulse Comparison) [20] (figuras 1.7, 1.8 y 1.9).

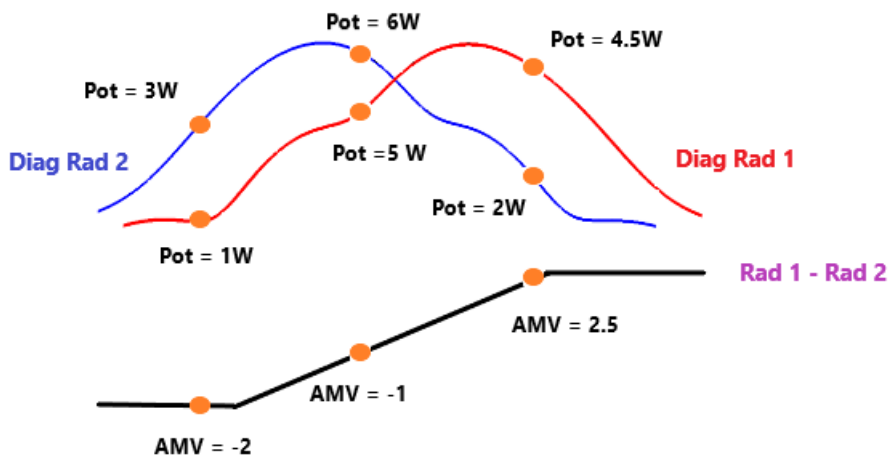


Figura 1.7- Sistema radar de dos antenas para detección 1D por técnica AMC

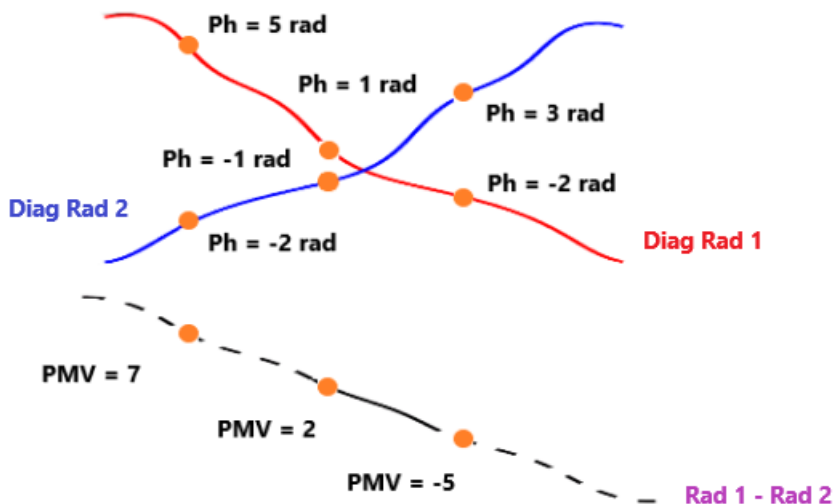


Figura 1.8- Sistema radar de dos antenas para detección 1D por técnica PMC

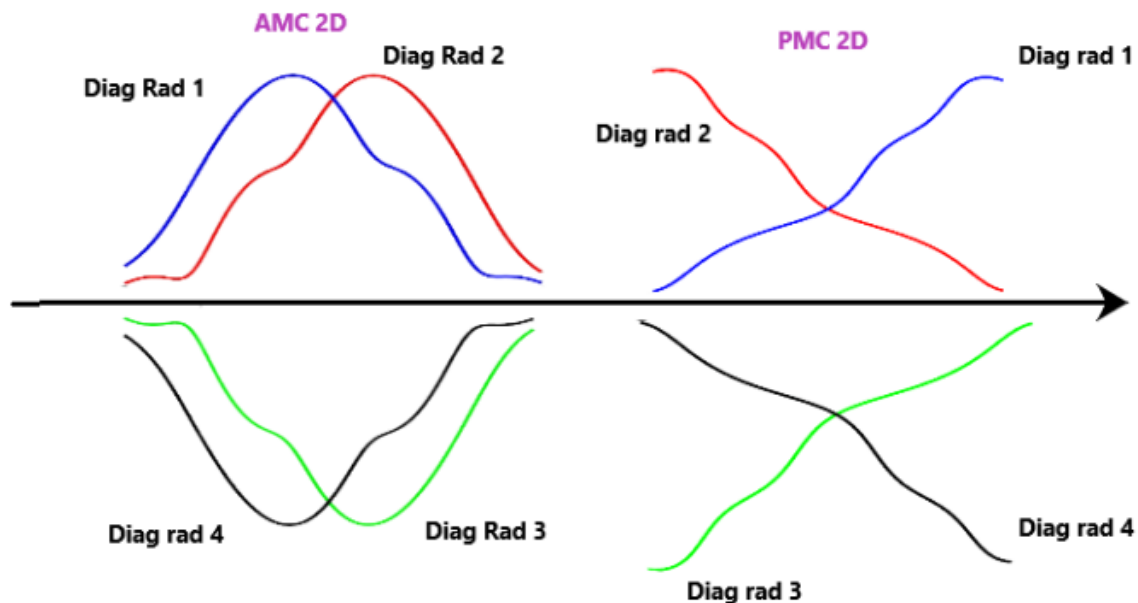


Figura 1.9- Sistema radar de cuatro antenas para localización 2D por técnicas AMC (izquierda) o PMC (derecha)

En el presente estudio, se propone un sistema de antenas monopulso compuesto únicamente por dos antenas, y que permita estimar el DoA en dos dimensiones. Para ello, se usarán antenas de onda de fuga (leaky-wave antennas, LWA) [21], [22] en paralelo, y se combinará la técnica monopulso de comparación de amplitud AMC para estimar el DoA en un plano, con la comparación de fases PMC para estimar el DoA en el plano perpendicular.

Una de las grandes ventajas de las antenas LWA es su capacidad para generar haces directivos en base a una alimentación realmente simple [21],[22]. Esto ha disparado su aplicabilidad en el diseño de sistemas de estimación DoA.

De igual manera, y como se demostró en [23]-[29], los puertos enfrentados de una antena de apertura pueden ser configurados de forma bidireccional. Esto permite que la radiación generada por ambos puertos pueda ser emitida con una única apertura.

Como consecuencia, el coste de la antena se ve reducido en comparación a otras antenas en tecnología impresa [30]-[41] que requieren de dos aperturas.

Además, las antenas LWA pueden conseguir múltiples haces en base a la frecuencia de alimentación, lo que las hace más eficientes que otras antenas de tipo multi-haz, como pueden ser:

- Phased-arrays [10].
- Configurables electrónicamente [42]-[44]: Requieren componentes de radiofrecuencia sintonizables como diodos varactores, diodos PIN, etc, encareciendo el sistema.
- Antenas de conmutación (“switched-beam antennas”) [7].
- Antenas del tipo ESPAR (“Electronically Steerable Parasitic Array Radiator”) [11],[12].
- Otros muchos tipos de antenas multihaz [45]-[49] que requieren de complejas redes de microondas [50],[51] para generar los haces de trabajo.
- Sistemas basados en antenas rotatorias [52]-[55], que requieren de elementos metálicos rotatorios.

En resumen, las antenas LWA son una tecnología sencilla, de costo reducido [56], compactas, de alta directividad, elevado ancho de banda [2] y alimentación sencilla.

Sin embargo, la principal cualidad de estas antenas ha sido su capacidad previamente mencionada de generación multi-haz basada en la frecuencia de alimentación (figura 1.10)(ecuaciones 1.1-1.11).

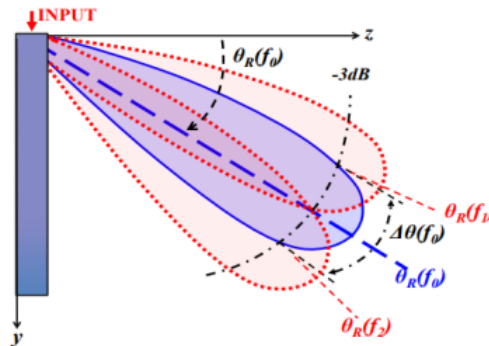


Figura 1.10- Modificación del ángulo de escaneo dependiendo de la frecuencia [9]

Esta ha sido la principal razón (junto a su capacidad de detección DoA) por la que las antenas LWA se han convertido en un competidor directo en el mundo de las comunicaciones BLE y tecnología IoT.

El equipo de investigación GEAT (Grupo de Electromagnetismo Aplicado a las Telecomunicaciones) ha diseñado una amplio espectro de redes inalámbricas en distintas bandas y frecuencias en tecnología LWA [13]:

-En la banda de 2.4 GHz, se han diseñado:

-Redes WiFi del tipo WLAN [57]-[60], y también para la banda de 5 GHz de redes Wi-Fi [61].

-Antenas LWA para localización de elementos en redes Bluetooth del tipo WPAN [62]-[64], así como para redes de sensores Zigbee del tipo WSN [65].

-En la banda de 900 MHz podemos encontrar redes LWA de sensores pasivos tipo RFID [66]-[68] y sensores activos tipo LoRA[69].

El GEAT también ha diseñado recientemente antena LWA en banda UWB (de 4 a 8 GHz) [70] y en banda milimétrica de 60 GHz para sistemas radar [71], así como para bandas superiores [72].

Finalmente, las antenas LWA se han empleado en sistemas de transferencia de energía por microondas (WPT, Wireless Power Transfer) en las bandas de 2.4 GHz [65] y 15 GHz [73].

1.4- Tecnologías disponibles para antenas LWA

Se debe considerar que tecnología implementar en el diseño de la LWA. Existen diversas opciones:

-Una opción más económica y de fácil integración en circuitos impresos por línea uStrip [84]-[88]. También se propone el uso de LWAs en tecnología de guía de onda para aplicaciones de RADAR, que ofrecen gran versatilidad para sintonizar los parámetros de la LWA [89]-[94], aunque las antenas resultantes son demasiado voluminosas y no realizables en tecnología impresa.

-Una tecnología que combina circuitos impresos en sustrato y la versatilidad de las guías de onda en la guía de onda integrada en sustrato (SIW, Substrate Integrated Waveguide) [95]-[103].

Por estos motivos, para el actual TFG, se ha seleccionado he seleccionado la tecnología de antenas impresas utilizada por el GEAT, y que se basa en líneas Half-Width Microstrip (HWM) LWA [13] y propuesta originalmente en [87].

1.5- Objetivo del proyecto

Para este proyecto se propone el diseño y la aplicación de un array de dos antenas LWA que permita estimar el ángulo de llegada en dos dimensiones, en elevación y azimut.

En proyectos anteriores [64] se propusieron diferentes topologías o configuraciones de array's LWA para geolocalizaciones 2D.

En dichos proyectos se requería de al menos cuatro puertos para llevar a cabo la detección [14], pero en este TFG, se pretenden combinar las técnicas AMC y PMC para emplear exclusivamente dos de los cuatro puertos disponibles.

La información de fase se encuentra disponible en la capa física de diversos protocolos de comunicaciones, tales como RFID [74]-[77], UWB [78]-[81], y por supuesto en los RADAR de onda continua modulados en frecuencia (FMCW) convencionales [82], [83].

Esto traería consigo grandes beneficios, entre los que se encuentran:

- Gran reducción en la potencia consumida por la antena (aproximadamente la mitad)
- Diseño más compacto
- Mayor eficiencia del sistema
- Menor complejidad física
- Reducción de las interferencias electromagnéticas

Para alcanzar este objetivo, se requiere la aplicación de ciertas técnicas de interferometría aplicadas a la propagación de ondas, más específicamente el efecto de estos fenómenos en el desfase entre réplicas de las ondas recibidas en un array de antenas.

Las técnicas por interferometría han sido comúnmente estudiadas en sistemas de radioastronomía, particularmente para el diseño de interferómetros astronómicos[17].

Dichos interferómetros se basan en un conjunto de telescopios o antenas que trabajan de forma conjunta como un único telescopio, mejorando así la calidad de las imágenes recibidas mediante una comparativa de los datos recibidos en el conjunto global.

El principio de funcionamiento propuesto para este TFG es semejante al mencionado anteriormente.

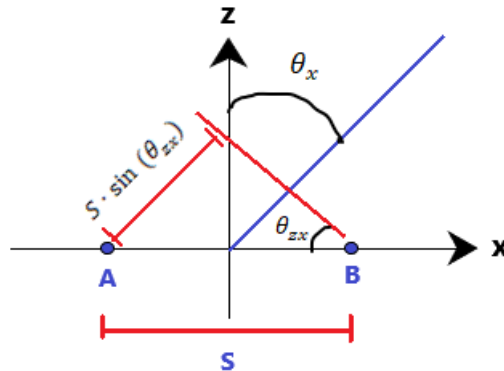


Figura 1.11- Desfase por interferometría en un array de antenas

$$\Delta Ph_{INTERFER} = k_0 \cdot S \cdot \sin \theta_x(\theta, \varphi) \quad (1.14)$$

Supongamos una onda electromagnética que se propaga por el espacio, y que impacta sobre un array de antenas con un determinado ángulo descrito en un mayado de coordenadas polares (figura 1.11)

Debido a la separación entre antenas, la onda electromagnética no impacta uniformemente en toda la superficie del array, sino que inicialmente impacta sobre la antena “B” y posteriormente sobre la antena “A”, de forma que existe un retardo “ τ ” o desfase entre la réplica de la onda que impacta en la primera antena con respecto a la que impacta en la segunda, y este desfase viene dado por (1.14).

Conociendo este desfase y aplicando una serie de ecuaciones novedosas que se desarrollan más adelante, se logrará ese extra de información que evitará emplear dos puertos extra, reduciendo el total del sistema a la mitad de los puertos.

2- Caracterización de antenas HWLWA

En esta sección, se estudiarán conceptos básicos que permiten caracterizar una antena “Half-Width” como son: El efecto de los parámetros físicos en los diagramas de radiación, los parámetros “S”, las funciones monopulso..., todo ello mediante un diseño propio.

2.1- Sistema de coordenadas principal

Durante este proyecto se emplearán coordenadas esféricas como principal sistema de coordenadas (figura 2), debido a la comodidad que aportan en la representación de campos electromagnéticos radiados.

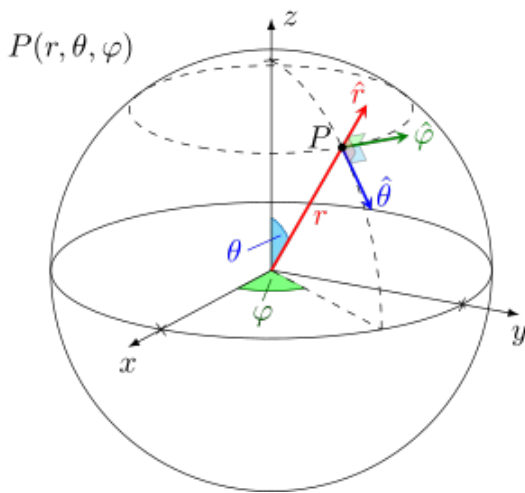


Figura 2- Coordenadas esféricas

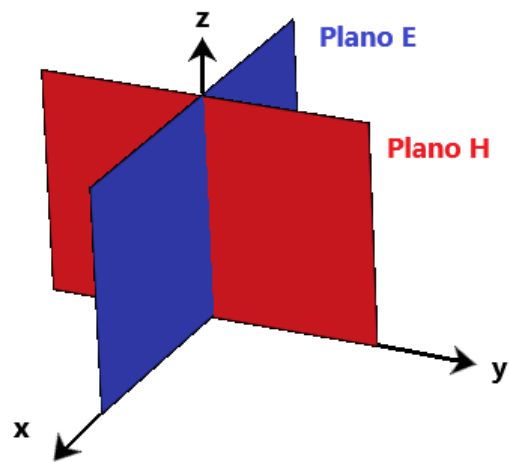


Figura 2.1- Planos de referencia en coordenadas cartesianas

$\theta = [-89.5, 90]$ saltos de 0.5

$\phi = [-180, 179.5]$ saltos de 0.5

$r = Inf$

Plano H: $\phi = 90^\circ$, $\theta = All$

Plano E: $\phi = 0^\circ$, $\theta = All$

El ángulo “ θ ” se encuentra definido entre -89.5° y 90° , mientras que el ángulo “ ϕ ” entre -180° y 179.5° , de forma que la región de trabajo comprende la semiesfera superior según la nomenclatura propuestas en la figura 2. Dado que la radiación en ambas semiesferas es simétrica, basta con analizar una de ellas para caracterizar el sistema completo.

Es de vital importancia limitar el valor de “ ϕ ” a 179.5° , ya que los valores de 180° y -180° son idénticos en coordenadas polares y esto puede desencadenar en confusiones a la hora de analizar resultados. De igual manera para “ θ ” en -90° .

En base a este sistema, se definen los dos planos principales o planos de referencia (figura 2.1), sobre los que se llevarán a cabo la mayor parte de las mediciones. Estos serán los plano H y E, definidos como cortes en la semiesfera superior para los ángulos “ ϕ ” = 90° y “ ϕ ” = 0° respectivamente.

2.2- Parámetros fundamentales de una LWA

Se presentan algunos parámetros físicos que describen la geometría de una antena HWLWA.

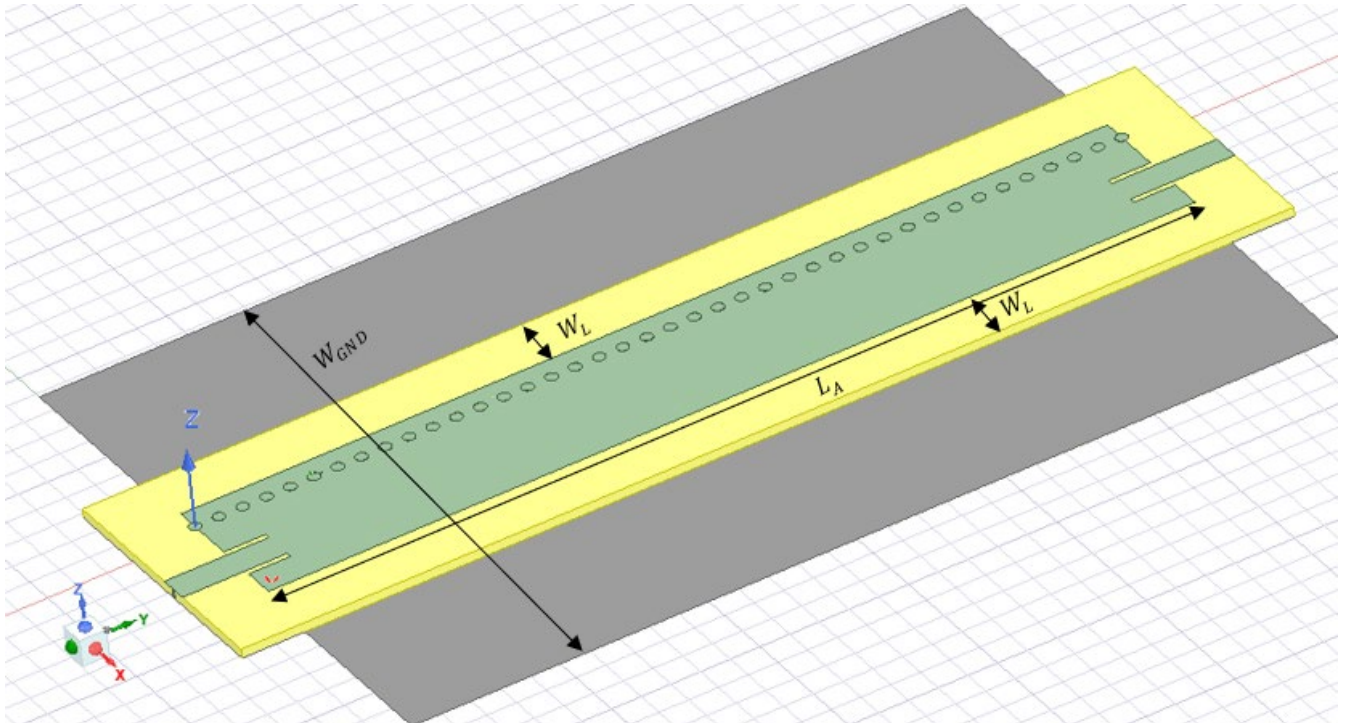


Figura 2.2- Vista general Antena LWA

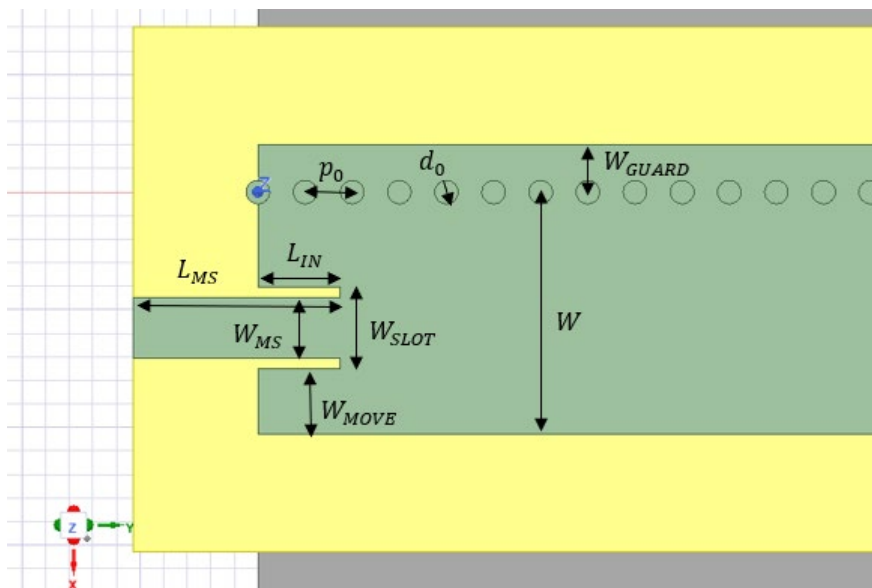


Figura 2.3- Vista superior Antena LWA

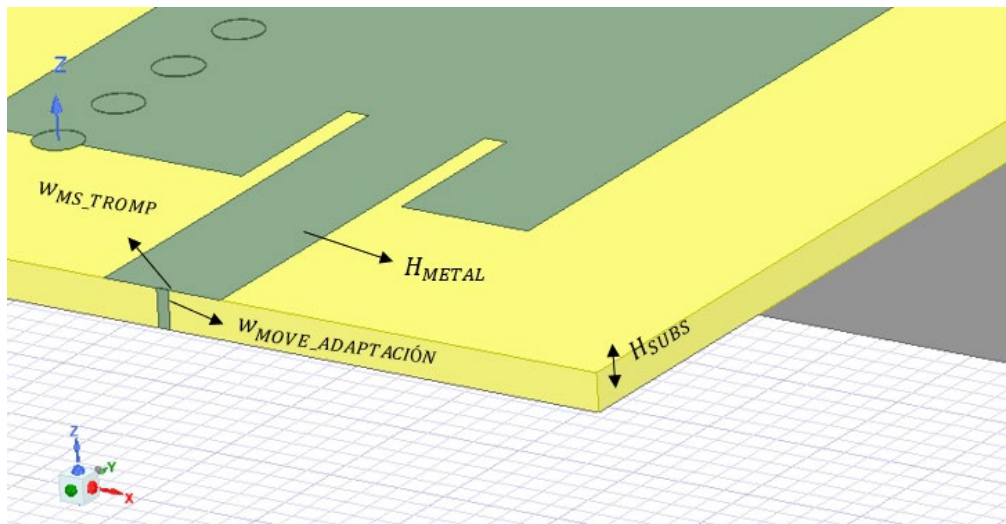


Figura 2.4- Vista lateral Antena LWA

Hay un total de 16 parámetros fundamentales (figuras 2.2, 2.3 y 2.4) que se definen a continuación:

- **W_{GUARD}**: Distancia comprendida desde el centro de los cilindros de cortocircuito hasta el borde no radiante de la antena.
- **W_L**: Distancia del borde no radiante de la antena al borde superior del sustrato.
- **W_R**: Distancia del borde radiante de la antena al borde inferior del sustrato.
- **L_A**: Distancia comprendida entre los centros de los cilindros extremos de la antena.
- **H_{SUBS}**: Grosor del sustrato.
- **H_{METAL}**: Grosor del metal empleado en la antena.
- **W**: Distancia comprendida desde el centro de los cilindros al borde radiante de la antena.
- **d₀**: Diámetro de los cilindros de cortocircuito.
- **p₀**: Distancia entre los centros de dos cilindros consecutivos.
- **L_{MS}**: Componente principal que describe la longitud de la línea de alimentación uStrip:
 $L = L_{aux} + L_{ms}$
- **L_{AUX}**: Componente auxiliar que describe la longitud de la línea de alimentación uStrip:
 $L = L_{aux} + L_{ms}$
- **W_{MS}**: Anchura de la línea uStrip de alimentación.
- **L_{IN}**: Longitud del inset en la sección de alimentación de la antena.
- **W_{SLOT}**: Anchura del inset en la sección de alimentación de la antena.
- **W_{MS_TROMP}**: Anchura del puerto metálico que se conecta a la línea superior.
- **W_{MOVE_ADAPT}**: Variable de desplazamiento del puerto y línea superior con respecto al centro del inset.

Además de los parámetros fundamentales, existen ciertos parámetros auxiliares cuya finalidad es servir como complemento de los parámetros fundamentales, aunque sus aplicaciones son muy semejantes. También hay parámetros complementarios, que ayudan en el cálculo interno de ciertas variables.

Podemos dividir a los parámetros fundamentales en tres tipos de parámetros:

- Parámetros de diseño: $W_{GUARD}, W_L, W_R, H_{METAL}, d_0, p_0$
- Parámetros de adaptación: $L_{MS}, W_{MS}, L_{IN}, W_{SLOT}, W_{MS_TROMP}, W_{MOVE_ADAPT}$
- Parámetros de radiación: $W, L_A, \epsilon_r, H_{SUBSTRATO}$

Los parámetros de diseño son parámetros iniciales que definen la estructura y forma original de la antena. Una vez seleccionados, no se recomienda cambiarlos ya que esto provocaría un descuadre del sistema.

Los parámetros de adaptación son parámetros cuyos valores han sido seleccionados de forma que exista la máxima adaptación entre etapas anteriores del circuito y la etapa actual, de forma que se logren optimizar los parámetros "S" de la antena.

Finalmente se encuentran los parámetros de radiación, parámetros que afectan directamente a los diagramas de radiación y en menor medida a la adaptación de la antena.

2.3- Efectos de los parámetros fundamentales

En el apartado 1.2, se logró demostrar a partir de las ecuaciones (1.10), (1.12), (1.13) y ciertos parámetros de interés como referencia (apuntamiento, ganancia y ancho de haz), que la forma de las ondas de fuga era dependiente de la frecuencia de la señal de alimentación.

Si bien estos resultados son prometedores para un sistema multi-haz, dados los objetivos de este TFG, sería de interés encontrar otros métodos con los que alterar la forma de las ondas de fuga. Es en este momento donde recurrimos a los parámetros físicos descritos en el apartado 2.2

Los parámetros de una antena LWA no solo definen la estructura física de una antena, sino que también afectan a su comportamiento.

Esto es lógico, pues en circuitos de microondas (como es el caso), las propiedades físicas de las ondas que atraviesan el circuito (especialmente módulo y fase) varían según la estructura física de dicho circuito:

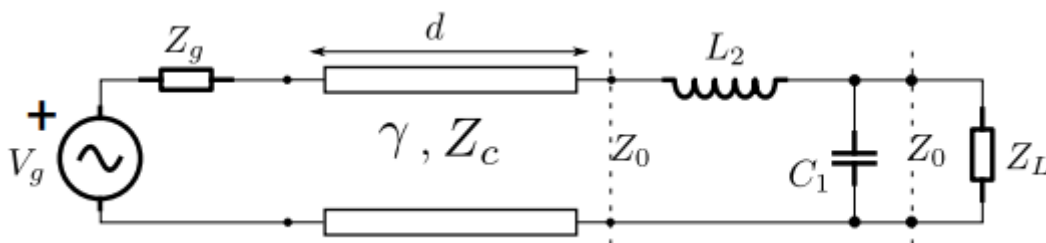


Figura 2.5- Circuito de uOndas equivalente a Antena LWA

$$(2.1) \quad \beta_{WAVE} = \frac{2\pi}{\lambda_{WAVE}}$$

$$(2.2) \quad \gamma_{WAVE} = \alpha_{WAVE} + j \cdot \beta_{WAVE}$$

$$(2.3) \quad \Phi_{LWA} = \gamma_{WAVE} \cdot L_{LWA}$$

Podemos observar un circuito de microondas equivalente a una antena tipo LWA (figura 2.5), donde encontramos las siguientes equivalencias:

- V_g = Señal eléctrica de alimentación de la antena
- Z_g = Impedancia de la línea de alimentación (puerto 1)
- d = Longitud de la antena LWA
- γ = Constante de propagación compleja de la onda
- Z_c = Impedancia característica de la antena LWA
- Z_0 = Impedancia equivalente del resto de la antena
- C, L = Elementos compactos que emulan las propiedades capacitivas e inductivas de radiación electromagnética de la antena.
- Z_L = Impedancia de carga para el puerto extremo inutilizado (puerto 2)

Todos estos parámetros equivalentes, excluyendo aquellos relacionados con la señal de alimentación, son dependientes de forma directa o indirecta de la estructura física de la antena ($W, L_A, L_{MS}, W_{MS}, L_{IN}, W_{SLOT}, W_{MS_TROMP}$), y afectan al comportamiento de esta.

Parámetros como la impedancia de carga, impedancia equivalente de la antena, impedancia de la línea de alimentación e impedancia total de la antena afectan a la adaptación de la antena, es decir, a los parámetros "S".

Por otro lado, la longitud de la antena y los elementos compactos(C y L) afectan a las propiedades de los campos radiados.

Aprovechando esta relación entre parámetros, se pretende estudiar la respuesta producida por la antena ante cambios en su estructura física.

2.3.1- Análisis de efectos en radiación

Para estudiar la radiación de una antena, comúnmente se propone el análisis de sus diagramas de radiación.

Estos diagramas reflejan la evolución de los campos electromagnéticos radiados por la antena en función de las coordenadas espaciales definidas (coordenadas esféricas en nuestro caso). Particularmente, se estudiarán los diagramas de radiación en potencia, que reflejan la potencia emitida por la antena (vector de Poynting).

Para observar la evolución de estos diagramas, se propone analizar ciertos parámetros de interés empleados previamente en el apartado 1.2 para la caracterización multi-haz de antenas LWA:

- **Apuntamiento:** Dirección de máxima radiación de una antena.
- **Ganancia:** Potencia radiada en la dirección de apuntamiento.
- **Ancho de haz a -3dB:** Se define como el espectro angular que se encuentra acotado entre los cortes a -3dB de un haz radiado. Los cortes a -3dB son aquellos ángulos donde la potencia del haz se ve reducida a la mitad con respecto a su ganancia.
En un haz, solo hay dos cortes a -3dB, por lo que solo existe un ancho de haz posible.

Los diagramas de radiación se pueden estudiar en varios cortes o planos, ya sean los planos de referencia H y E o cualquier otro plano de interés.

En el plano H se produce la máxima radiación de campo eléctrico y la mínima de campo magnético según la polarización de campos descrita para las antenas tipo LWA, mientras que para el plano E ocurre al contrario.

Dado que los efectos provocados por la variación de los parámetros físicos afectan directamente al campo eléctrico, es de interés analizar el plano H para visualizar de forma correcta los cambios en potencia producidos.

Podemos ver a continuación un ejemplo de diagrama de radiación y diagrama normalizado en plano H, con los parámetros de interés remarcados (figura 2.6).

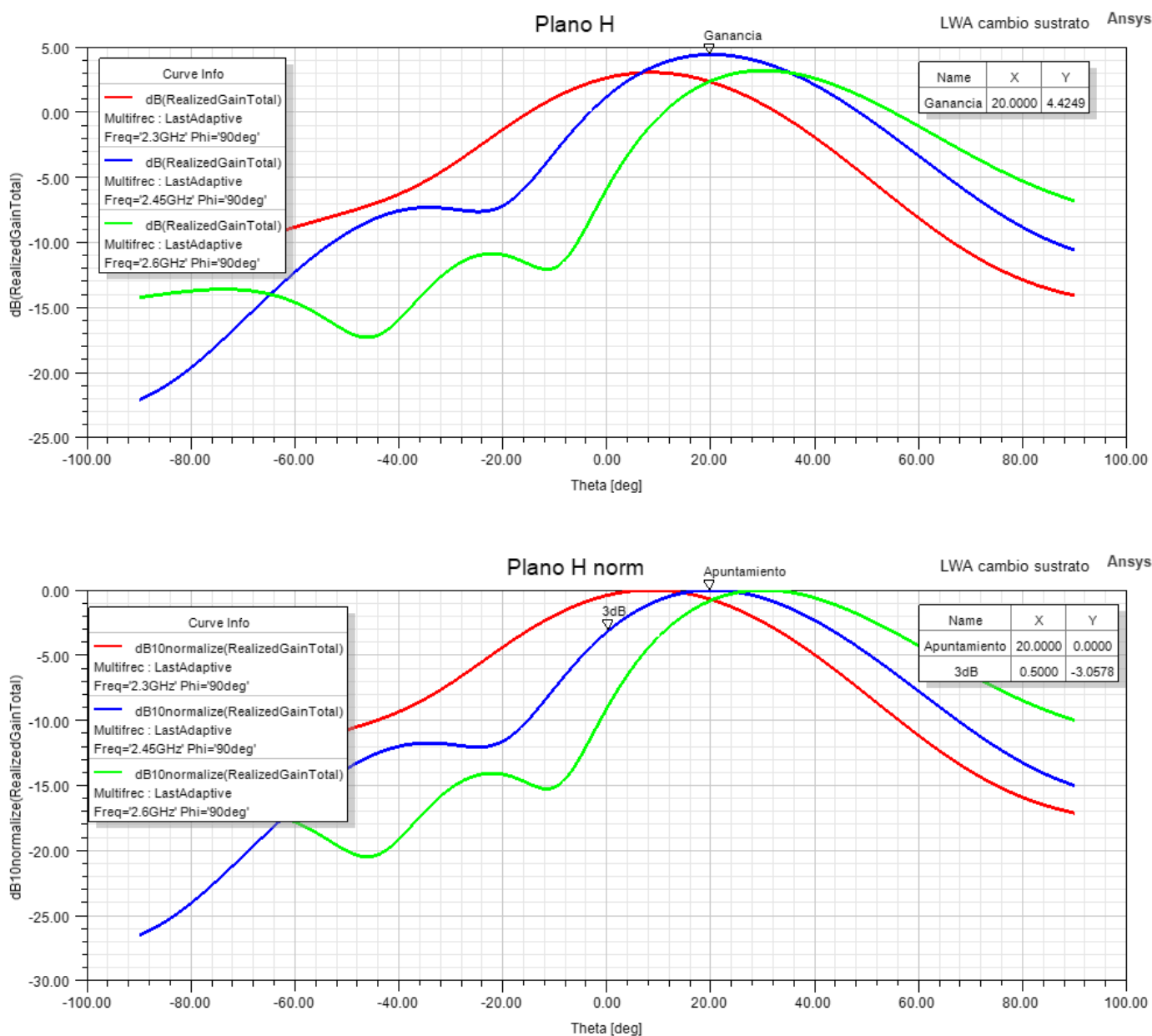


Figura 2.6- Ejemplo de diagrama de radiación y diagrama normalizado en plano H para distintas frecuencias

Si bien no se trata de una antena dispersiva (pues buscamos un funcionamiento monofrecuencial), es posible que haya fluctuaciones o espurios no deseados en la señal de alimentación de la antena, por lo que es de interés analizar frecuencias cercanas a la de trabajo (2.45 GHz). Se llevará a cabo un análisis para las frecuencias de: 2.3 GHz, 2.45 GHz y 2.6 GHz.

Es de vital importancia que el umbral de los parámetros analizados sea tal que la antena actúe como un circuito de microondas para las frecuencias de entrada, ya que de lo contrario, obtendremos resultados sin sentido.

El código empleado se encuentra en A.1, así como su explicación en B.1

Parámetro "W"

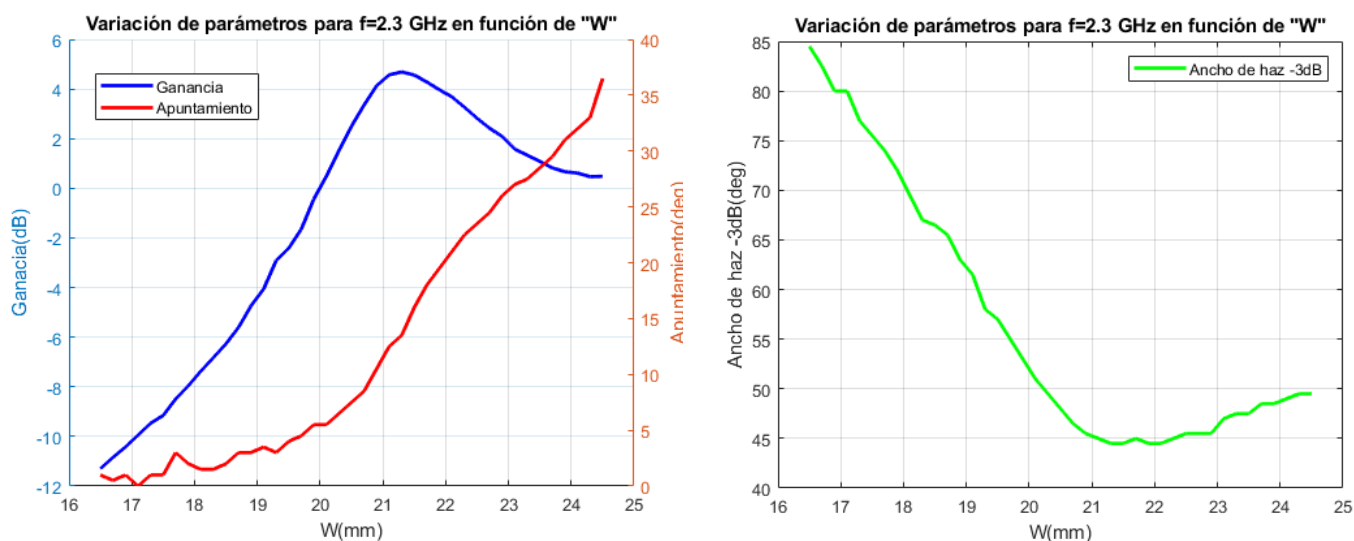


Figura 2.7- Efecto de "W" en los parámetros de radiación para f=2.3 GHz

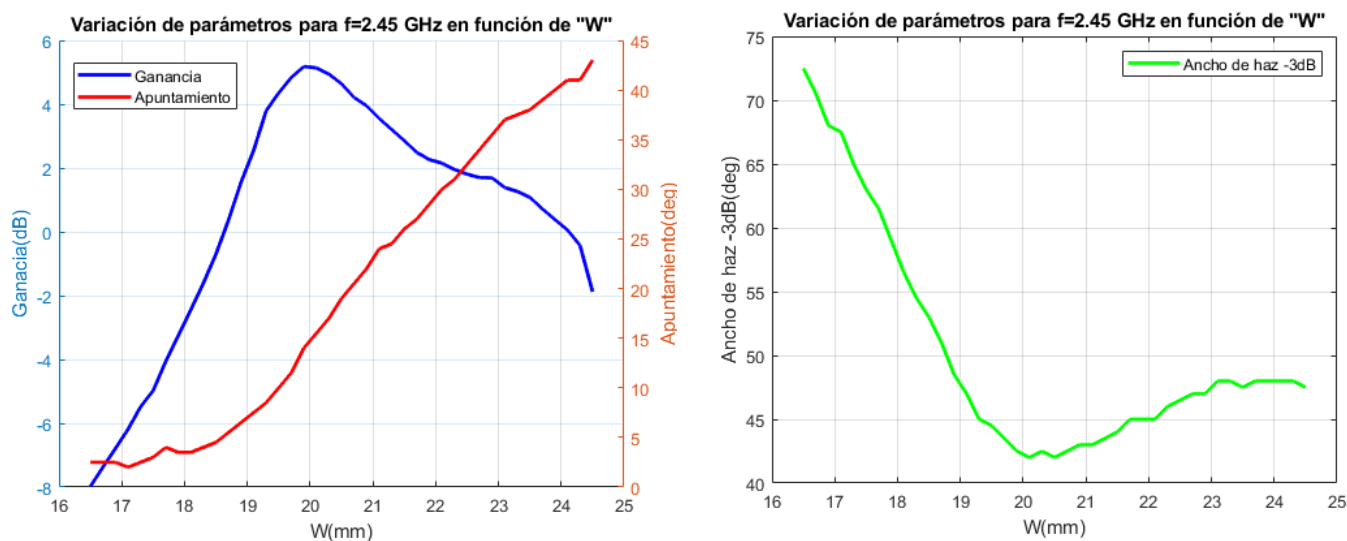


Figura 2.8- Efecto de "W" en los parámetros de radiación para f=2.45 GHz

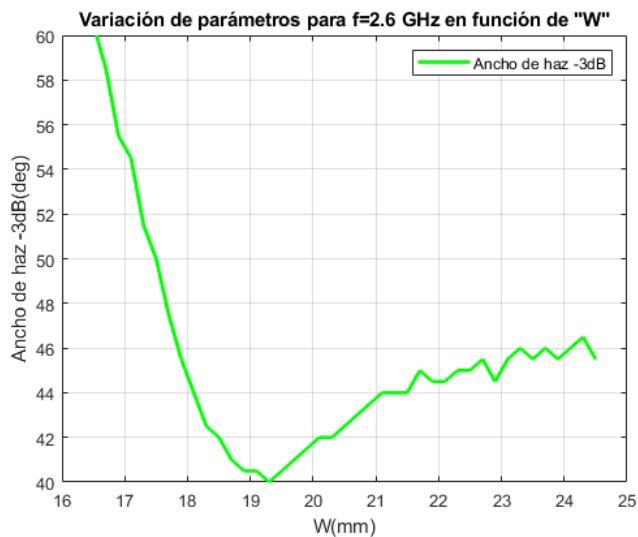
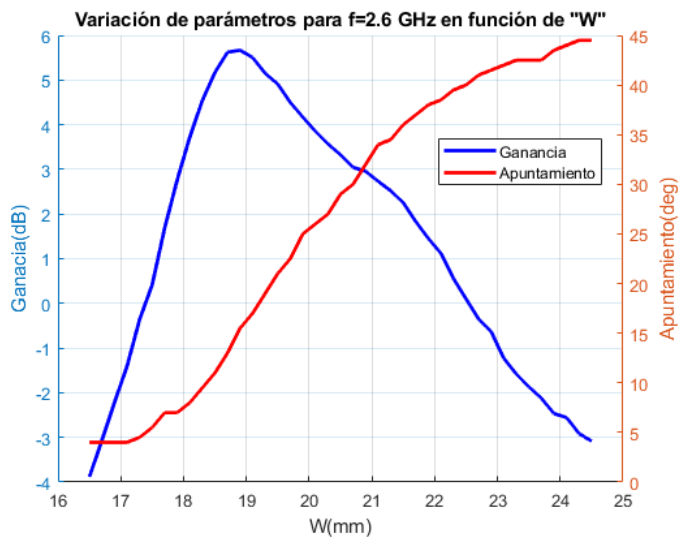


Figura 2.9- Efecto de "W" en los parámetros de radiación para $f=2.6$ GHz

Parámetro "L"

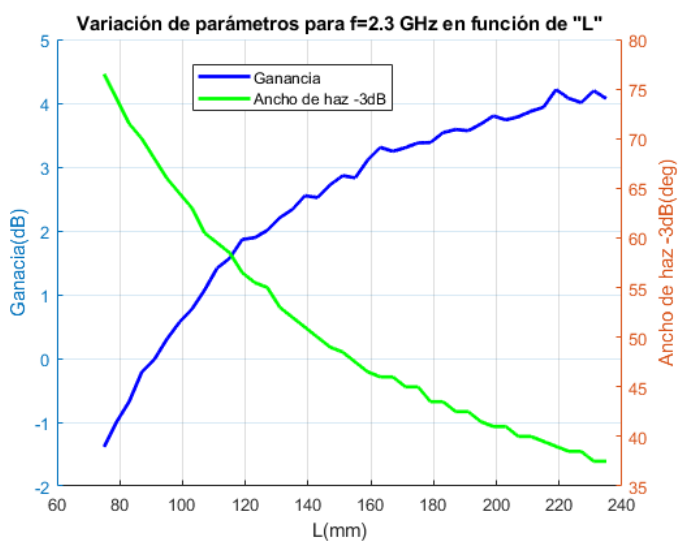


Figura 2.10- Efecto de "L" en los parámetros de radiación para $f=2.3$ GHz

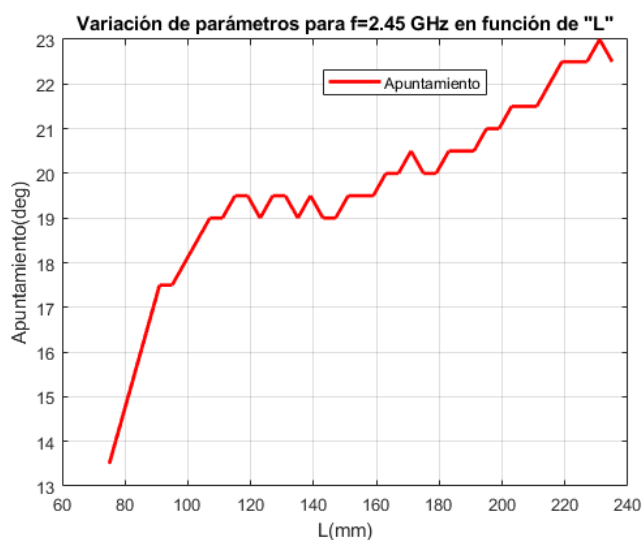
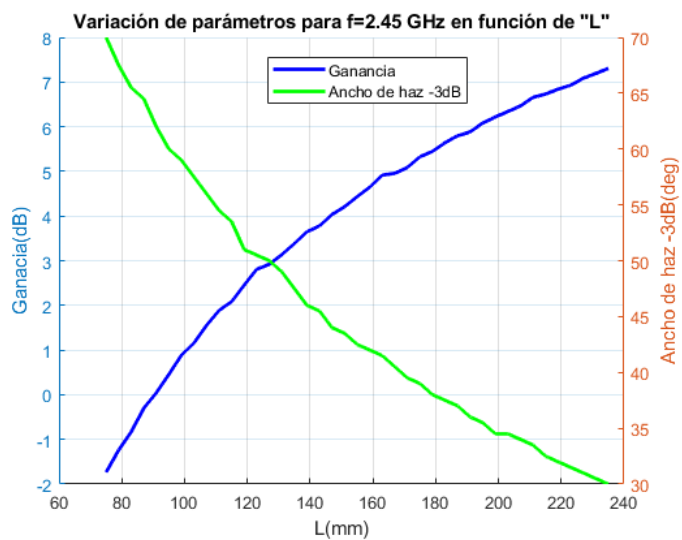


Figura 2.11- Efecto de "L" en los parámetros de radiación para $f=2.45$ GHz

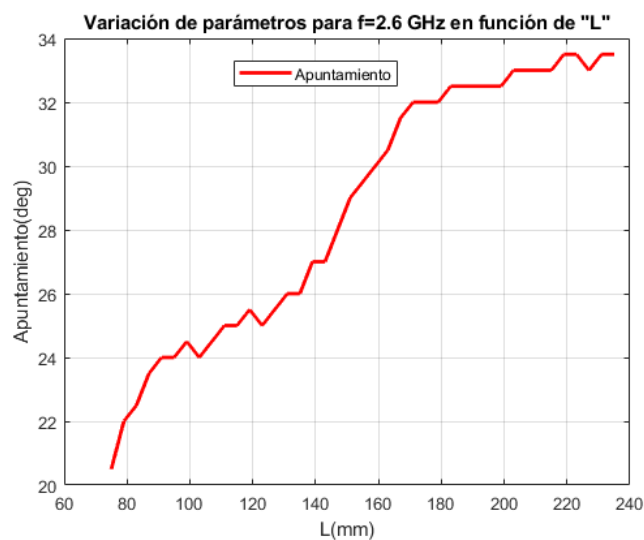
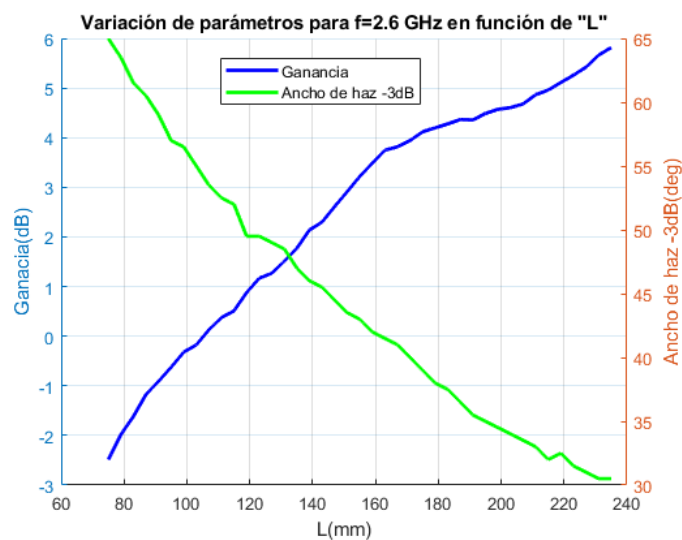


Figura 2.12- Efecto de "L" en los parámetros de radiación para $f=2.6$ GHz

Parámetros ϵ_r y H:

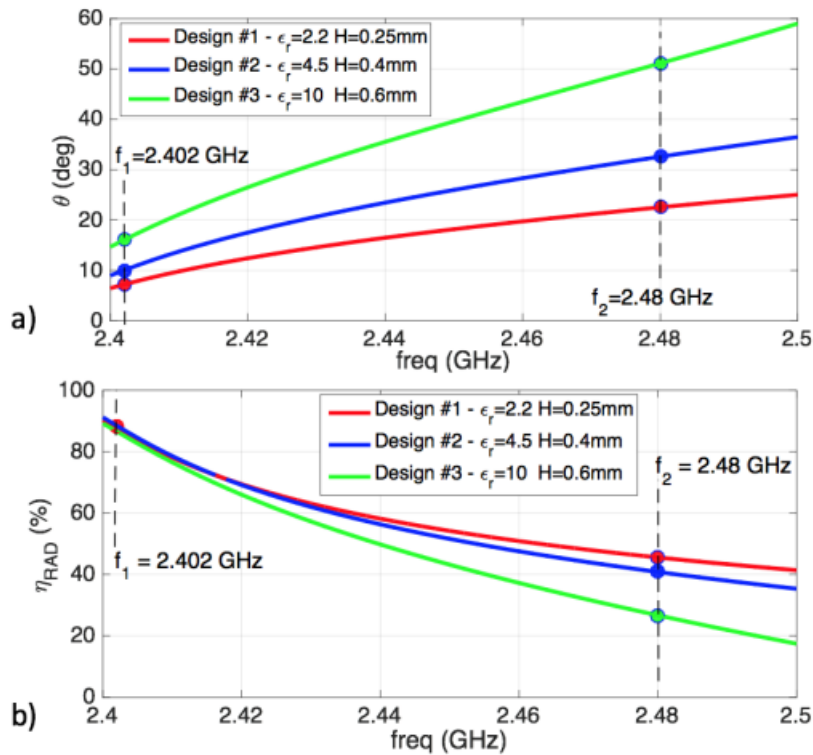


Figura 2.13- Efecto de la permitividad y el grosor de sustrato en el apuntamiento y eficiencia de radiación [18]

Análisis de resultados

En estas figuras podemos observar cómo los parámetros físicos de longitud y anchura de la antena afectan directamente a propiedades de los lóbulos radiados, como pueden ser el apuntamiento, la ganancia y el ancho de haz a -3dB.

Efectos de "W" en el apuntamiento

A medida que aumenta la anchura de la antena, aumenta de manera proporcional el apuntamiento del lóbulo radiado, mientras que al verse reducida la anchura de la antena, el apuntamiento disminuye. Este es un efecto intrínseco de las antenas LWA, y que se produce debido al efecto de fuga.

Esta dependencia no es constante en toda la gráfica, sino que sigue una pendiente sutil hasta un determinado valor de anchura (18 mm en el caso de la figura 8), y a partir de este valor, el apuntamiento aumenta con una mayor pendiente que en la sección anterior. De esta forma, podemos dividir la gráfica en dos secciones: Sección estable (pendiente reducida) y sección inestable (gran pendiente).

Este efecto se ve magnificado con el aumento de la frecuencia de la señal de alimentación. Cuanto mayor sea la frecuencia, menor será el punto de salto entre ambas secciones, siendo este de 19.5 mm para $f=2.3$ GHz, 18.5 mm para 2.45 GHz y 17.5 mm para 2.6 GHz.

Por otro lado, la pendiente de la sección inestable tiende a aumentar cuanto mayor es la frecuencia, llegando incluso a tener un crecimiento exponencial en la gráfica 9. Podríamos decir que se trata de un desplazamiento de la gráfica con respecto a “W”.

Efectos de “W” en la ganancia

A medida que aumenta la anchura de la antena, aumenta de manera proporcional y con naturaleza lineal la ganancia del lóbulo, hasta un determinado valor umbral “ W_{max} ”. A partir de este valor, la relación se vuelve linealmente decreciente, de forma que la ganancia se ve reducida a medida que aumenta la anchura de la antena.

De nuevo, estos efectos se ven alterados por las frecuencias de trabajo. Cuanto mayor sea la frecuencia, mayor será la pendiente de la sección creciente, y por lo tanto, menor el valor umbral “ W_{max} ” y mayor la ganancia máxima en este valor umbral.

De igual manera, la sección decreciente sufre una mayor pendiente a medida que la frecuencia aumenta, llegando incluso al valor inicial de ganancia para la gráfica 9.

Efectos de “W” en ancho de haz

Podemos observar que la curva que describe la relación de parámetros es exponencialmente decreciente. De esta forma, a medida que el ancho de la antena aumenta, el ancho de haz disminuye enormemente.

Esta relación se ve potenciada por el aumento en frecuencia, de forma que para frecuencias menores, esta relación se vuelve más lineal, pero para frecuencias mayores, adquiere una naturaleza mucho más exponencial.

Efectos de “L_A” en ancho de haz

A medida que la longitud de la antena aumenta, disminuye de manera proporcional el ancho de haz a menos 3 dB del lóbulo radiado, mientras que al reducir la longitud de la antena, el ancho de haz aumenta.

Esta relación es lógica, pues al aumentar la distancia recorrida por la onda, el efecto de fuga intrínseco de la propia antena aumenta, y esto produce un aumento en la directividad. Al ser más directiva, mayor porcentaje de la potencia radiada se concentra en un único punto, y menos cantidad se esparce a otros ángulos por medio de lóbulos secundarios, aumentando así la ganancia en el ángulo de apuntamiento y disminuyendo el ancho de haz (figura 2.14).

Por otro lado, existe una dependencia directa entre el ancho de haz y las frecuencias de alimentación de la antena, de forma que, a mayor sea la frecuencia, los anchos de haz máximos y mínimos serán menores.

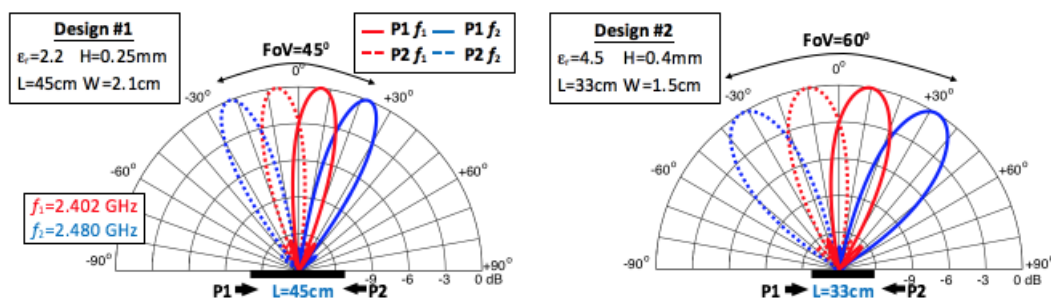


Figura 2.14- Efecto de la longitud de antena en el apuntamiento de los haces [19]

Efectos de “L_A” en ganancia

Como ya se ha mencionado, la ganancia mantiene una relación inversamente proporcional al ancho de haz. De esta forma, aumenta a medida que la longitud de la antena aumenta, y disminuye a medida que lo hace la longitud. Esto es debido al aumento de la directividad con la longitud, y es un comportamiento lógico.

Finalmente, observamos que las curvas de ganancia son dependientes de la frecuencia de trabajo. De esta forma, a medida que aumenta la frecuencia, la naturaleza de la curva tiende a ser lineal, mientras que para frecuencias menores, tenemos una exponencial inversa. Este efecto es el opuesto al estudiado en el ancho de haz.

Efectos de “L_A” en el apuntamiento

Este parámetro no mantiene una relación estrecha con el aumento de la longitud.

Para la frecuencia de 2.45 GHz, la curva tiene un comportamiento inicialmente exponencial, seguido de una fase de estabilidad en torno al rango [120,180]mm, y una fase final con un crecimiento pseudo-lineal.

No se ha podido encontrar un patrón de comportamiento, por lo que se considera como un condicionante a no tener en cuenta cuando se trabaja con longitudes de antenas LWA.

Efectos de “H_{SUBS}”

Este parámetro afecta en la radiación de la antena de una manera distinta a la estudiada para los parámetros de longitud y anchura de la antena, ya que se trata de un parámetro asociado al sustrato.

A medida que el grosor del sustrato aumenta, disminuye la eficiencia de radiación de la antena. Esto quiere decir que un menor porcentaje de la potencia introducida a la antena será radiado.

Asumiendo que existe una correcta adaptación del circuito ($S_{11} \approx 0$), que la antena presenta pérdidas relativamente bajas, y siguiendo la ecuación de balance de potencias en un circuito de microondas:

$$P_{Total} = P_{Reflejada} + P_{Transmitida} + P_{Atenuada} + P_{Radiada} \approx P_{Transmitida} + P_{Radiada} \quad (2.4)$$

Dado que la potencia total se mantiene, lo que nos quiere decir es que una reducción en la potencia radiada se traduce en un aumento de la potencia transmitida entre puertos. De esta forma, deducimos que el aumento del grosor del sustrato provoca un aumento de la potencia transmitida, y por lo tanto de los parámetros de transmisión, razón por la cual el diagrama de radiación se ve afectado por el grosor del sustrato.

Efectos de ϵ_r

De nuevo, un parámetro característico del sustrato.

Podemos observar como este parámetro afecta de igual manera a la eficiencia de radiación. Esto es debido a que la permitividad de un material afecta directamente a que tan dispersivo es este material, es decir, cuanto varían con respecto a cambios en la frecuencia.

Por esta razón, al aumentar este parámetro, los lóbulos radiados en las diferentes frecuencias serán más diferentes entre sí, cosa que no nos interesa, pues se ha mencionado en el primer apartado que se busca una antena no dispersiva.

2.3.2- Análisis de efectos en adaptación

Los parámetros de adaptación de la antena son realmente importantes a la hora de conseguir una buena adaptación simultánea a los dos puertos y evitar así reflexiones, pues como se ha mencionado, son proporcionales a las impedancias de la antena:

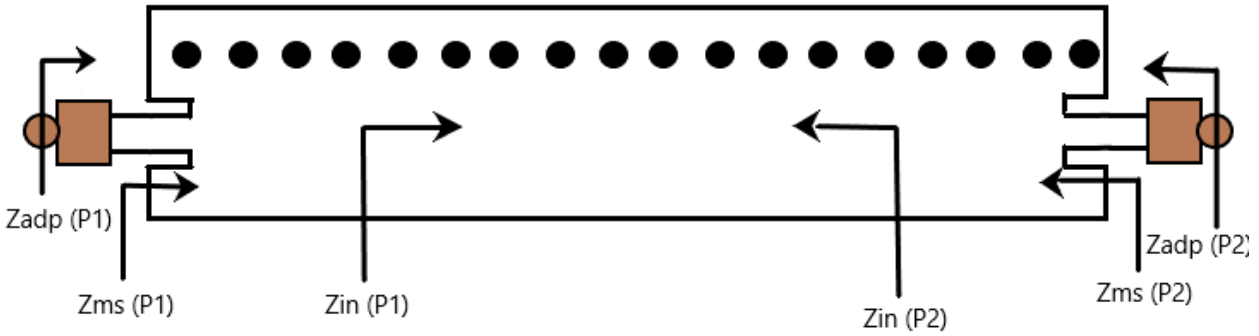


Figura 2.15- Impedancias en una antena LWA

Existe una relación directa entre la longitudes y anchuras de las líneas de transmisión y las impedancias de estas.

$$S_{11} = \frac{Z_{in}(P1) - Z_a(P1)}{Z_{in}(P1) + Z_a(P1)} \quad (2.6) \quad Z_{ms} = Z_0(adapt) \cdot \sqrt{u_r \cdot \epsilon_r}$$

(2.5)

$$S_{22} = \frac{Z_{in}(P2) - Z_a(P2)}{Z_{in}(P2) + Z_a(P2)} \quad (2.7) \quad Z_{IN} = Z_0(antena) \cdot \sqrt{u_r \cdot \epsilon_r}$$

$$Z_a = Z_{adapt} + Z_{ms}$$

Como podemos observar, los parámetros de reflexión dependen directamente de las impedancias en los distintos puntos de la antena, y al mismo, estas impedancias dependen de las características dieléctricas del propio material y de la impedancia característica de las líneas de transmisión que componen la alimentación y la propia antena.

Finalmente, sabemos que existe una relación entre la anchura y largo de una línea “uStrip” y la impedancia característica de esta, por lo que podemos relacionar los parámetros de reflexión en los puertos con los parámetros de adaptación (figura 2.16).

Observamos que la anchura de la línea se encuentra directamente relacionada con la impedancia característica, y de igual manera con la permitividad relativa (figura 2.16).

Finalmente, la permitividad relativa se relaciona con la longitud de la antena por medio de la expresión siguiente:

$$L = \frac{\lambda_g}{4} \rightarrow \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \rightarrow L = \frac{4 \cdot \lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.8)$$

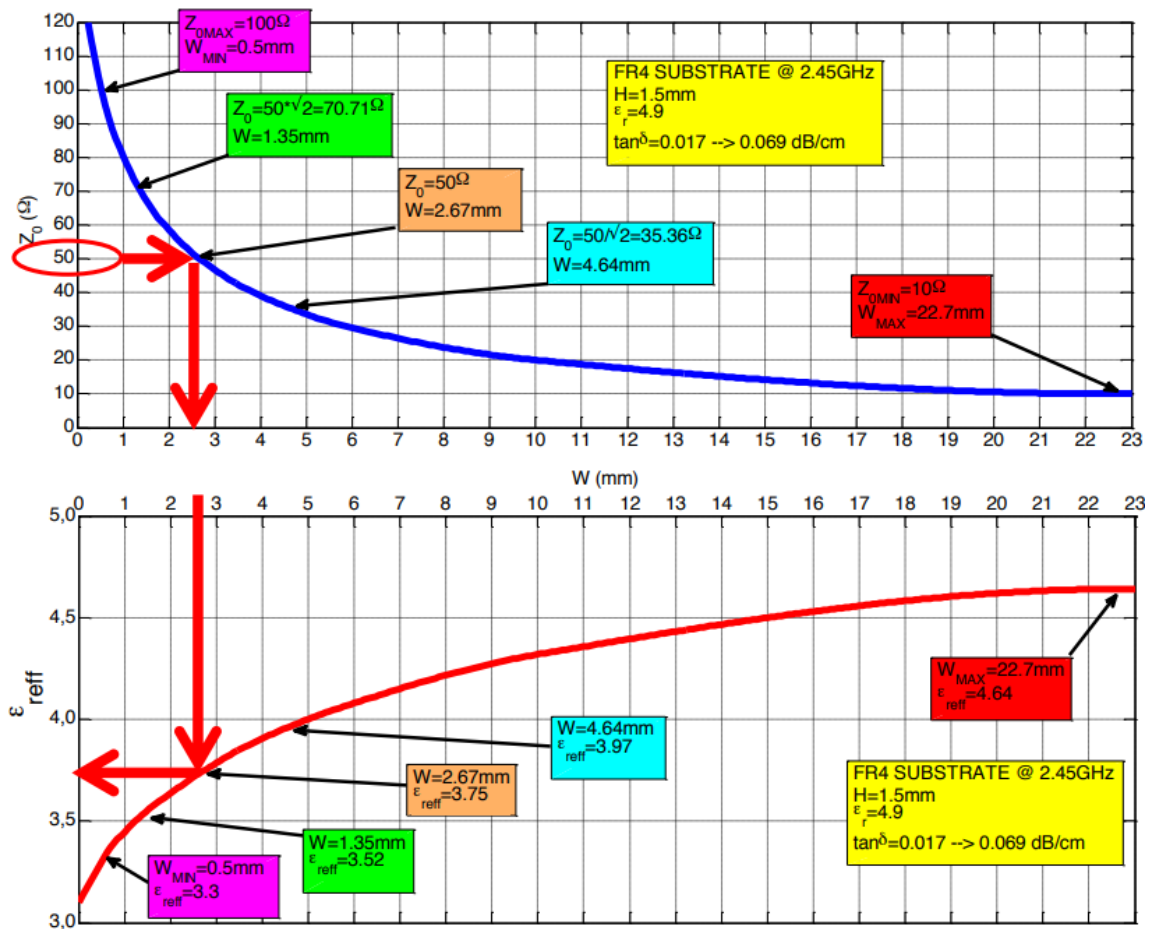


Figura 2.16- Relación permitividad relativa y ancho de una línea con su impedancia característica [104]

2.4- Diseño de una antena HWLWA

En este apartado se pretende llevar a cabo el diseño de una antena HWLWA partiendo como base de los conocimientos adquiridos en el apartado 2.3 acerca de los efectos de los parámetros físicos en el comportamiento de una antena de fuga.

Este diseño permitirá adquirir los conocimientos base necesarios para posteriormente llevar a cabo el diseño del array propuesto en este TFG.

Inicialmente se han fijado los parámetros de diseño y aquellos parámetros de radiación y adaptación que no resultaban de interés para la optimización de la antena (figura 2.17).

$f_{trabajo}$	$\epsilon_r(sustrato)$	$\epsilon_r(metal)$	H_{Subs}	H_{Metal}	W_{Guard}
2.45 GHz	2.2	1	1.575 mm	0.035 mm	4mm
W_L	W_R	d_0	p_0	$W_{MS\ tromp}$	$W_{Move\ adapt}$
10 mm	10 mm	2 mm	4 mm	0.5 mm	1.25 mm

Figura 2.17- Parámetros iniciales

- La frecuencia de trabajo será de 2.45 GHz, pues se ha propuesto diseñar la antena en la banda Wi-Fi, siendo además una banda más estable que para 2.3 GHz y 2.6 GHz, como se ha visto previamente.
- La permitividad relativa del sustrato será de 2.2, siendo una de las más bajas posibles, ya que interesa que la antena sea poco dispersiva.
- La permitividad del metal será de 1, simulando una conductividad ideal.
- La altura del sustrato es de 1.575 mm con el fin de aumentar la eficiencia de radiación lo máximo posible.
- La altura del metal será cercana a "0", continuando con la búsqueda de un metal pseudo-ideal para la simulación.
- La anchura de guarda será de 4mm para una correcta distancia entre el borde de la antena y los cortocircuitos.
- Las anchuras de los bordes de antena al sustrato serán simétricas y de 10 mm, para dejar una banda de guarda suficientemente grande.
- Los parámetros de los cilindros de cortocircuito se han seleccionado de forma que en los extremos de la antena, quede como resultado medio cilindro de forma simétrica.
- Finalmente, los parámetros del puerto de alimentación son tales que este se encuentre centrado con respecto al inset de la antena.

Finalmente, los parámetros restantes: W , L_A , L_{MS} , W_{MS} , L_{IN} , W_{Slot} se ajustarán en base a las propiedades de adaptación y radiación que sean de interés en subapartados posteriores.

2.4.1- Fase de adaptación

El primer objetivo en el diseño de una antena es llevar a cabo el balance de potencias que fluyen en esta. Para ello, una de las herramientas más comunes en circuitos de microondas son los parámetros “S”.

Estos parámetros permiten describir el porcentaje de potencia reflejada, transmitida o acoplada en los puertos de la antena:

$$S(dB) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1j} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \dots \\ \dots & S_{32} & \dots & S_{ji} \\ S_{i1} & \dots & S_{ij} & S_{ii} \end{pmatrix} \quad \begin{array}{l} S_{ii} = \text{Parámetros de reflexión} \\ S_{ij}, S_{ji} = \text{Parámetros de transmisión/acoplo} \end{array}$$

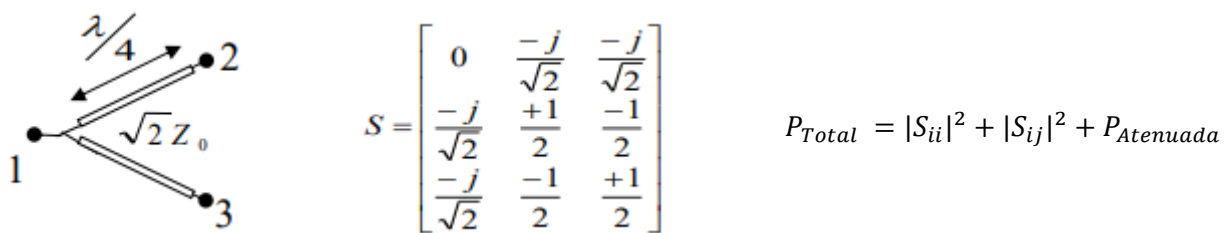


Figura 2.18- Principios Parámetros S

De esta forma, los índices “i” y “j” indican diversos puertos de la antena, tal que para el ejemplo propuesto en la figura 2.18:

- El parámetro S11 informa de la potencia reflejada en el puerto 1 con respecto a la potencia total introducida al circuito por dicho puerto.
- El parámetro S21 informa de la potencia transmitida del puerto 1 al puerto 2.
- El parámetro S32 informa de la potencia acoplada del puerto 2 al puerto 3.

Para la mayor parte de los circuitos de microondas, interesa minimizar los parámetros de reflexión para conseguir la máxima adaptación en los puertos de entrada/salida, evitando así pérdidas de potencia por reflexión.

También suele interesar minimizar los parámetros de acoplo (aunque por el momento no tenemos parámetros de acoplo) y maximizar los parámetros de transmisión para poder radiar la máxima potencia disponible, aunque esto es un efecto secundario de la minimización de los otros dos parámetros.

Una antena LWA común tendrá un total de dos puertos y se define mediante la siguiente matriz:

$$S_{LWA}(dB) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Debido a las propiedades de los parámetros “S” y gracias a que la antena LWA es simétrica y recíproca, bastaría con analizar los parámetros de uno de los dos puertos, pues $S_{11} = S_{22}$; $S_{21} = S_{12}$

Por la ley de conservación de potencias, se sabe que toda la potencia entregada a un sistema debe de ser reflejada, refractada y/o disipada. Dado que estamos trabajando con un metal tipo “pec” (ideal), se asume que la potencia disipada por los efectos resistivos es nula o prácticamente nula (tangente de pérdidas = 0).

También es lógico pensar que un aumento en la reflexión se traduce en una reducción en la transmisión, y viceversa.

La ecuación final quedaría como:

$$P_{Total} = 2 \cdot |S_{11}|^2 + 2 \cdot |S_{21}|^2 \tag{2.10}$$

Finalmente, cabe mencionar que se trabajará en la banda espectral de [2, 3] GHz, pues no esperamos que la antena tenga un gran ancho de banda de coherencia en torno a la frecuencia de trabajo.

Objetivos parámetros S

Se pretende que los parámetros de reflexión se encuentren, al menos, por debajo de los -10 dB para considerar que existe una buena adaptación simultánea a los dos puertos.

Por otro lado, buscamos que los parámetros de transmisión sean máximos, lo cual será un efecto secundario de la minimización de los parámetros de reflexión. Lo ideal sería que estos parámetros se encuentren lo más cercanos posibles a 0dB.

Para lograr esto, buscaremos ajustar los parámetros: L_{MS} , W_{MS} , L_{IN} , W_{Slot}

El código empleado se encuentra en A.2, así como su explicación en B.2

Resultados

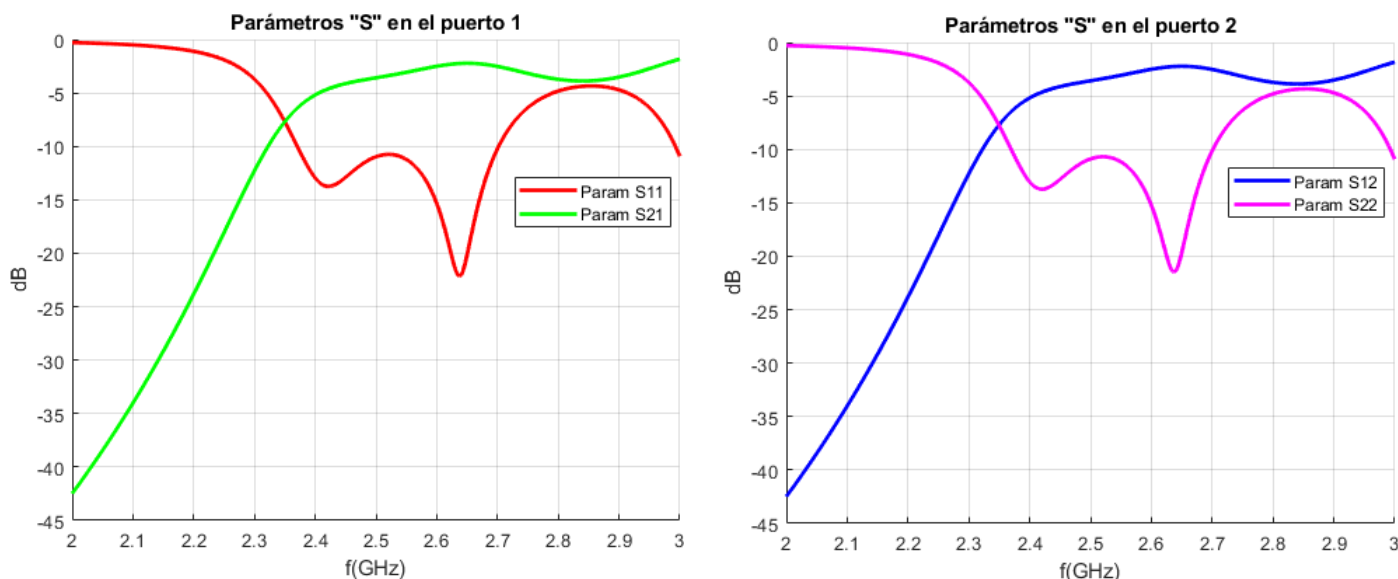


Figura 2.19- Parámetros “S” Antena individual

Se ha logrado cumplir el objetivo propuesto para los parámetros “S”, pues los parámetros de reflexión son menores de -10dB y los parámetros de transmisión son bastante cercanos a los 0dB.

$$S_{LWA}(dB) = \begin{pmatrix} -12.9 & -4.126 \\ -4.126 & -12.8 \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

También podemos apreciar que se cumplen las propiedades de simetría y reciprocidad, pues los parámetros de reflexión y transmisión respectivamente son prácticamente idénticos para ambos puertos.

Por otro lado, podemos analizar la evolución de los parámetros con la frecuencia:

-Inicialmente, los parámetros de transmisión aumentan de forma lineal desde los 2 GHz hasta los 2.4 GHz aproximadamente. A partir de este punto, la evolución adquiere una forma relativamente sinusoidal, donde los valores se mantienen en torno a los -4 dB, por lo que hemos logrado alcanzar prácticamente el máximo dentro de la ventana de trabajo.

-Los parámetros de reflexión disminuyen de forma exponencial hasta los 2.4 GHz, y a partir de aquí adquieren de nuevo una evolución periódica y semisinusoidal.

Este comportamiento periódico en los parámetros de la antena es debido a que las líneas de transmisión presentan un comportamiento periódico en frecuencia, ya que sus longitudes eléctricas se encuentran relacionadas con la longitud de onda de la señal que las atraviesa, la cual tiene un comportamiento periódico.

Esto puede ser beneficioso en caso de querer trabajar con una antena de banda ancha, o perjudicial si buscamos que la antena tenga un ancho de banda de adaptación pequeño, como es nuestro caso.

Por desgracia, los parámetros de reflexión para la frecuencia de trabajo no son los mejores de la ventana, puesto que estos se encuentran en torno a los 2.62 GHz, siendo máximos también los parámetros de transmisión.

Finalmente, los parámetros de adaptación ajustados para obtener estos resultados y sus valores son los siguientes:

L_{MS}	W_{MS}	L_{IN}	W_{Slot}
6.1 mm	5.1 mm	7 mm	7mm

Figura 2.20- Parámetros de adaptación

Es decir, un inset de 7mm² y una línea de alimentación rectangular con 1 mm más de largo que de ancho.

2.4.2- Fase de radiación

Una vez finalizada la fase de adaptación de la antena, es posible alterar los diagramas de radiación producidos por esta en los cortes de interés (en nuestro caso, el plano H) para ambos puertos.

En el apartado 2.3.1, se estudiaron los efectos producidos en los diagramas de radiación en potencia por la variación de los parámetros físicos “W” y “L_A”. Partiendo de estos parámetros, se pretende ajustar el diagrama de forma que los lóbulos principales radiados por ambos puertos tengan las siguientes propiedades:

Lóbulo principal puerto 1

- Apuntamiento a 20° en theta
- Corte a -3 dB en theta igual a 0° (es decir, ancho de haz de 40°)
- NLPS (Nivel Lóbulo Principal a Secundario) de al menos 10 dB

Lóbulo principal puerto 2

- Apuntamiento a -20° en theta
- Corte a -3 dB en theta igual a 0° (es decir, ancho de haz de 40°)
- NLPS (Nivel Lóbulo Principal a Secundario) de al menos 10 dB

De esta forma, buscamos dos haces simétricos apuntando a $\pm 20^\circ$ y que se corten en la perpendicular theta = 0°.

Al igual que para los parámetros “S”, debido a las propiedades de simetría y reciprocidad, solo es necesario analizar uno de los dos puertos, pues el comportamiento del otro será idéntico (en este caso simétrico, pues ambos puertos se encuentran enfrentados entre sí).

Por desgracia, y como se mencionó en apartados anteriores, los parámetros de adaptación y de radiación no son independientes entre sí, sino que los parámetros de adaptación afectan a la radiación de la antena, y los parámetros de radiación afectan a los parámetros “S” del circuito. Por esta razón, es necesario llevar a cabo el ajuste de ambos parámetros de manera simultánea, de forma que no se produzcan desbalances en los resultados obtenidos.

Además de esto, es de vital importancia mantener una simetría en la antena, ya que de lo contrario la fase de los lóbulos radiados por ambos puertos puede diferir, afectando significativamente en el lóbulo principal radiado.

Para lograr esta simetría, el número de cilindros de cortocircuito que hay a cada lado del plano XZ en el sistema de coordenadas relativo es el mismo. Además, el plano de masa tiene un mismo tamaño para ambos lados de la antena, entre otros muchos factores.

Todos los factores mencionados se han tenido en cuenta tanto para la selección de los parámetros de adaptación ya mostrada en el apartado 2.3.2 como para la selección de los parámetros de radiación en este apartado.

Se van a representar los diagramas de radiación en potencia y en potencia normalizado en base 10 para el plano H (figura 2.21). El código empleado se encuentra en A.3, así como su explicación en B.3

Resultados

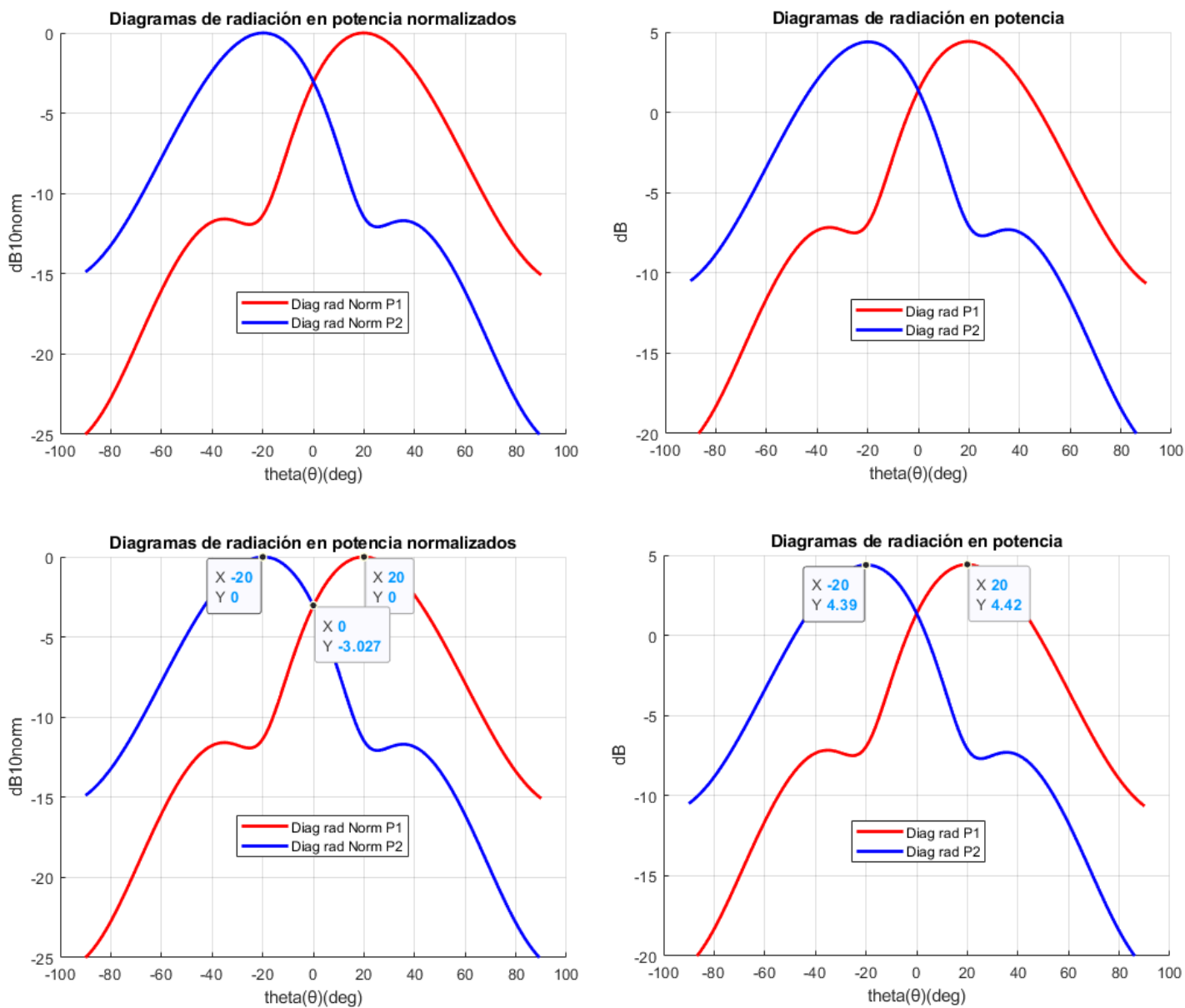


Figura 2.21- Diagramas de radiación en potencia, antena individual

Podemos observar que el apuntamiento de los lóbulos principales generados por los puertos 1 y 2 es de 20° y -20° respectivamente. Por otro lado, la ganancia es común y de aproximadamente 4.42 dB.

Los dos lóbulos se cortan en la diagonal $\theta = 0^\circ$. Los resultados obtenidos han sido los esperados.

L_A	W
156 mm	20.6 mm

Figura 2.22- Parámetros de radiación

De esta forma, se ha logrado optimizar completamente la antena LWA, dando como resultado la estructura final de la antena (figura 2.23).

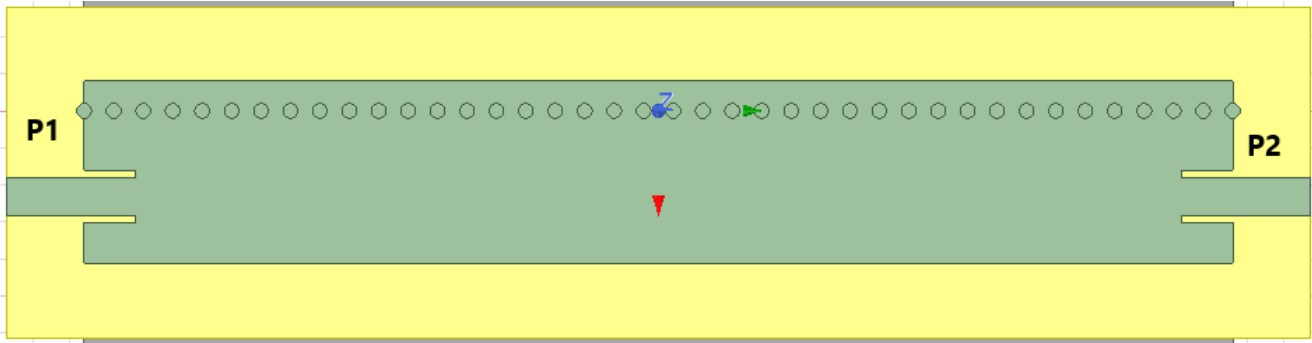


Figura 2.23- Estructura física antena individual

Donde el puerto 1 será el puerto situado en la sección izquierda de la antena, mientras que el puerto 2 será el de la sección derecha.

2.4.3- Radiación de campos y polarización en planos de referencia

Hasta ahora, todos los resultados obtenidos que permiten caracterizar el comportamiento de la antena (gráficas de efecto por parámetros de radiación, parámetros “S”, diagramas de radiación...) se han obtenido tomando como referencia señales de potencia.

Esto es lógico si hablamos de parámetros “S”, pues se definen en función del flujo de potencias en la antena. Sin embargo, supone una limitación en el análisis de los diagramas de radiación, pues la potencia radiada es una magnitud escalar que se expresa únicamente en módulo, obviando la fase de las ondas emitidas.

Con esta limitación, no es posible conocer la fase con la que las ondas son radiadas o el desfase producido desde el punto de impacto en la antena hasta la recepción de esta en los puertos. Por esta razón, se pretende aplicar una conversión potencia – campo electromagnético, aprovechando así la naturaleza vectorial de los campos electromagnéticos, definidos como fasores complejos con módulo y fase.

Para llevar a cabo esta conversión, se emplean las siguientes relaciones teóricas.

$$(2.12) \quad \vec{P}(t) = \vec{E}(t) \times \vec{H}(t) \left(\frac{W}{m^2} \right) \quad (2.15) \quad Z_c = \frac{w \cdot u}{k} = \sqrt{\frac{u_r}{\epsilon_r}} \cdot Z_0$$

$$(2.13) \quad W_{rad} = \iint_S \vec{P}_m \cdot d\vec{S} (W) \quad (2.16) \quad Z_0 \approx 120 \Omega$$

$$(2.14) \quad \vec{P}_m(t) = \frac{1}{2} \cdot RE[\vec{P}(t)] = \frac{|\vec{E}(t)|^2}{2 \cdot Z_c} = \frac{Z_c}{2} \cdot |\vec{H}(t)|^2 \left(\frac{W}{m^2} \right)$$

(2.12) El vector de Poynting se extrae mediante el producto vectorial de los campos electromagnéticos radiados.

(2.13) La potencia radiada es igual a la integral en superficie de la Densidad Superficial de Potencia Media.

(2.14) El vector de Poynting y la DSPM se pueden relacionar de manera escalar entre sí y con los campos electromagnéticos radiados.

(2.15) La impedancia característica de la antena depende de la impedancia en el vacío y las propiedades electromagnéticas del material.

(2.16) La constante de impedancia en el vacío es de aproximadamente 120 ohm.

A partir de este momento, es importante distinguir entre campo eléctrico y campo magnético. Por el momento se trabajará exclusivamente con campos eléctricos, pues la ecuación **(2.14)** permite una conversión directa a campo magnético. Además, los efectos producidos por los parámetros de radiación afectan fundamentalmente a los campos eléctricos radiados, y de forma indirecta **(2.14)** al campo magnético.

Al comienzo del informe, se ha mencionado que el campo eléctrico radiado era una variable tridimensional, pero se podía aproximar como variable unidimensional, pues la mayor parte del campo era radiado en una dimensión. Además, su polarización era lineal y dependía de la orientación de la antena.

Lo mismo ocurría para el caso del campo magnético, pero de forma opuesta, siendo mínima la radiación donde la del campo eléctrico es máxima, y viceversa.

También se ha mencionado que las ondas electromagnéticas radian en su borde no cortocircuitado, y la polarización del campo eléctrico es oblicua al borde radiante (figura 1.5)(figura 2.24).

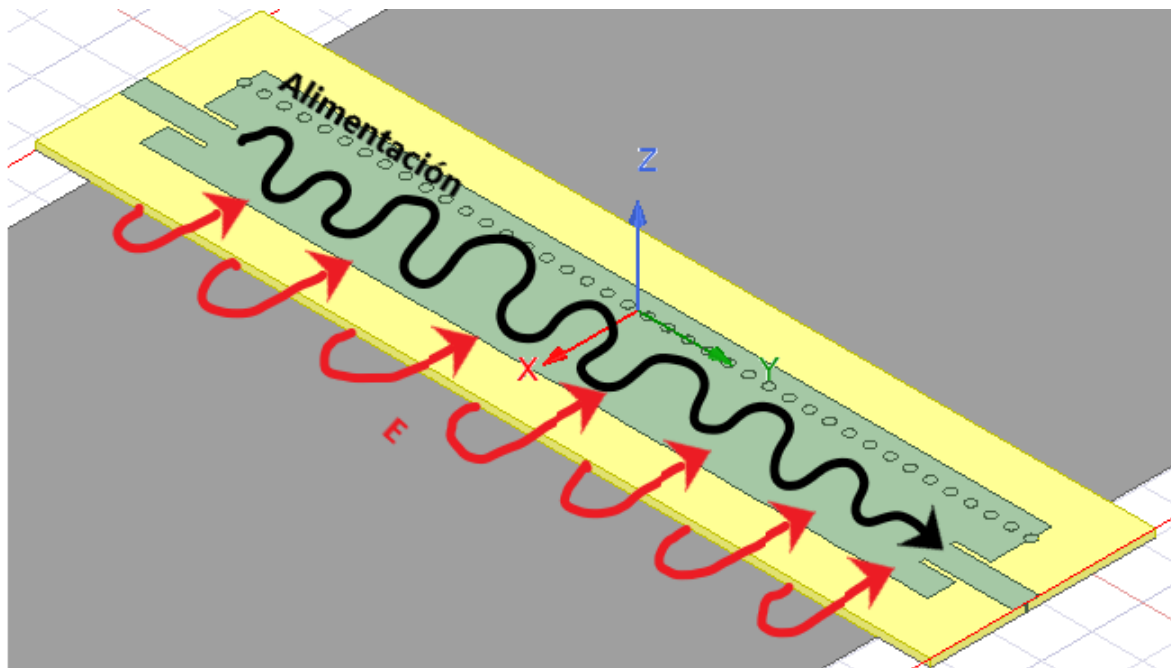


Figura 2.24- Polarización mixta campo eléctrico LWA

De esta forma, la mayor parte del campo eléctrico es radiado en dirección oblicua, suma de la dirección perpendicular al borde de la antena y una inclinación dada en dirección de la alimentación por el efecto fuga de las LWA.

Dependiendo del campo que busquemos analizar y el plano sobre el que se analice, tendremos que seleccionar de forma adecuada la variable angular de observación o polarización (figura 2.25).

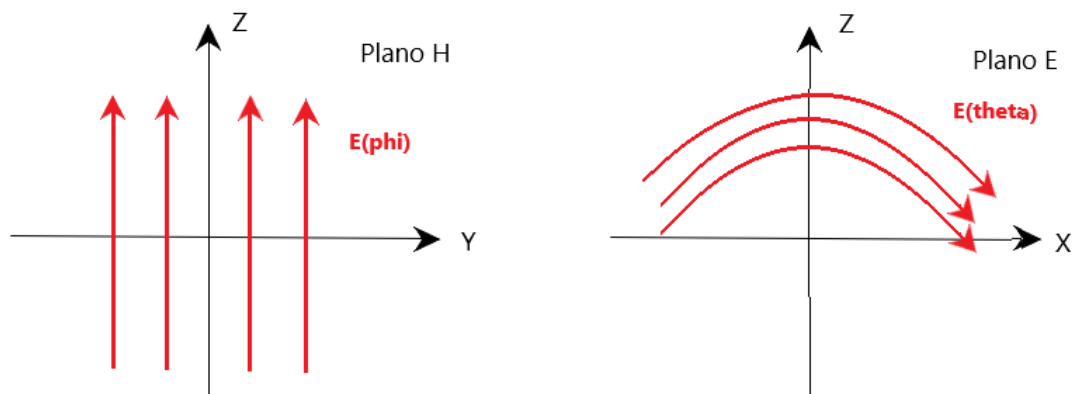


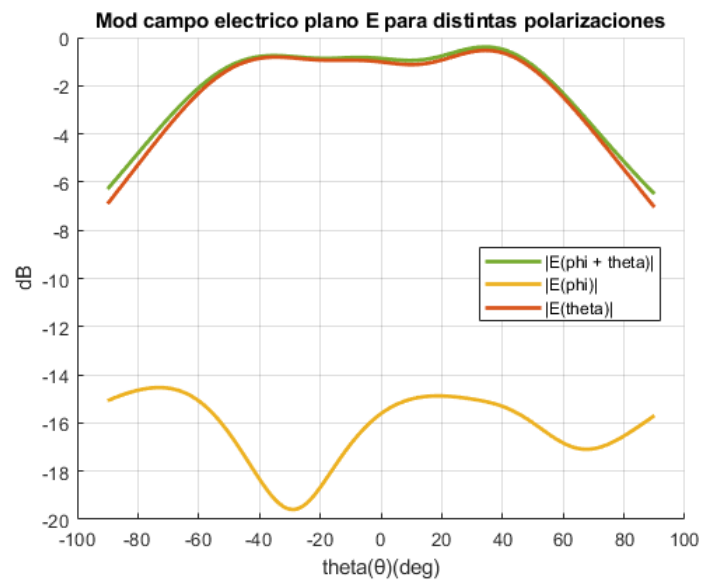
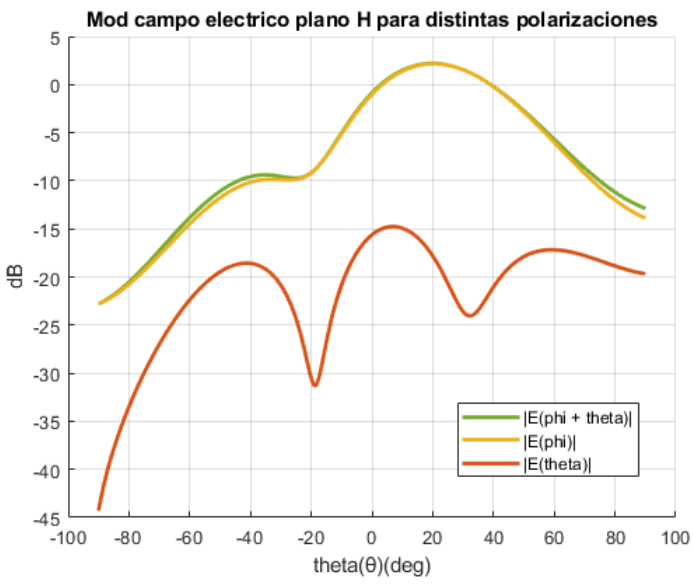
Figura 2.25- Polarización pura campo eléctrico en planos de referencia

El campo eléctrico fluye en coordenadas distintas dependiendo del plano. Dado que nos interesa observar esta mayoría del campo eléctrico, tendremos que seleccionar de forma adecuada la polarización de campo radiado dependiendo del plano con el que estemos trabajando.

Por ejemplo, para el plano H, el mayor flujo de campo eléctrico ocurre en la dirección “phi”, por lo que su polarización es en phi, mientras que para el plano “E”, la polarización es en “theta”. De lo contrario, representaríamos una minoría del campo eléctrico, que podríamos considerar ruido electromagnético.

Para demostrar esto, se representa a continuación una comparativa del campo eléctrico radiado en plano E y H (módulo y fase), para la polarización en “theta”, en “phi” y la polarización conjunta. Esta representación se hará en un único puerto, pues el resultado en el puerto opuesto es simétrico.

El código empleado se encuentra en A.4, así como su explicación en B.4



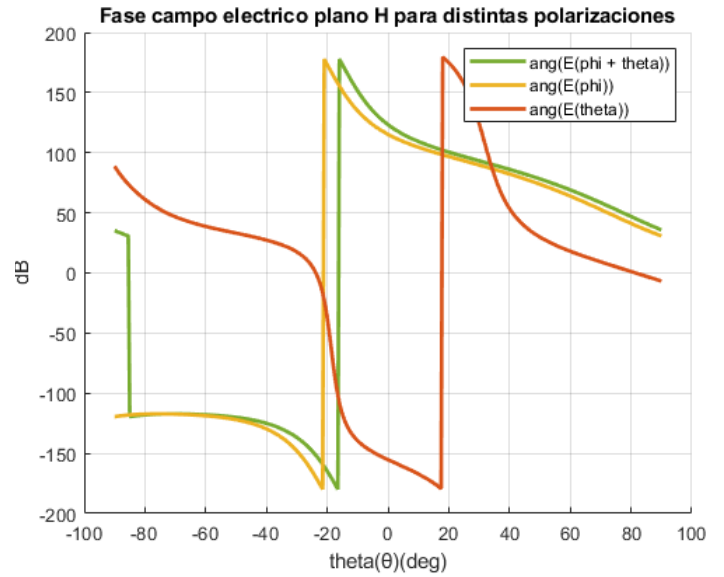
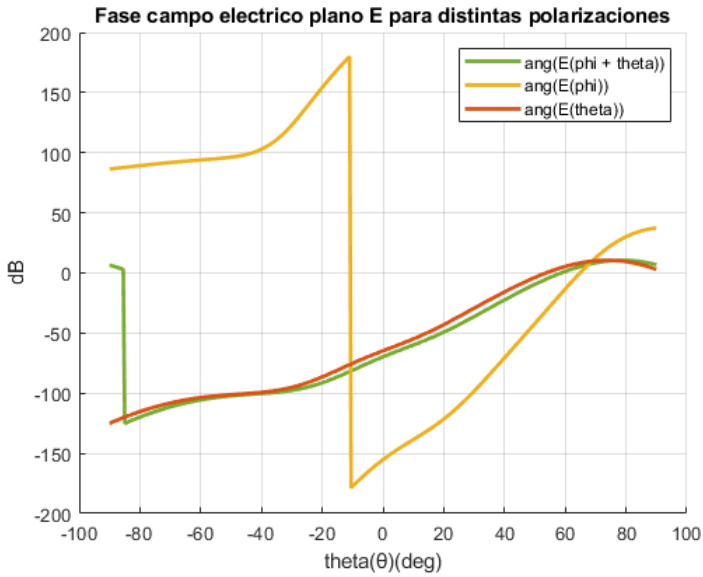


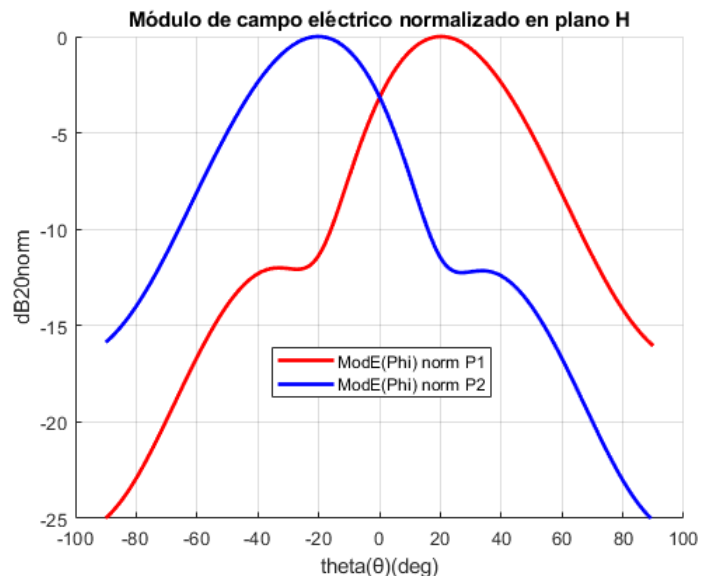
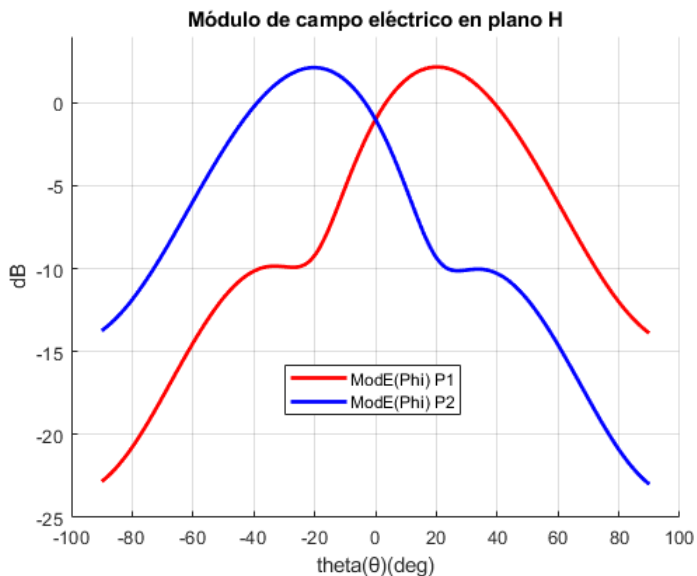
Figura 2.26- Polarizaciones en plano E y H

Observamos como la componente de mayor peso en la polarización de los planos H y E es “phi” y “theta” respectivamente(figura 2.26).

En el plano H, la componente en phi (tanto en módulo como en fase) toma valores prácticamente idénticos a los de la componente total, mientras que la componente en theta se encuentra muy por debajo de los valores de estas dos componentes. De igual manera ocurre con theta en el plano E.

2.4.4- Módulo y fase de campo eléctrico radiado

Se presentan los módulos y fases de los campos eléctricos radiados en plano H para la polarización principal presentada en 2.4.3. El código empleado se encuentra en A.5, así como su explicación en B.5



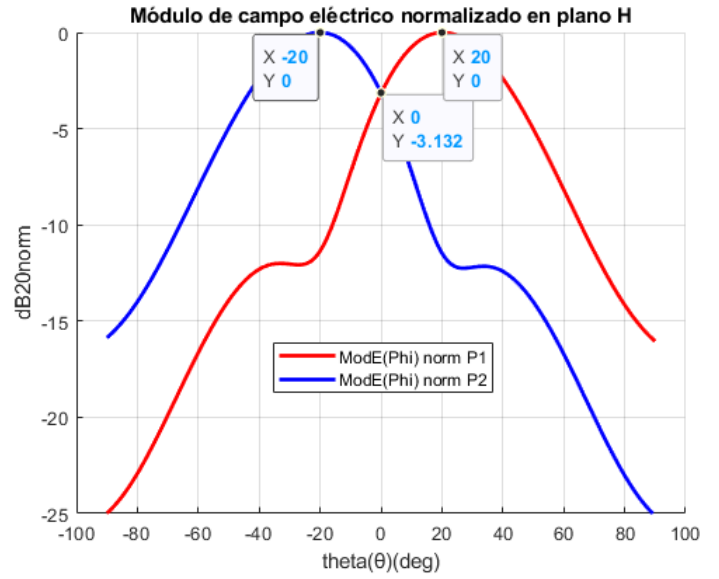
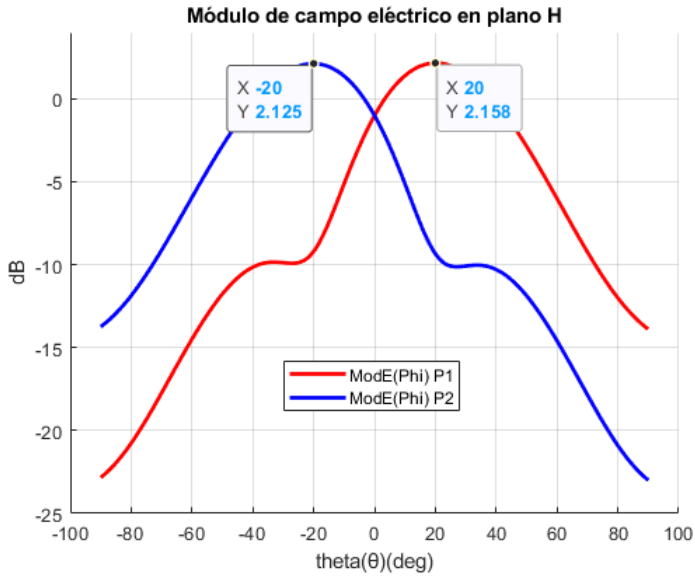


Figura 2.27- Módulo de campo eléctrico radiado, antena individual

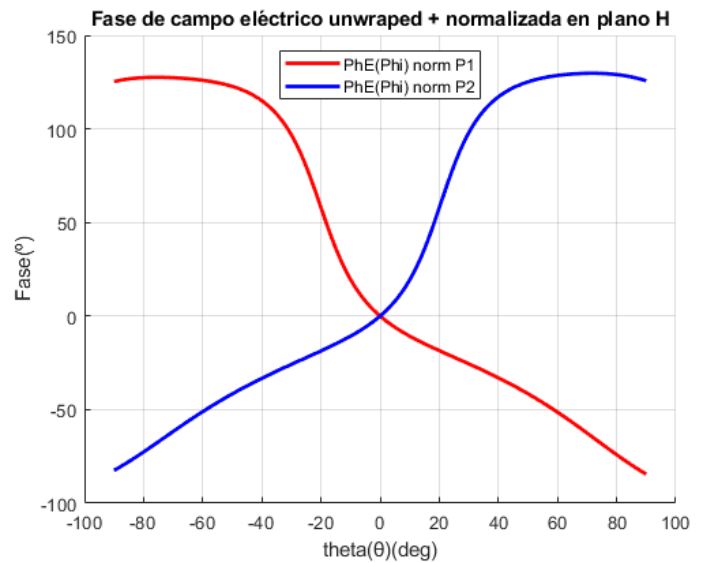
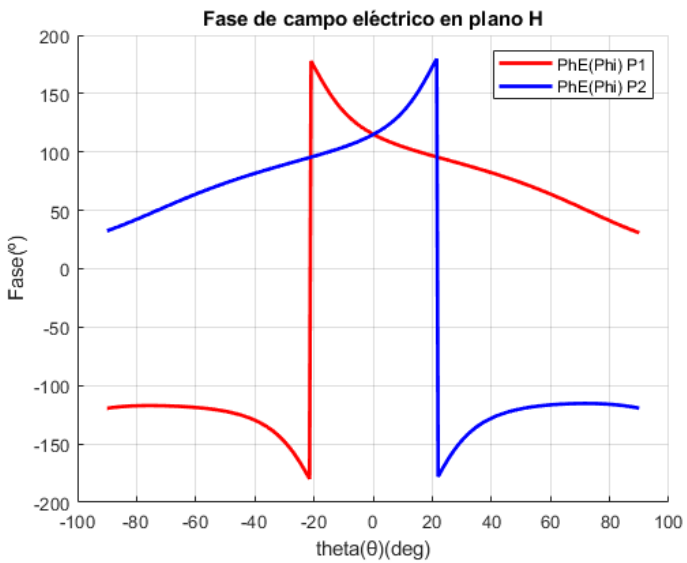


Figura 2.28- Fase de campo eléctrico radiado, antena individual

Análisis de resultados

-Diagramas en módulo:

En primera instancia, podemos observar que los diagramas en módulo son muy parecidos a los diagramas de radiación en potencia. Esto es debido a que el módulo del campo eléctrico radiado y la potencia radiada se relacionan de forma escalar con las ecuaciones (2.12)-(2.14).

$$W_{rad} = \iint_S \frac{|\vec{E}(t)|^2}{2 \cdot Z_c} \cdot d\vec{S} \quad (W) \rightarrow W_{rad} = \frac{|\vec{E}(t)|^2}{2 \cdot Z_c} \cdot A \cdot B \quad (W) \quad (2.17)$$

Donde A y B representan una región espacial rectangular de tamaño A·B mm.

Por esta razón, ambos diagramas son idénticos en forma, y la ganancia del diagrama en campo eléctrico es aproximadamente la raíz cuadrada de la ganancia del diagrama en potencia, lo cual es lógico según lo que nos indica (2.17).

Para el diagrama normalizado, se ha llevado a cabo una normalización en base 20 del campo eléctrico, pues en (2.17) podemos apreciar que la relación entre ambos parámetros es cuadrática, por lo que para analizar el campo eléctrico normalizado y por las propiedades de los logaritmos, se debe de aplicar esta nueva base.

Observamos que el apuntamiento de los haces se mantiene, y el corte a -3dB es prácticamente idéntico al de potencia, con una desviación de 0.9º aproximadamente.

Podemos concluir que los resultados obtenidos para los diagramas de radiación en potencia son extrapolables para los diagramas en módulo de campo eléctrico, por lo que no será necesario hacer ninguna variación en los resultados obtenidos.

-Diagramas en fase:

Inicialmente se muestra la fase del campo eléctrico radiado en los distintos ángulos theta del plano H. Podemos observar como la respuesta, al igual que para los campos en módulo, es simétrica con respecto al puerto opuesto.

Por otro lado, apreciamos un salto de fase en el ángulo de apuntamiento de ambos haces. Esto es debido a que la fase en grados se encuentra limitada en $\pm 180^\circ$, por lo que al alcanzar los 180° de fase, se produce un salto a -180° de fase y viceversa, de forma que el desfase pueda seguir aumentando.

Para solucionar esto y mejorar la visualización del desfase, se han aplicado dos medidas:

-La función "unwrap" de MATLAB permite eliminar los saltos de fase, consiguiendo una evolución continua del desfase. Siempre que el salto entre ángulos consecutivos sea mayor o igual a π radianes, la función "unwrap" desenvuelve los ángulos sumando múltiplos de $\pm 2\pi$ hasta que el salto sea menor que π .

-Inicialmente, el punto de referencia para medir el desfase en los haces radiados por los dos puertos eran precisamente los propios puertos, tal que el desfase de un haz aumenta con respecto se aleja del puerto. Para reducir el desfase producido y tomar una referencia común en ambos puertos, se ha optado por colocar el punto de referencia en el ángulo theta0, de forma que cuanto más se aleje el haz de este punto, mayor será el desfase.

Aplicando estos dos métodos resulta la segunda gráfica de la figura 2.28, donde el desfase sufre un crecimiento exponencial en la región comprendida entre los apuntamientos de los haces, región conocida como Field Of View (FoV), y un crecimiento lineal fuera de esta.

2.4.5- Eficiencia de la antena

En esta penúltima sección del estudio previo, se obtendrán las eficiencias del sistema de forma práctica (haciendo uso de HFSS) y teórica. El código empleado se encuentra en A.6, así como su explicación en B.6

Se mostrarán dos tipos de eficiencia:

-Eficiencia de sistema: Indica el porcentaje de potencia entregada con respecto a la perdida.

-Eficiencia de radiación: Nos indica el porcentaje de potencia entregada a la antena que es radiado.

$$(2.18) \quad \eta_{SISTEMA} = \frac{W_{ENTREGADA}}{W_{PERDIDA}}$$

$$(2.19) \quad \eta_{RAD} = \frac{W_{RAD}}{W_{ENTREGADA}}$$

Método práctico

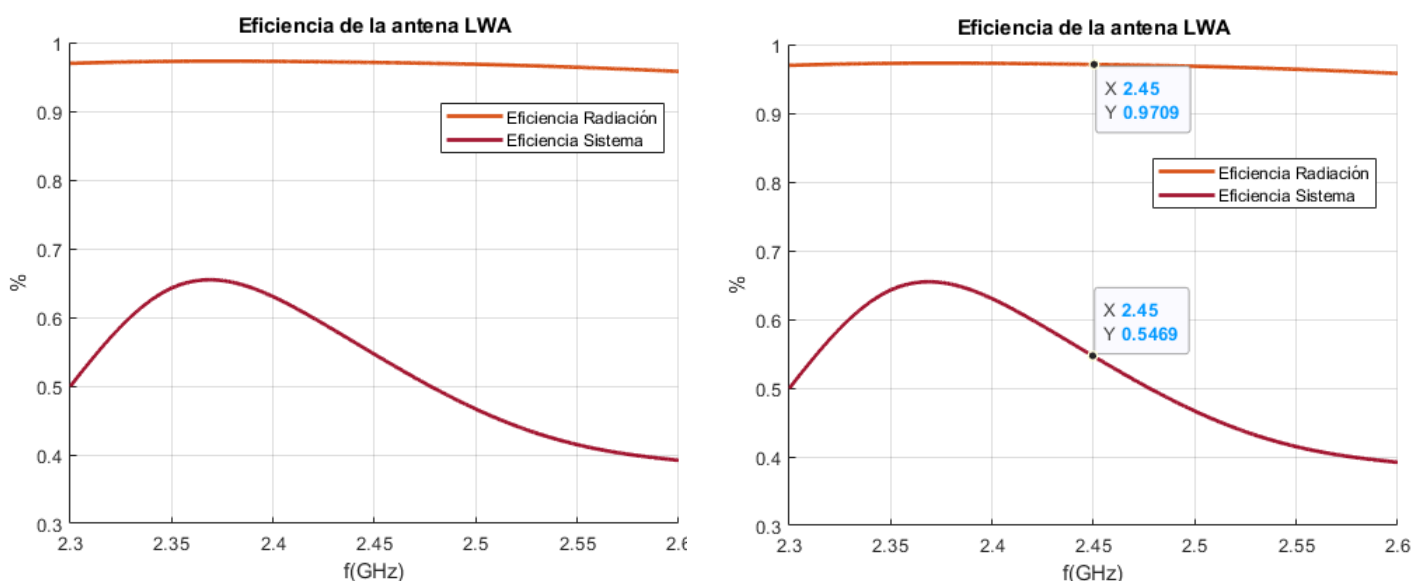


Figura 2.29- Eficiencias, antena individual

Método teórico

Se obtiene a partir del cociente entre la "RealizedGain" y "Directivity" en la dirección de radiación. En nuestro caso será para el plano H, pues es el plano que nos indica la directividad de la antena, por lo que trabajaremos con polarización en "phi". Dado que la directividad y ganancia son muy semejantes para todos los puertos, no importa en cual de estos lo calculemos.

$$\eta = \frac{D}{G_{MAX}} = \frac{6.0277}{6.1604} = 97.1 \% \quad (2.20)$$

Vemos que el valor obtenido es el mismo que para la eficiencia de radiación.

Análisis de resultados

Observamos que la eficiencia de radiación es bastante alta (97.09 %), lo cual quiere decir que prácticamente toda la potencia entregada al circuito es radiada por la antena, siendo este el objetivo principal del diseño.

Por otro lado, la eficiencia del sistema toma un valor de 54.69%. Este valor es bastante malo, y quiere decir que se pierde casi la mitad de la potencia en la entrega de esta a la antena.

Quizás se deba a que los valores de los parámetros de reflexión son ciertamente mejorables, perdiendo parte de la potencia en los puertos por desadaptación.

2.5- Funciones monopulso

Las técnicas de detección monopulso se remontan a los años 70, y presentan una alternativa mucho menos rudimentaria que los sistemas anteriores basados en la transmisión de pulsos múltiples.

En los sistemas de radar de pulsos múltiples, se emitían varios pulsos de radar y se esperaba a recibir los ecos de cada pulso antes de procesar la información. Cada pulso se utilizaba para medir un parámetro específico, como la amplitud para determinar la presencia de un objetivo, el tiempo de vuelo para calcular la distancia al objetivo, y la frecuencia Doppler para determinar la velocidad del objetivo[105].

Sin embargo, estos sistemas presentaban algunas limitaciones. Requerían un mayor consumo de energía y ancho de banda debido a la emisión de múltiples pulsos. Además, la adquisición y el procesamiento de la información se volvían más lentos debido al tiempo necesario para recibir los ecos de cada pulso y luego correlacionarlos.

En contraste, los sistemas de radar monopulso se desarrollaron para superar estas limitaciones. Con un solo pulso de radar, estos sistemas podían adquirir y rastrear un objetivo de manera más eficiente. La información necesaria se obtenía a partir de un único pulso, lo que permitía una mayor velocidad de procesamiento y un mejor rendimiento en entornos con ruido e interferencias[106].

Para ello, los radares monopulso detectan la posición de los objetivos mediante la potencia y fase relativa en los puertos de la antena, generada por el pulso transmitido en su regreso. De esta forma, si se recibe un pulso determinado, tal que la potencia en el puerto 1 es “n” veces la del puerto 2, y la fase en el puerto 1 es “i” veces la del puerto 2, detectaremos una posición 1D determinada.

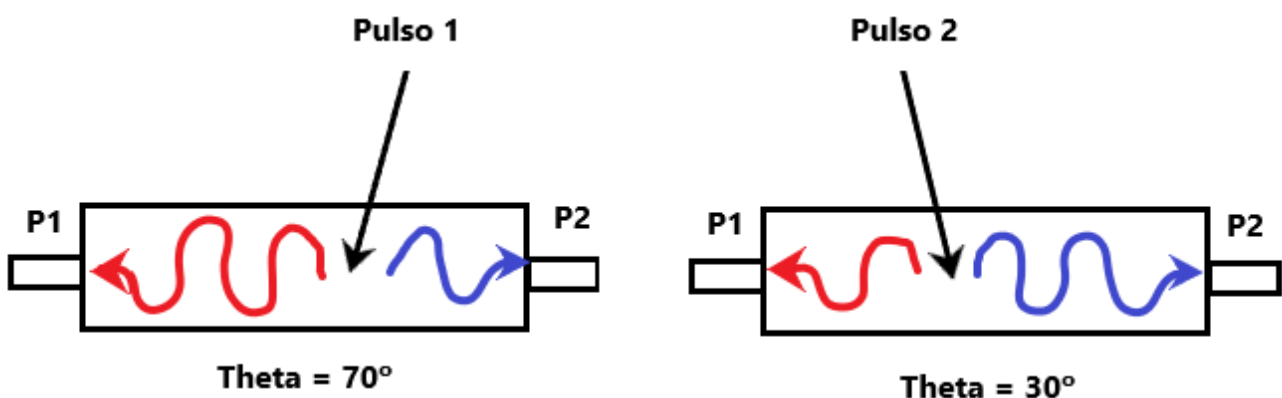


Figura 2.30- Ejemplo funcionamiento monopulso

Con el fin de simplificar el proceso de detección, existen unas funciones denominadas funciones monopulso.

Estas no son más que relaciones de potencias y fases entre los puertos receptores, tal que para una potencia o fase relativa detectada en la recepción, se acude a las funciones monopulso en amplitud y en fase respectivamente para obtener en conjunto el ángulo theta de llegada.

Para la detección 1D, no es necesario conocer la función monopulso en fase, y tampoco es suficiente para la detección 2D, ya que se requieren al menos 3 puertos con registro de ambas magnitudes, sin embargo, es una herramienta importante a tener en consideración.

2.5.1- Función monopolso en amplitud

La función monopolso en amplitud permite relacionar de manera directa la potencia relativa en los puertos de la antena con el ángulo theta de recepción de señal. Para ello, hace uso de dos funciones auxiliares, cuya definición se basa en una comparación aritmética de los diagramas de radiación en los puertos de la antena:

- Delta: Se obtiene como la diferencia entre el diagrama en potencia (o en módulo de campo eléctrico) de los dos puertos de la antena.
- Sum: Se obtiene como la suma entre el diagrama en potencia (o en módulo de campo eléctrico) de los dos puertos de la antena.
- Función monopolso en amplitud (AMF): Cociente de la función delta y la función suma.

$$AMF = \frac{Delta}{Sum} = \frac{DRP (P1) - DRP (P2)}{DRP (P1) + DRP (P2)} \quad \text{DRP} = \text{Diagrama de Radiación en Potencia} \quad (2.21)$$

Es importante tener en cuenta algunos detalles para la obtención de esta función:

-El orden de los puertos en la ecuación no es importante, aunque la nomenclatura se debe de mantener durante todo el algoritmo de detección. En este caso, se ha seleccionado la suma y diferencia del puerto 1 con respecto al puerto 2, por simple estética de la función.

-Las funciones auxiliares deben de calcularse a partir de los diagramas de radiación en potencia (o en módulo de campo eléctrico) no normalizados y en formato lineal. Si se normalizan los diagramas, se podrían obviar ciertos desbalances entre los haces de los puertos que afecten al resultado final. Por otro lado, el formato debe ser lineal, ya que la ecuación está definida en formato lineal.

En nuestro caso particular, se utilizarán los diagramas en módulo de campo eléctrico para obtener la AMF.

El código empleado se encuentra en A.7, así como su explicación en B.7

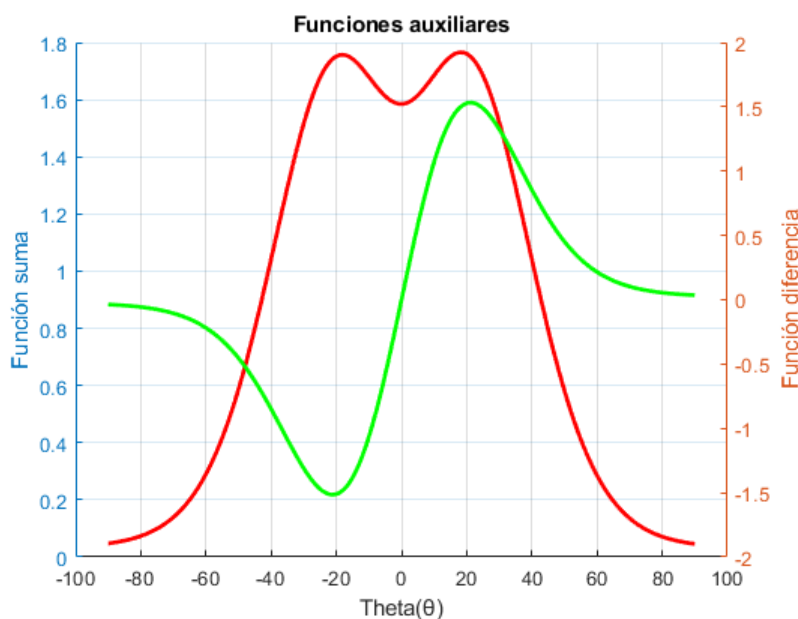


Figura 2.31- Funciones auxiliares, AMF, antena individual

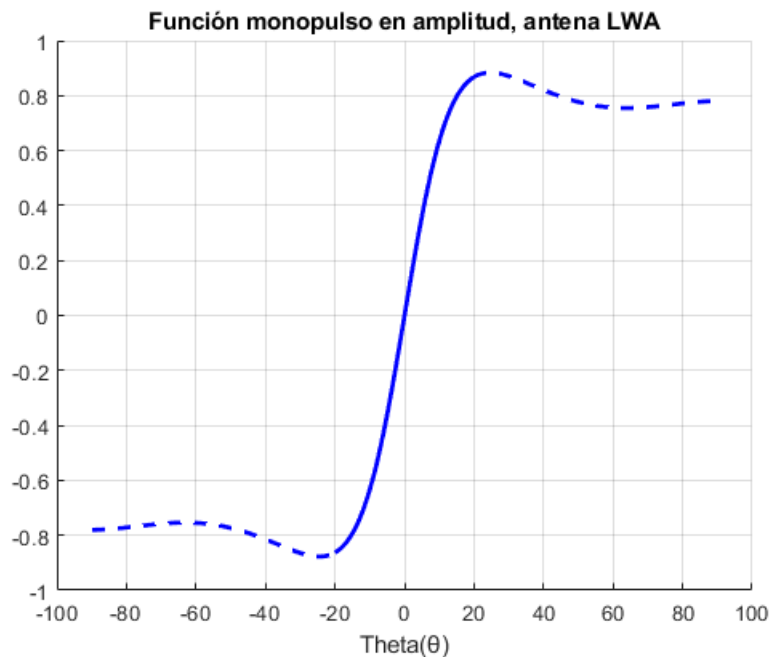


Figura 2.32- Función monopulso en amplitud, antena individual

Podemos observar dos secciones de la gráfica diferenciadas según el formato de la línea de representación(figura 2.32):

- **Región Field Of View (FoV):** Sección con línea continua. En esta región, la detección del ángulo theta se lleva a cabo de forma ideal, pues cada valor de potencia relativa en los puertos tiene asociado un único ángulo theta.

Esta región abarca todos los ángulos comprendidos entre el apuntamiento de los haces en ambos puertos. En nuestro caso, el FoV se define en el umbral: $[-20, 20]^\circ$

- **Región de ambigüedad:** Sección de línea discontinua. En esta región se pueden cometer errores en la detección del ángulo theta debido a la ambigüedad en la detección. Para un determinado valor de potencia detectado, existen varios ángulos relacionados con dicha potencia, por lo que es imposible saber cuál es el correcto.

Es recomendable que los sistemas radar que emplean este tipo de algoritmos de detección trabajen en la región FoV.

Los valores que adquiere la función en la región FoV se encuentran acotados entre ± 0.8677 . Esto es lógico, pues por la propia definición de la AMF, los valores de esta función nunca podrán superar el umbral de ± 1 . Esto permite que, independientemente de la precisión y las unidades de las potencias recibidas, la potencia relativa adquiera valores relativamente sencillos de tratar.

2.5.2- Función monopulso en fase

La función monopulso en fase permite relacionar de manera directa la fase relativa en los puertos de la antena con el ángulo theta de recepción de señal. Para ello, hace uso de una función auxiliar, cuya definición se basa en la diferencia de fases de los campos radiados en los puertos de la antena:

- Delta: Se obtiene como la diferencia de fases de los campos radiados en los puertos de la antena.
- Función monopulso en fase (PMF) = Delta

$$PMF = \Delta = FCR(P1) - FCR(P2) \qquad FCR = \text{Fase de Campos Radiados} \qquad (2.22)$$

Es importante tener en cuenta algunos detalles para la obtención de esta función:

- Se debe mantener la nomenclatura definida en la sección AMF.

-La función auxiliar se calcula haciendo uso de las FCR's "unwrapped" y normalizadas, al contrario que en la AMF, ya que:

El proceso de "unwrapped" permite eliminar los saltos de fase, que producen ambigüedades en la función y limita la capacidad detectora de esta.

La normalización elimina las asimetrías provocadas en los diagramas, de forma que la PMF mantenga su simetría característica. El código empleado se encuentra en A.8, así como su explicación en B.8

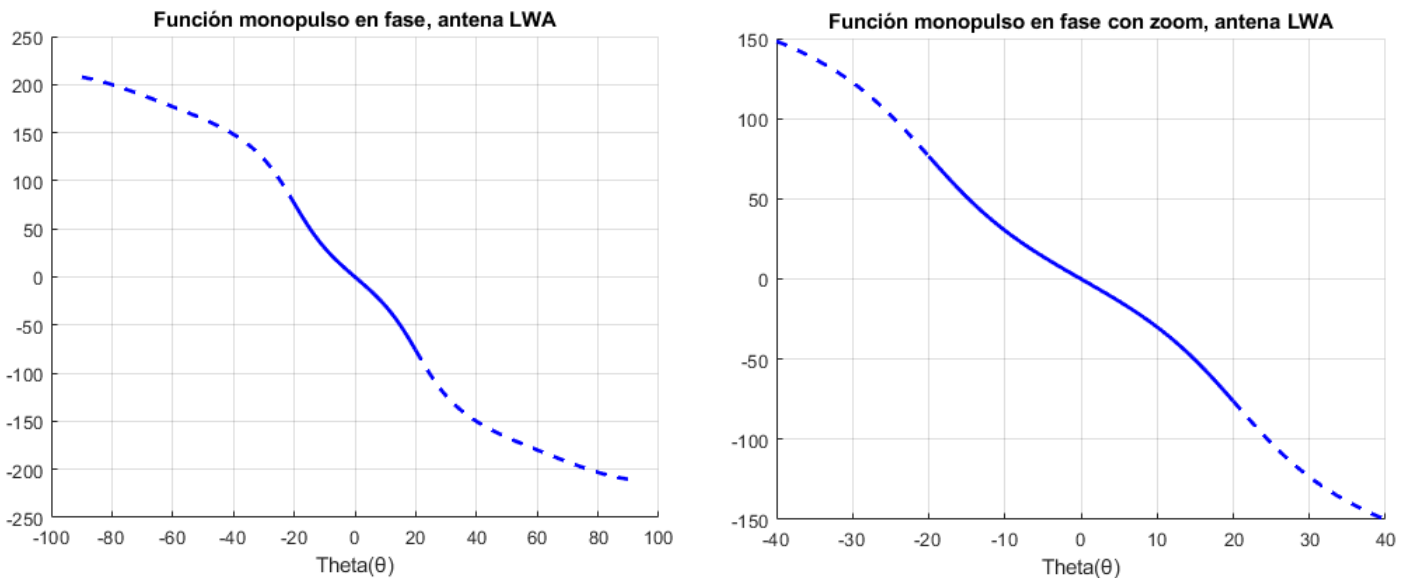


Figura 2.33- Función monopulso en fase, antena individual

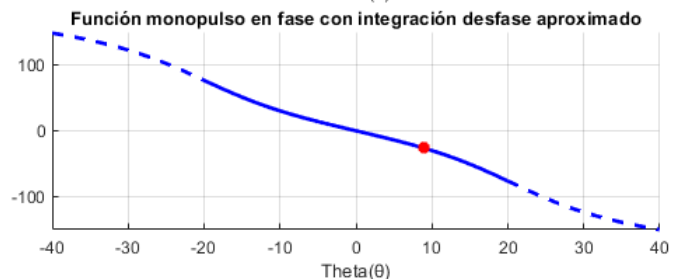
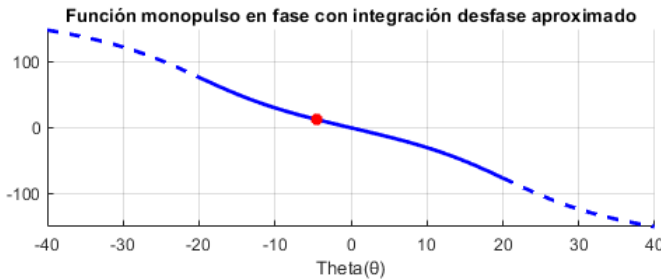
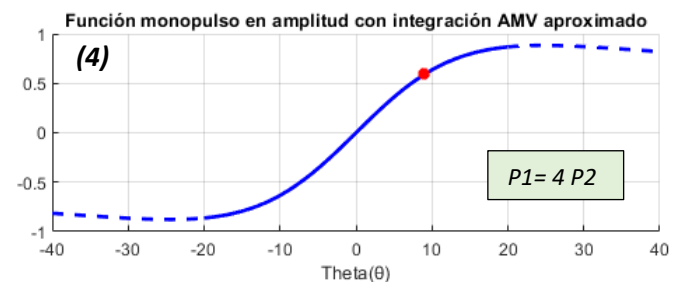
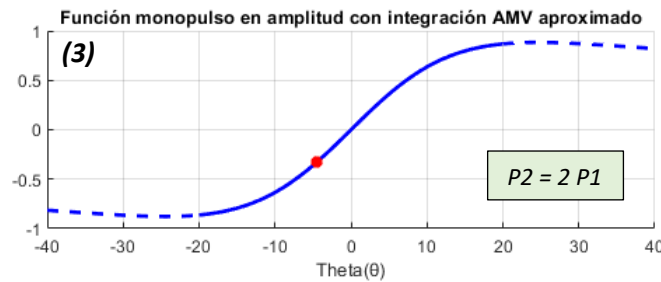
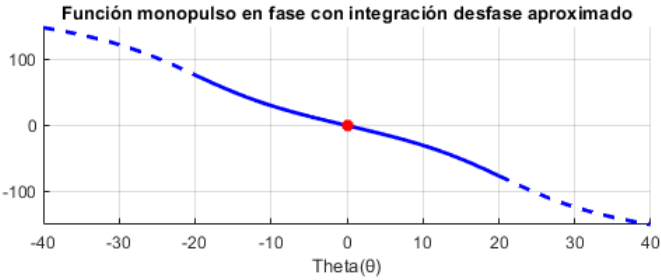
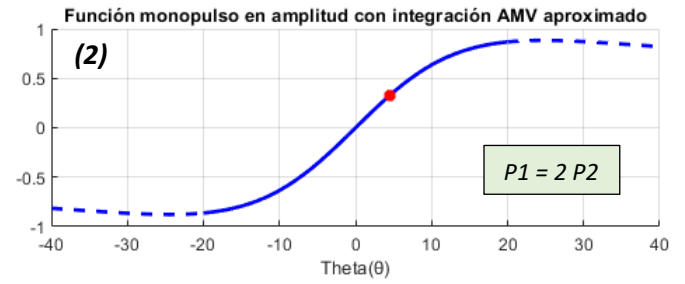
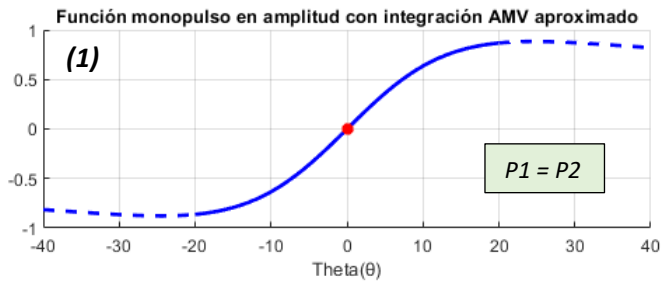
Si bien es cierto que no existe como tal una región FoV y región de ambigüedad en las PMF's (ya que la función no presenta ambigüedad en todo su dominio), al utilizarse de manera combinada con las AMF's, estas últimas limitarán los ángulos de trabajo del conjunto en torno a el FoV.

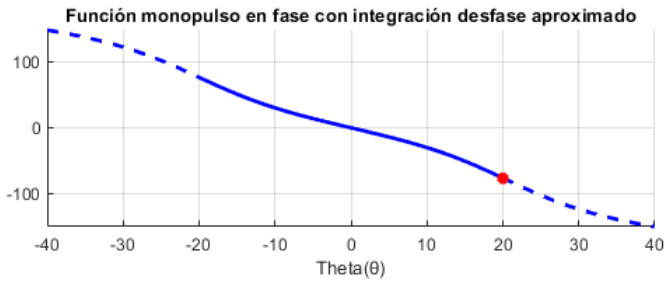
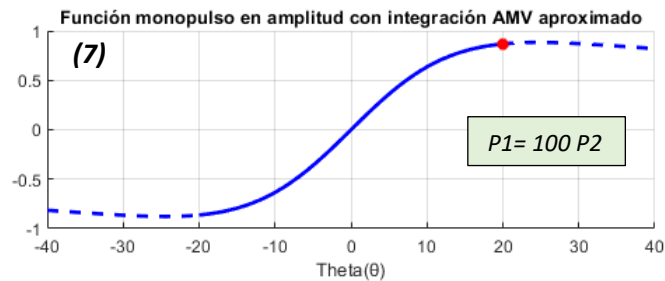
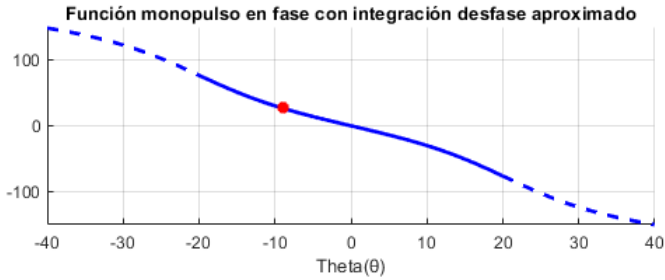
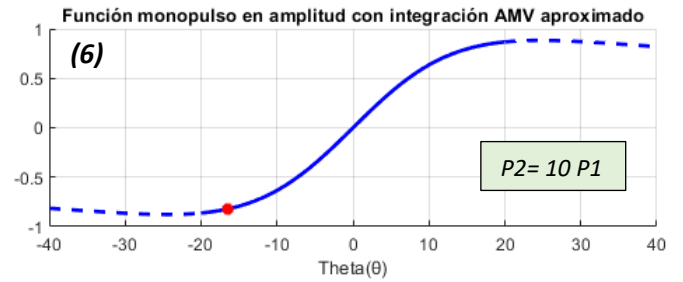
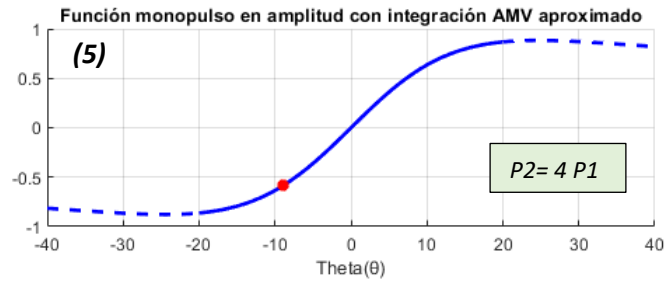
2.5.3- Detección de objetos en 1D

El proceso de detección se puede llevar a cabo utilizando AMF's o PMF's, pues ambas establecen relaciones entre datos recibidos en los puertos y ángulos de detección. Sin embargo, es común emplear la función AMF, pues trabajar con módulos implica una mayor simplicidad que trabajar con fases.

Aun así, la función PMF nos puede brindar información extra en combinación con la AMF, y viceversa.

En este apartado se demostrará el funcionamiento conjunto de ambas funciones, empleando AMF como principal. El código empleado se encuentra en A.9, así como su explicación en B.9





- (1) $AoA(\theta) = 0^\circ$; $Desfase = 0^\circ$
- (2) $AoA(\theta) = 4.5^\circ$; $Desfase = -12.47^\circ$
- (3) $AoA(\theta) = -4.5^\circ$; $Desfase = 12.52^\circ$
- (4) $AoA(\theta) = 9.5^\circ$; $Desfase = -28.24^\circ$
- (5) $AoA(\theta) = -9.5^\circ$; $Desfase = 28.32^\circ$
- (6) $AoA(\theta) = -16^\circ$; $Desfase = 55.84^\circ$
- (7) $AoA(\theta) = 20^\circ$; $Desfase = -76.24^\circ$

Figura 2.34- Funcionamiento AMF + PMF , antena individual

El objetivo propuesto es localizar el "Angle of Arrival" (AoA) del pulso recibido en la antena LWA, haciendo uso de la potencia y fase relativas detectadas en los puertos receptores.

Para poder aplicar las funciones monopulso, se generan dos valores conocidos como:

-Amplitud Monopulse Value (AMV): Se obtiene aplicando la fórmula de la AMF sobre los valores de potencia recibidos en los puertos.

-Phase Monopulse Value (PMV): Se obtiene aplicando la fórmula de la PMF sobre los valores de desfase recibidos en los puertos.

$$(2.23) \quad AMV = \frac{Pot(P1) - Pot(P2)}{Pot(P1) + Pot(P2)}$$

$$(2.24) \quad PMV = Desf(P1) - Desf(P2)$$

Una vez extraídos los AMV y PMV, se buscará el valor del AMV en la AMF.

No obstante, dado que la resolución angular del diseño realizado en Ansys es de $\theta[0.5]$, es posible que el AMV no corresponda a ninguno de los valores de potencia AMF generados en la función monopolso, ya que para que cualquier $AMV=AMF$, sería necesario tener una resolución en "theta" ideal, es decir, un vector continuo.

Como este no es el caso, busco aproximar el valor del AMV a uno de los valores AMF disponibles.

En los resultados podemos apreciar que, a mayor diferencia exista entre las potencias recibidas, mayor será el ángulo de llegada, siendo este máximo (o mínimo, dependiendo de que puerto reciba mayor potencia) cuando la diferencia entre potencias es relativamente grande.

Esto es lógico, pues cuanto más lejos impacte la onda de un puerto, mayor recorrido realizará hasta llegar a este, produciéndose no solo un gran retardo (que previamente ha sido normalizado), sino también una atenuación de la onda.

También observamos que, a pesar de que la potencia relativa aumente en gran medida, es imposible detectar valores fuera de la FoV, pues el código así se ha diseñado para evitar salir de esta región.

3-Diseño de la antena monopulso híbrida

Aplicando los conocimientos y resultados obtenidos durante el diseño y caracterización de una antena LWA individual en el estudio previo, se propone el diseño de un array de antenas formado por la superposición de dos antenas HWLWA, de forma que se puede avanzar hacia la localización 2D con un método de comparación de fases que se explicará en apartados posteriores.

El objetivo detrás del diseño de esta antena es llevar a cabo la obtención del DoA en 2D utilizando únicamente dos puertos. Hasta ahora, solo se ha logrado esto utilizando cuatro puertos y funciones monopulso en amplitud o en fase.

Lograr esto permitiría que el diseño de la antena fuera más simple, compacto y mucho más eficiente en términos de energía y gestión de información.

Cabe recalcar que los puertos seleccionados deben de ser oblicuos entre sí para llevar a cabo esta nueva técnica de detección.

3.1- Estructura física

A pesar de tratarse de un array de antenas, se pretende que el resultado físico sea lo más compacto posible, y al mismo tiempo que el funcionamiento de este sea, como mínimo, igual de positivo que para la antena individual previamente diseñada.

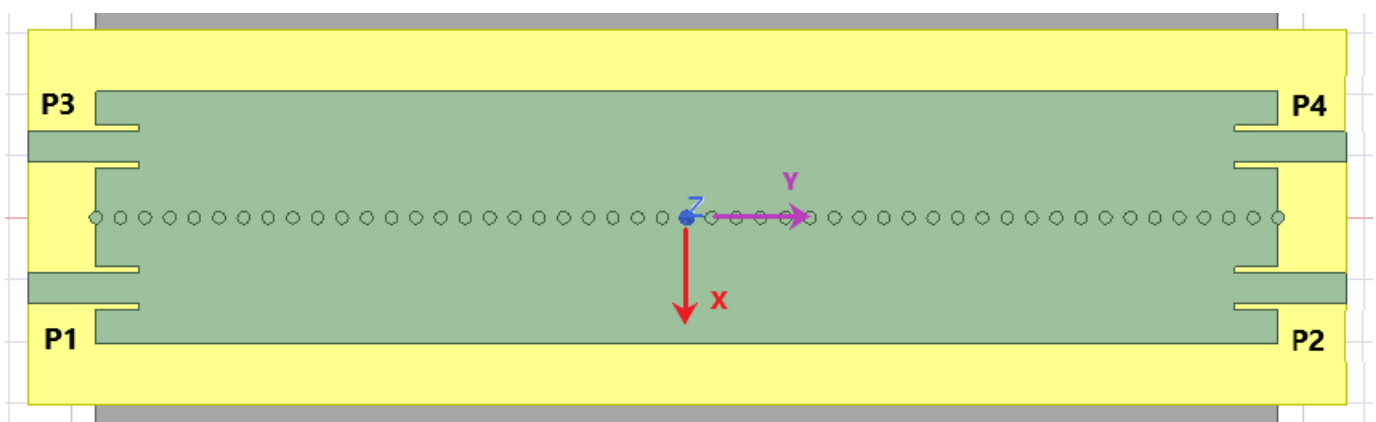


Figura 3- Estructura física antena array

Se han probado varias disposiciones de las antenas que componen el array, entre las que se encuentran:

-Antenas paralelas y separadas: La primera configuración y la más sencilla. No se logró optimizar la antena, pues la única solución encontrada requería de grandes separaciones entre antenas (del orden de decenas de centímetros), por lo que el sistema dejaría de ser considerado como un array.

-Antenas paralelas y unidas: Esta nueva configuración es semejante a la anterior, pero en este caso la segunda antena se encuentra invertida verticalmente con respecto a la antena original, de forma que la sección de cortocircuito de ambas antenas se encuentre cercanas una a la otra, permitiendo así jugar con la cercanía entre ambas. De nuevo, no se logró converger a un resultado óptimo, aunque la radiación conjunta se acercaba más a lo esperado que la configuración anterior.

Finalmente, se optó por una tercera configuración (figura 3), donde ambas antenas se fusionan en una sola, de forma que comparten la sección de cortocircuitado.

Esto permite eliminar el parámetro “ W_{GUARD} ”, convirtiéndose en el diseño más compacto y de manera simultánea el que mejores resultados ofrece.

Los parámetros físicos de este array son los siguientes:

f_{trabajo}	$\epsilon_r(\text{sustrato})$	$\epsilon_r(\text{metal})$	H_{Subs}	H_{Metal}	<i>CONFIG 1</i>	
2.45 GHz	2.2	1	1.575 mm	0.035 mm		
W_L	W_R	d_0	p_0	$W_{\text{MS tromp}}$	$W_{\text{Move adapt}}$	
10 mm	10 mm	2 mm	4 mm	0.5 mm	1.25 mm	
L_A	W	L_{MS}	W_{MS}	L_{IN}	W_{Slot}	
156 mm	20.63 mm	6.54 mm	4.5 mm	7 mm	7 mm	

f_{trabajo}	$\epsilon_r(\text{sustrato})$	$\epsilon_r(\text{metal})$	H_{Subs}	H_{Metal}	<i>CONFIG 2</i>	
2.45 GHz	2.2	1	1.575 mm	0.035 mm		
W_L	W_R	d_0	p_0	$W_{\text{MS tromp}}$	$W_{\text{Move adapt}}$	
10 mm	10 mm	2 mm	4 mm	0.5 mm	1.26 mm	
L_A	W	L_{MS}	W_{MS}	L_{IN}	W_{Slot}	
192 mm	20.4 mm	6.52 mm	4.85 mm	7 mm	7 mm	

Figura 3.1- Parámetros físicos del array, configuraciones

Se proponen dos configuraciones con objetivos distintos:

-Configuración 1: Se ha llevado a cabo partiendo de la configuración base obtenida para la antena individual. Se logra un apuntamiento en plano H a $\pm 20^\circ$ y corte a -3dB más preciso con respecto a la antena individual en los cuatro puertos de la antena.

El hecho de lograr una optimización completa en los cuatro puertos hace de esta una configuración óptima para aquellos diseños que emplean detección 2D con tres o más puertos.

Este array es, además, muy compacto. La longitud de la antena es de 15 cm, y la mayor parte de los parámetros han sido optimizados de manera que sean sencillos de tratar en la fabricación de la antena.

El único inconveniente son los parámetros “S” de reflexión en los puertos de la antena, pues son del orden de -10dB, lo cual no es plausible para las aplicaciones propuestas en esta antena.

-Configuración 2: Se busca la mejora de los parámetros “S”, manteniendo la calidad de radiación del array.

El apuntamiento en plano H pasará a ser de $\pm 17.5^\circ$, estrechando ligeramente el FoV. Sin embargo, esto no es un problema, pues existe la posibilidad de emplear técnicas de multiplexado en frecuencia de haces, permitiendo agrandar el FoV. El corte a -3dB sigue siendo extremadamente bueno, al igual que para la primera configuración.

Esta configuración permite el uso de los cuatro puertos al igual que en la primera configuración, a cambio de perder una pequeña sección de la FoV. Dado que los puertos optimizados son oblicuos entre sí, se trata de una configuración apta.

Otro inconveniente de esta antena es que no es tan compacta como la anterior, pues su longitud es de 19.5 cm.

Como aspecto positivo, se ha conseguido una mejora general en los parámetros "S" de la antena, de forma que:

- Los parámetros de reflexión se mantienen en torno a los -17 dB, mejorando extremadamente la adaptación de la antena.
- Los parámetros de transmisión aumentan a 5.5 dB, mejorando la eficiencia de radiación de la antena.
- Los parámetros de acoplo se ven reducidos, evitando interferencias indeseadas.

Como conclusión, se recomienda la primera configuración para sistemas de detección de más de 2 puertos, y la segunda para el sistema de detección por interferometría propuesto en este TFG.

Dado que se ha seleccionado la segunda configuración, se aplicará un cambio en la nomenclatura de los puertos del array (figura 3.2).

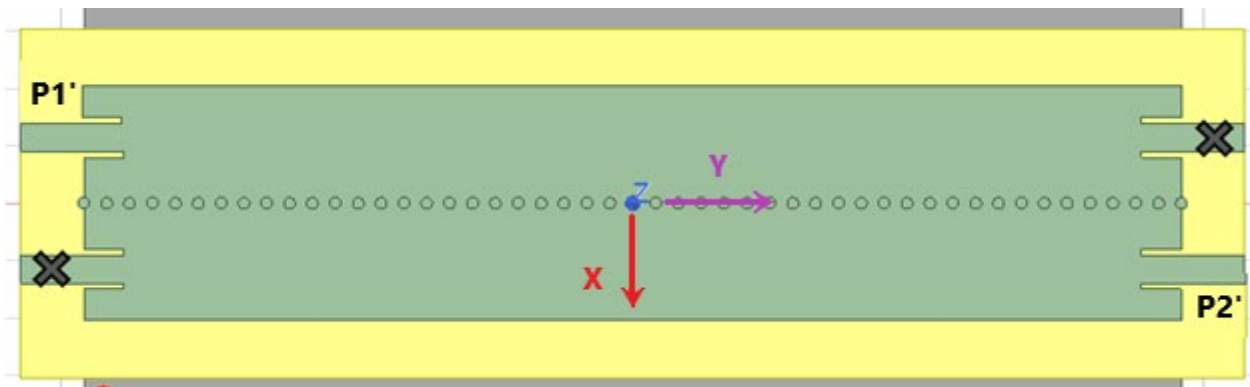


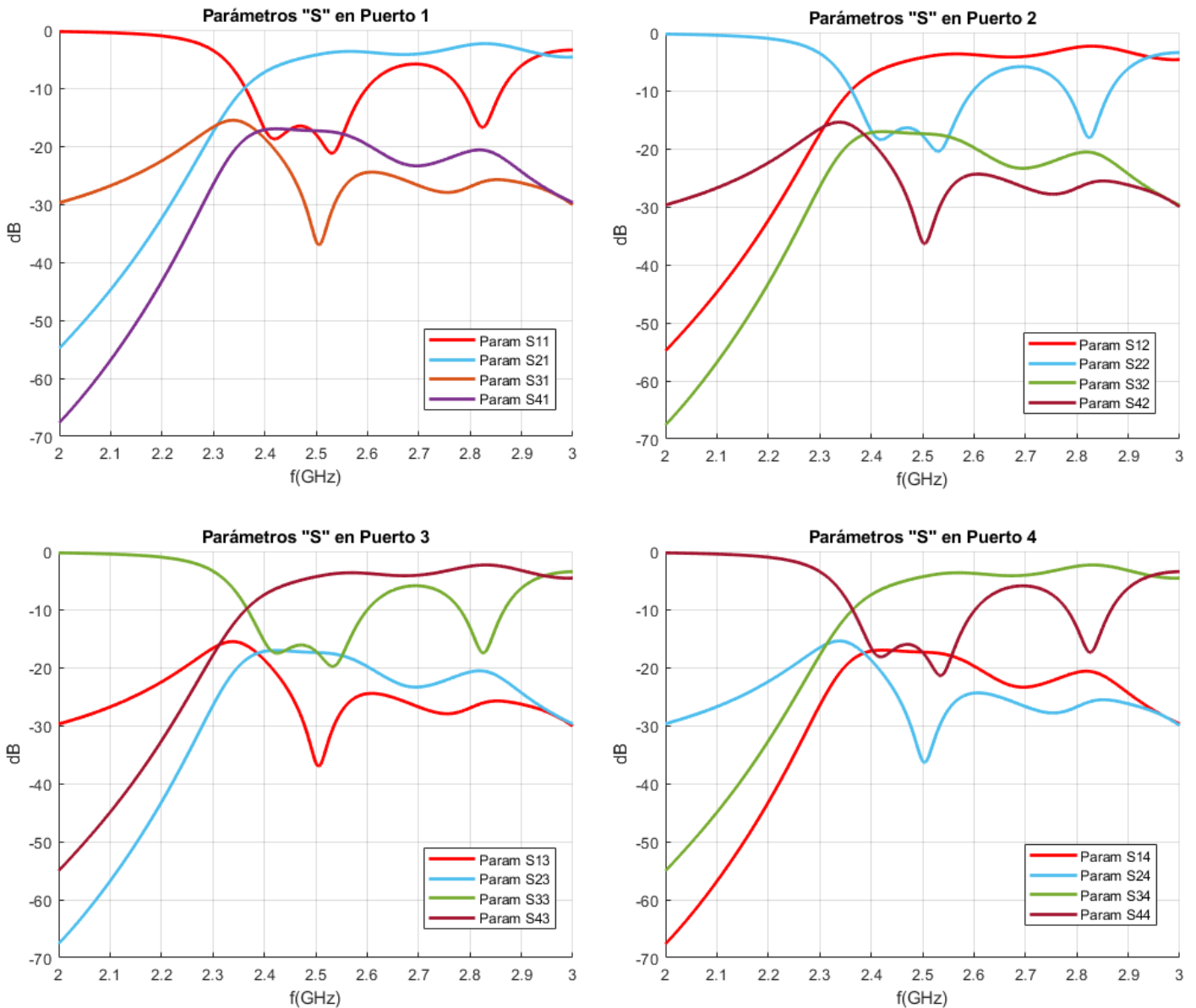
Figura 3.2- Estructura física final antena array

A partir de ahora, el puerto 3 será el nuevo puerto 1, y el puerto 2 seguirá siendo el puerto 2.

3.2- Parámetros "S"

En este apartado se muestran los parámetros "S" en los cuatro puertos de la antena.

Si bien es cierto que únicamente se emplearán los puertos 2 y 3 (P2' y P1' respectivamente), el flujo de potencias entre puertos en uso y deshueso se mantiene, por lo que es importante caracterizarlo para poder cortocircuitar correctamente los puertos no utilizados en la fase de construcción.



$$S(dB) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -17.0872 & -5.3886 & -24.4599 & -17.1450 \\ -5.3886 & -16.9178 & -17.1967 & -24.7391 \\ -24.4599 & -17.1967 & -16.6626 & -5.5215 \\ -17.1450 & -24.7391 & -5.5215 & -16.5716 \end{pmatrix}$$

Figura 3.3- Parámetros "S" array

Los resultados obtenidos de interés se resumen en matriz de la figura 3.3

El código empleado se encuentra en A.10, así como su explicación en B.10

Los parámetros generados en los 4 puertos son muy semejante entre sí. Esto es lógico, pues existe simetría y reciprocidad ideal en el diseño de la antena.

Los parámetros de reflexión se encuentran en el rango aproximado de [-16.5 , -17] dB, siendo menores para los puertos 1 y 2, y mayores para los puertos 3 y 4.

Los parámetros de transmisión se encuentran entre [-5.38 , -5.52] dB, siendo mínimos para los puertos 3 y 4, y máximos para los 1 y 2.

Los parámetros de acoplo se encuentran en el espectro de [-17 , -25] dB, siendo mínimos para los acoplos entre puertos cruzados (1 y 3 o 2 y 4) y máximo para los puertos indirectos (1 y 2 o 3 y 4).

En general, se han logrado mejores resultados que para el diseño de antena individual.

3.3- Eficiencia

Se muestran las eficiencias de radiación y de sistema mediante método práctico y teórico:

El código empleado se encuentra en A.11, así como su explicación en B.11

Método práctico

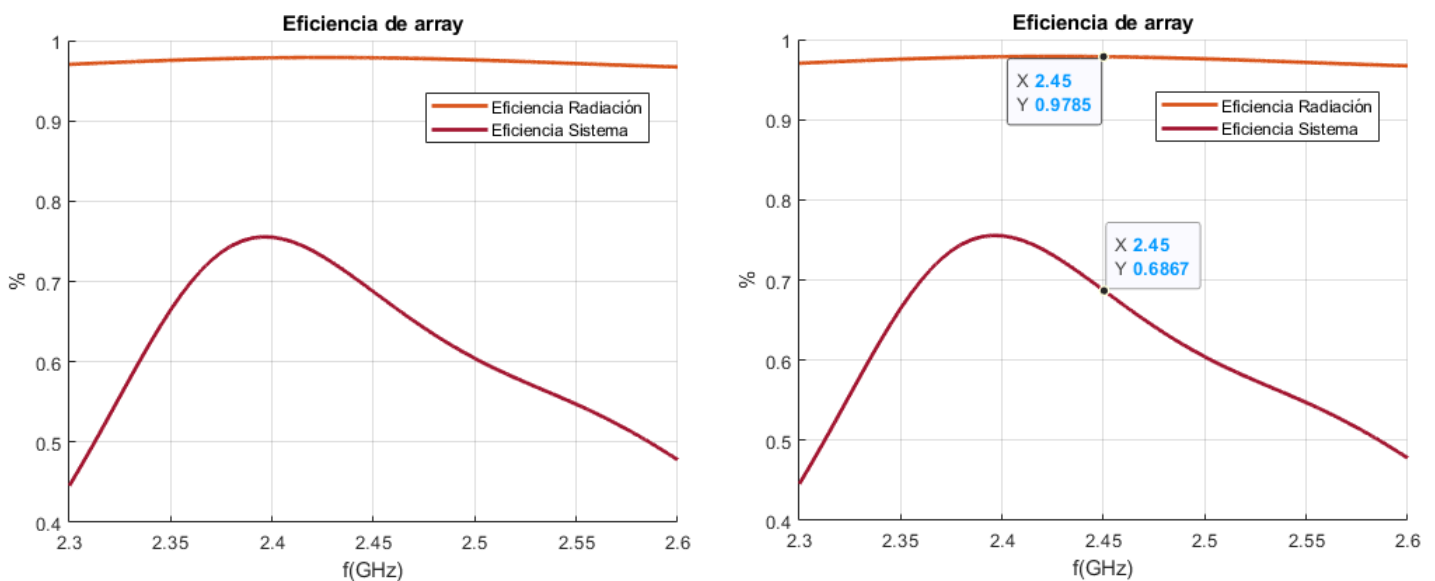


Figura 3.4- Eficiencia array

Método teórico

$$\eta = \frac{D}{G_{MAX}} = \frac{6.0277}{6.1604} = 97.85 \% \quad (3.1)$$

Se han empleado dos métodos para obtener la eficiencia, el primero basado en el análisis numérico de HFSS y el segundo empleando la fórmula mencionada que relaciona la eficiencia de la antena con la directividad y ganancia máxima de esta.

El resultado ha sido una eficiencia de radiación muy buena (97.85 %), lo cual indica que la mayor parte de la potencia introducida al sistema es radiada, y solo una ínfima parte se pierde debido a factores como la impedancia de la antena, la calidad de los materiales, la geometría y la frecuencia de operación.

Por otro lado, la eficiencia del sistema es de 68.72%, es decir, buena parte de la potencia es aprovechada por el sistema, y una parte menor se pierde debido a los factores mencionados en la eficiencia de radiación, y otros factores como las pérdidas de propagación en el material, las pérdidas en el cable de alimentación, las pérdidas de adaptación de impedancia, las pérdidas de acoplo...

La eficiencia del sistema ha mejorado con respecto a la antena individual, llegando a aumentar en torno a un 15%, lo que se traduce en una mejora completa del sistema. Esto es debido a la significativa mejora en los parámetros de reflexión, así como otros factores.

3.4- Sistema de coordenadas cartesiano

En el apartado 2.1, se mencionó que las coordenadas esféricas serían el tipo de coordenadas geométricas principales del sistema y sobre estas se llevarían a cabo las representaciones de los diagramas de radiación.

Hasta ahora, se han mostrado exclusivamente diagramas de radiación en plano H, sin embargo, existen infinitos planos definidos en función de theta y para ángulos “phi” específicos.

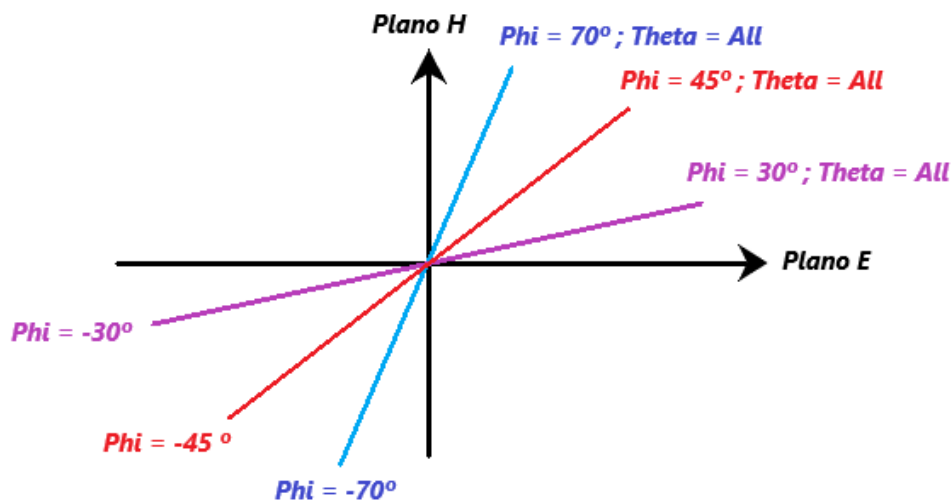


Figura 3.5- Planos en coordenadas esféricas

De esta forma, podemos definir todos aquellos planos que nos interesen, tales como el plano Phi70, Phi45, Phi7.1472... o lo que en este informe hemos denominado planos de referencia: Plano H y Plano E.

La razón por la que estos planos son denominados planos de referencia, es porque podemos poner todos los planos del espacio en función de estos, de forma que podemos decir que el plano Phi70 es equivalente al plano H pero con un desplazamiento en phi de 20°, o equivalente al plano E con un desplazamiento de 70°.

Por consecuencia, podemos decir que el valor del plano Phi70 en theta = 45° se puede expresar como “x” veces el valor del plano Phi90 (Plano H) en theta = 45°, o como “y” veces el valor del plano Phi0 (Plano E) en theta = 45°.

A este concepto de poner un plano en el espacio en función de otro plano se le conoce como “proyección”, de forma que podemos poner un plano como “combinación lineal” de otros planos.

Este concepto es muy útil, ya que permite establecer relaciones entre planos, evitando usar todos los planos del sistema y emplear simplemente los planos de referencia, que actúan como base ortogonal del sistema. Sin embargo, estos conceptos de “proyección”, “combinación lineal” o “base ortogonal” son extraídos de la rama del Álgebra Lineal en las Matemáticas, y como su propio nombre indica, requiere trabajar con sistemas lineales.

Las coordenadas esféricas no son un sistema de coordenadas lineales, pues aparecen relaciones entre parámetros no lineales, como pueden ser funciones sinusoidales. Por esta razón, y con el fin de aplicar los conceptos previamente mencionados, es importante llevar a cabo un cambio de sistema de coordenadas a un sistema cartesiano, tal que en este si se puedan aplicar combinaciones lineales entre los planos:

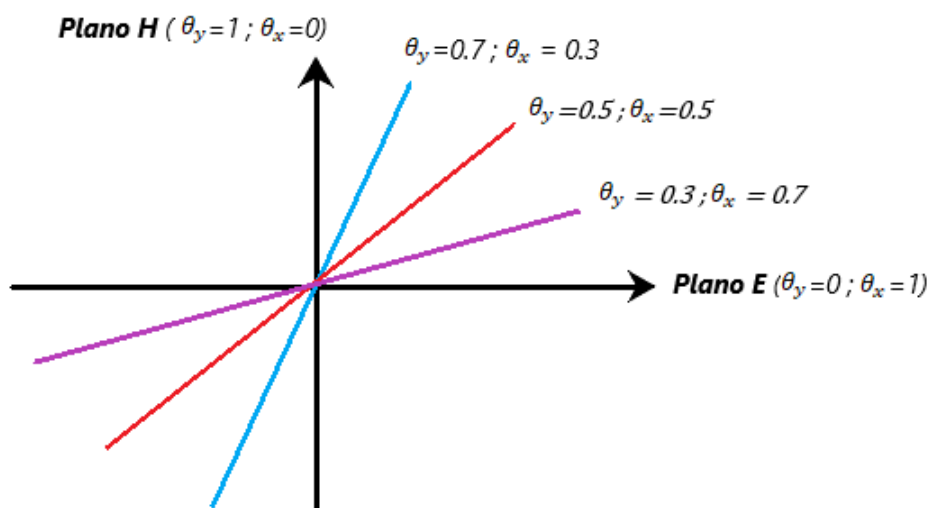


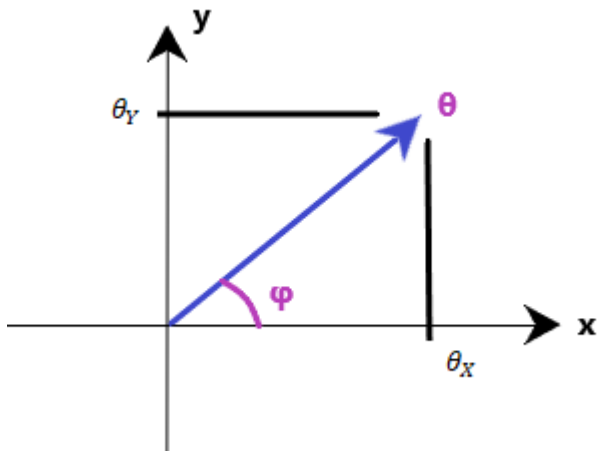
Figura 3.6- Planos en coordenadas cartesianas

Si analizamos el plano H, el vector theta se desplaza en lo que sería el plano YZ en coordenadas cartesianas, mientras que para el plano E, el vector theta se desplaza en el plano XZ.

Comúnmente los ejes de referencia en coordenadas cartesianas se representan como “x” o “y”, pero aprovechando que los planos de referencia H y E se encuentran definidos en función de theta, podemos decir que se tratan de los vectores “theta en x”(θ_x) o “theta en y”(θ_y), pues el vector theta del plano H varía en el plano YZ en coordenadas cartesianas, y el vector theta en plano E varía en el plano XZ en coordenadas cartesianas. Esta nomenclatura permitiría mantener una cercanía con el sistema de coordenadas esférico, pero en un sistema de coordenadas cartesiano.

Podemos ver como un plano se pone como combinación lineal de los plano E y H.

Para llevar a cabo el cambio de coordenadas esféricas a cartesianas, basta con aplicar un cambio de variable entre estas, que en sí se trata de una proyección, eliminando las componentes no lineales:



$$(3.2) \quad u = \sin(\theta_x) = \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi)$$

$$v = \sin(\theta_y) = \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi)$$

De esta forma, podremos alternar entre sistemas de coordenadas en base a la situación puntual.

Figura 3.7- Cambio de variables por proyección

Este concepto de proyección y de combinación lineal será usado de forma constante durante el resto del informe, por lo que este nuevo sistema de coordenadas será de gran utilidad.

3.5- Polarización de campos radiados

En el apartado 2.4.4, se desarrolló el concepto de polarización de los campos radiados en plano H y plano E. Se mencionó que la polarización principal (dirección de máxima radiación) del campo eléctrico en el plano H era la coordenada “phi”, mientras que para el plano E era la coordenada “theta”, y se logró demostrar.

Este concepto era de vital importancia a la hora de seleccionar la coordenada polar desde la que se pretendía analizar el campo radiado, y se va a desarrollar en profundidad en el apartado actual.

Si bien analizar las polarizaciones para los planos E y H fue sencillo, ya que nos encontrábamos en los casos extremos del análisis, la situación se complica a la hora de caracterizar la polarización del campo radiado en cualquier otro plano.

Sabemos que existía una diferencia en polarización entre los planos E y H, es decir, dependiendo del valor “phi” o plano “phi” en el que se busque analizar el campo eléctrico, la polarización varía, pues en el plano H esta era phi, pero para el plano E era theta.

Este concepto se extrapola al resto de planos, de forma que la polarización en un plano cualquiera depende del valor “phi” en el que se defina dicho plano, o dicho de otra forma, el vector de polarización del campo eléctrico sigue una trayectoria o evolución que depende directamente de phi.

Esta dependencia en “phi” ya se encuentra definida en las coordenadas esféricas, y se conoce como “vector unitario azimutal”, y se define como:

$$\vec{p} = \hat{\theta} \cdot \cos(\varphi) - \hat{\Phi} \cdot \sin(\varphi) \quad \vec{p} = rE_{\theta} \cdot \cos(\varphi) - rE_{\Phi} \cdot \sin(\varphi) \quad (\text{Def Ansys}) \quad (3.3)$$

Para entender de forma visual la evolución de la polarización del campo eléctrico con “phi”, se muestra la siguiente figura:

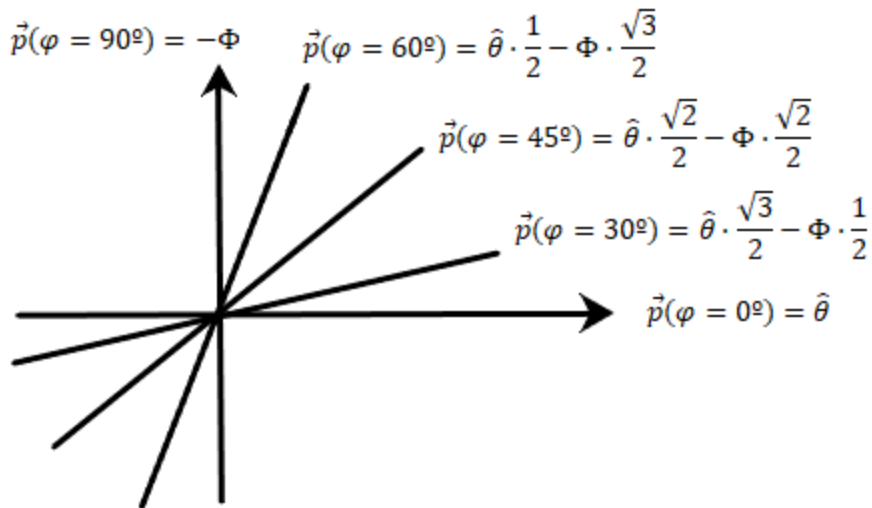


Figura 3.8- Polarización del campo eléctrico, antenas LWA

Donde podemos confirmar que, efectivamente, la polarización en plano H se encuentra en función de “phi”, en el plano E se encuentra en función de “theta” y en el resto de los planos se trata de una combinación lineal de las polarizaciones de los planos E y H, basadas en los principios de la trigonometría.

También se puede comprobar que la relación no solo es vectorialmente unitaria, sino que también existe en formato de módulo y fase del vector de polarización.

Este concepto será importante a la hora de definir la polarización de los campos en el programa “Ansys Electronics”, y así extraer la dimensión de máxima radiación de los campos.

3.6- Diagramas de radiación

En este apartado se mostrarán los diagramas de radiación en 3D y UV, y sus respectivos cortes en planos de referencia (plano E y H), así como las funciones monopulso en estos planos, todo ello haciendo uso de los principios propuestos en los apartados 3.4 y 3.5 del informe.

3.6.1- Diagrama de radiación 3D en potencia

El primer diagrama a considerar será el diagrama 3D. Para ello se hará uso de la herramienta Ansys (figura 3.9).

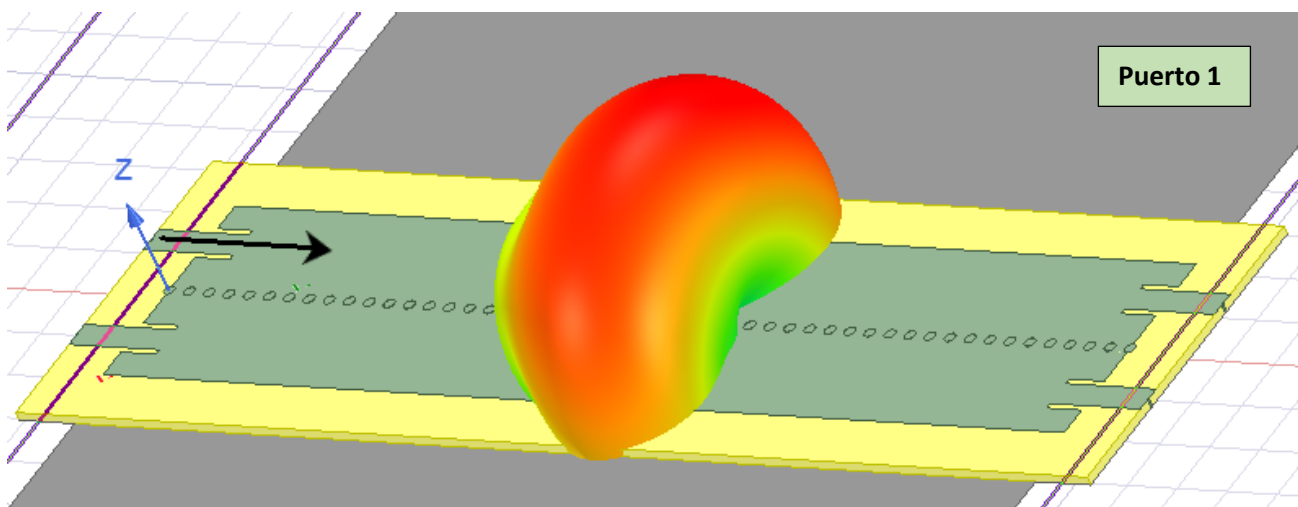


Figura 3.9- Diagrama de radiación 3D array, Puerto 1

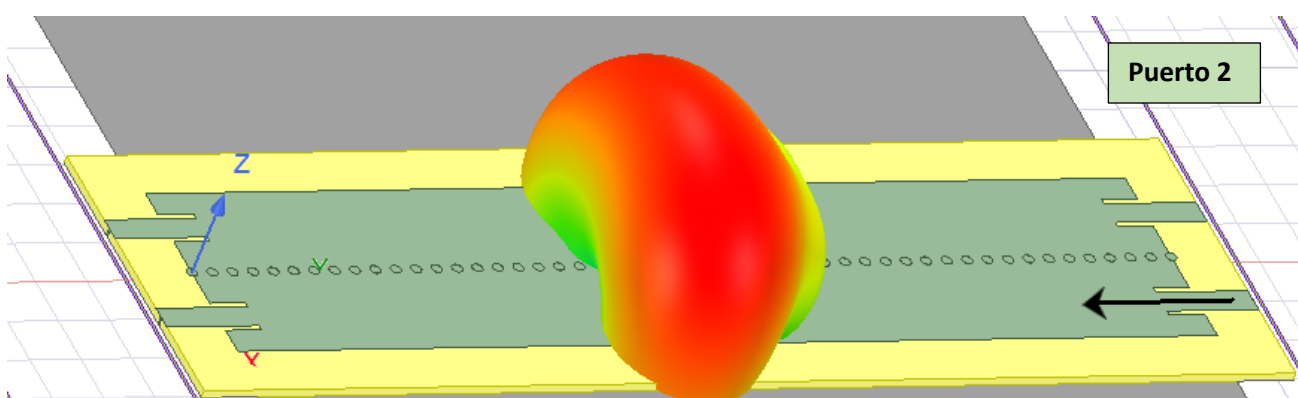


Figura 3.10- Diagrama de radiación 3D array, Puerto 2

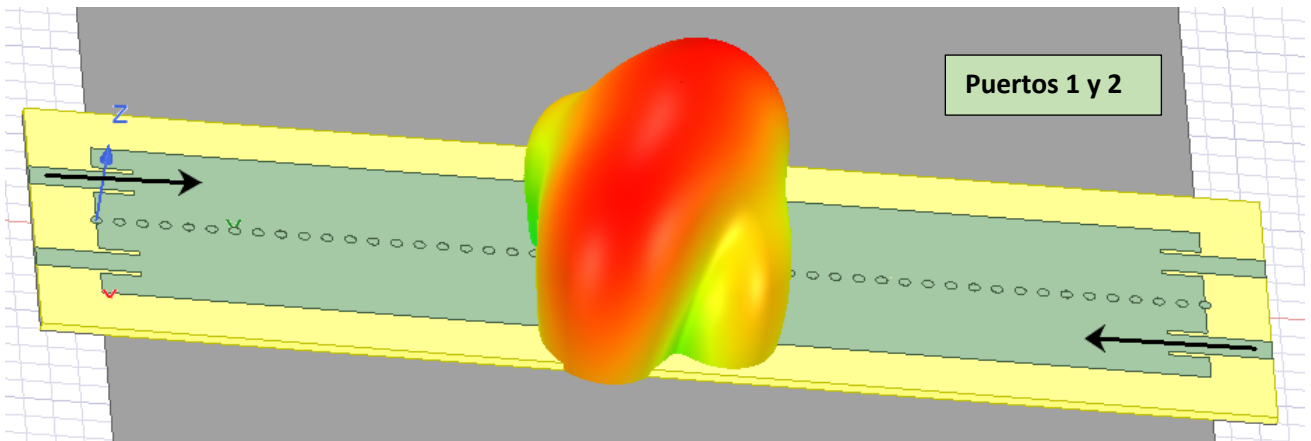


Figura 3.11- Diagrama de radiación 3D array, ambos puertos

Podemos observar en las figuras 3.9 y 3.10 como la radiación producida en los dos bordes del array se solapa, generando un haz radiado que se propaga de forma perpendicular al borde de las antenas y con una determinada inclinación dada por la longitudinalidad de la señal de alimentación.

Este haz ya no se encuentra totalmente inclinado hacia el borde de la antena (como si ocurre con las antenas individuales), sino que su apuntamiento es más cercano a $\Theta = 0^\circ$. Esto permite aplicar nuevas disposiciones de la antena para aprovechar su polarización lineal.

Finalmente, en la figura 3.11 observamos el diagrama 3D con la estimulación conjunta de ambos puertos, donde, como es lógico, observamos un apuntamiento en las coordenadas cero, cero.

Para una visualización más compacta de los diagramas 3D, se muestran los diagramas en formato UV:

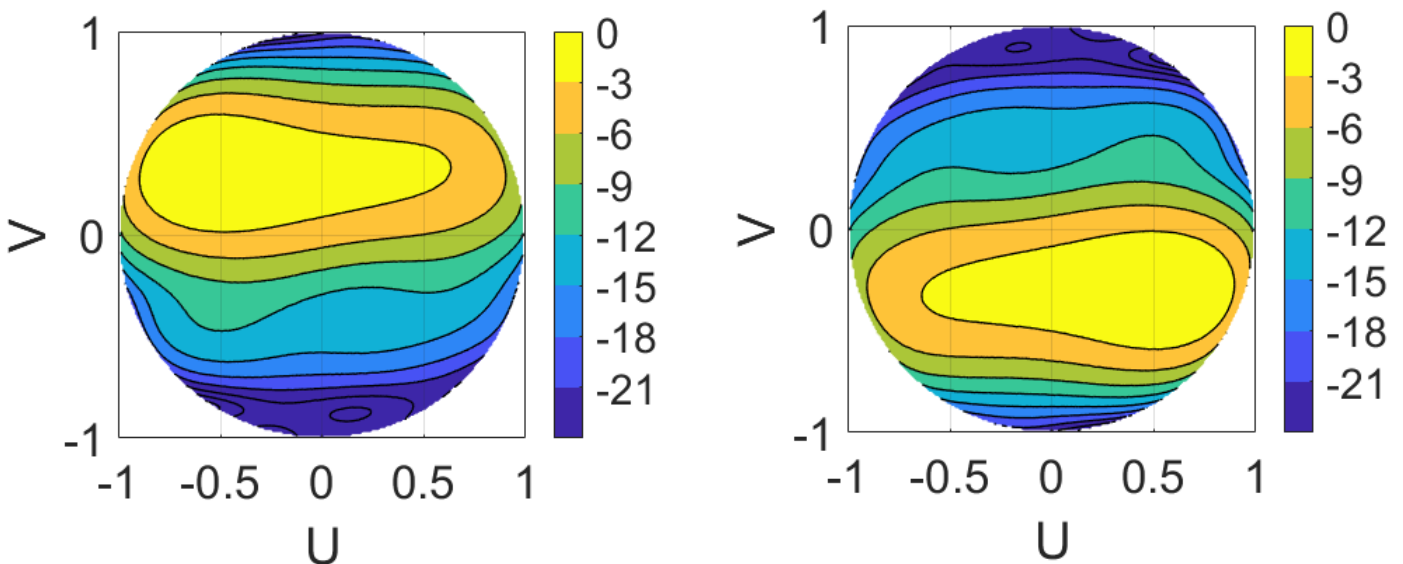


Figura 3.12- Diagrama de radiación 3D en UV, puertos 1(izquierda) y 2(derecha)

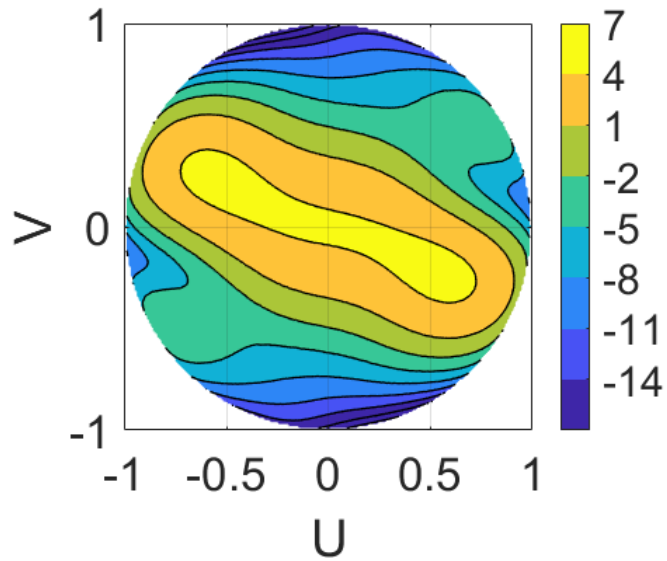


Figura 3.13- Diagrama de radiación 3D en UV, ambos puertos

Estos diagramas están representados en base a una escala de potencia radiada. Se puede corroborar lo anteriormente mencionado acerca de la directividad de los haces solapados por cada puerto y conjuntos.

El código empleado para generar los diagramas UV se encuentra en A.12 y A.13, así como su explicación en B.12 y B.13

3.6.2- Cortes en plano H

Se muestran las gráficas de interés para el plano H (Recordar: $P2 = P2'$; $P3 = P1'$).

El código empleado se encuentra en A.14, así como su explicación en B.14

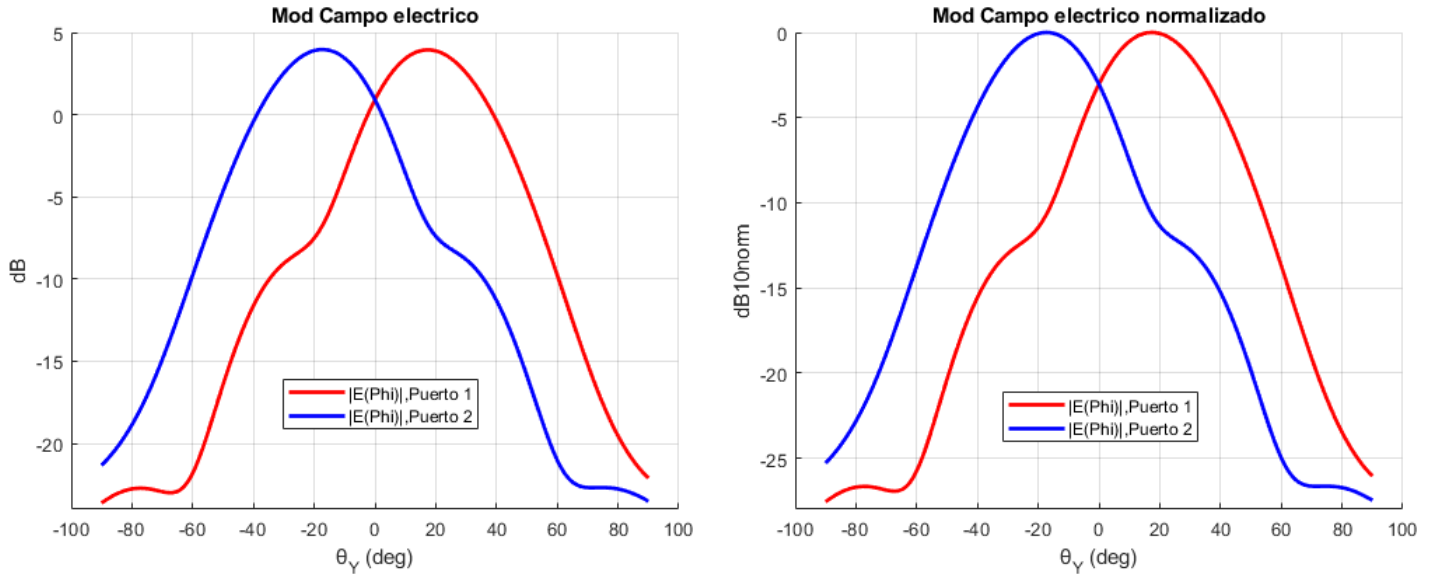


Figura 3.14- Módulo de campo eléctrico radiado, plano H

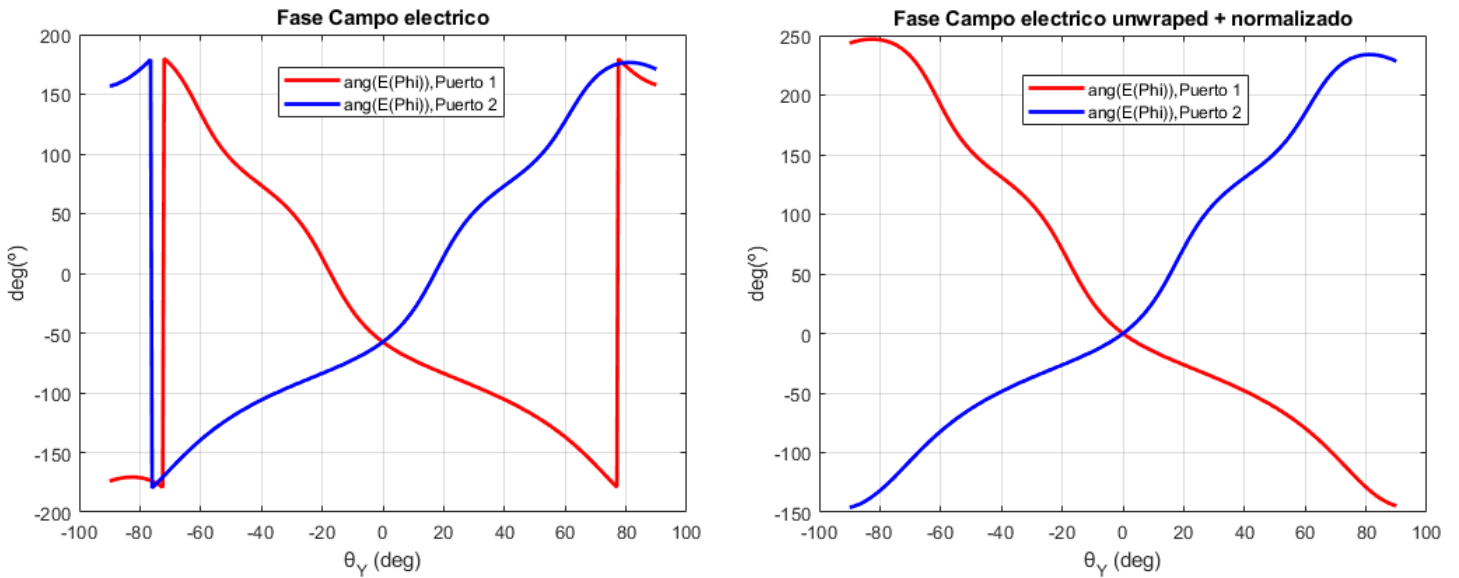


Figura 3.15- Fase de campo eléctrico radiado, plano H

Las gráficas se han representado en coordenadas cartesianas, tomando como variable independiente ThetaY en lugar de Theta, pues ya se demostró en el apartado 3.4 esta conversión.

A continuación se muestra una tabla con los resultados obtenidos en los diagramas de radiación en módulo de campo eléctrico:

PLANO H	Puerto 1	Puerto 2	Puerto 3	Puerto 4
Apuntamiento (°)	17.5	-17.5	17.5	-17.5
Corte -3dB (dB)	-3.1430	-3.0572	-3.0372	-3.0741
Gmax (Pot) (dB)	6.2071	6.2315	6.2095	6.2028

Si bien los puertos 1 y 4 se encuentran en deshuso, son aptos para su aplicación como alternativa de los puertos actuales, aunque ligeramente peor optimizados.

Todos los haces mantienen un apuntamiento de $\pm 17.5^\circ$ y corte a -3dB. El corte es menos preciso para los puertos 1 y 4 que para los 2 y 3, por ello se ha elegido esta última agrupación de puertos oblicua como la principal del array.

La ganancia en potencia también es significativamente mejor que para la antena individual, pues al mejorar la eficiencia de radiación, esta aumenta de forma proporcional.

Una vez demostrada la optimización de los diagramas haciendo uso de la representación normalizada, se dejará de lado y se comenzará a mostrar exclusivamente el diagrama no normalizado, pues aporta mayor realismo a la simulación.

Finalmente se muestran las funciones monopulso del sistema (manteniendo la nomenclatura del estudio previo):

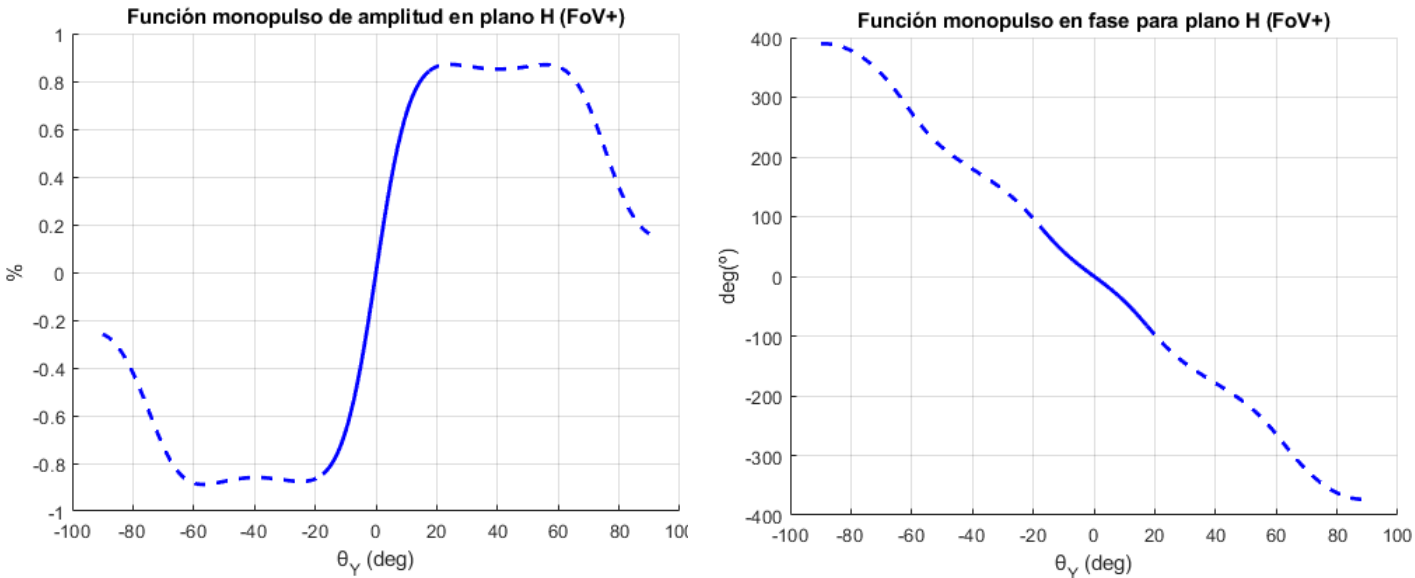


Figura 3.16- Funciones monopulso, plano H

Las funciones obtenidas se asemejan bastante a las generadas en el estudio previo, por lo que los resultados son extrapolables a esta sección.

3.6.3- Cortes en plano E

Se muestran las gráficas de interés para el plano E (Recordar: $P2 = P2'$; $P3 = P1'$).

El código empleado se encuentra en A.15, así como su explicación en B.15

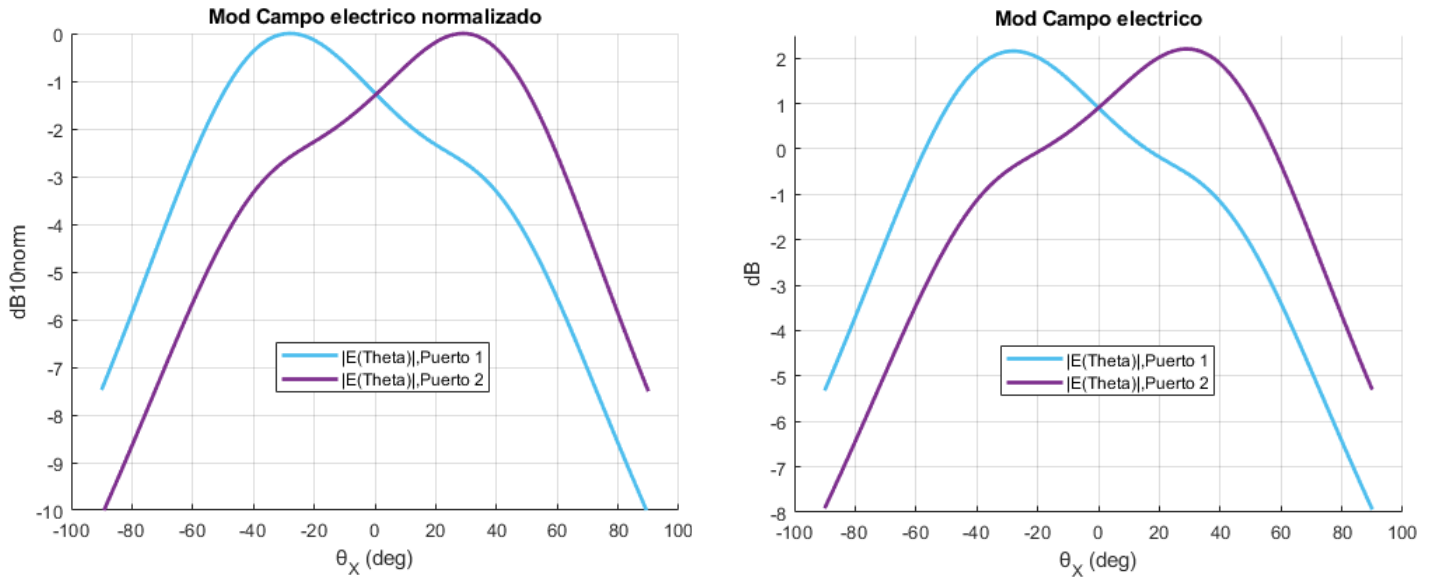


Figura 3.17- Módulo de campo eléctrico radiado, plano E

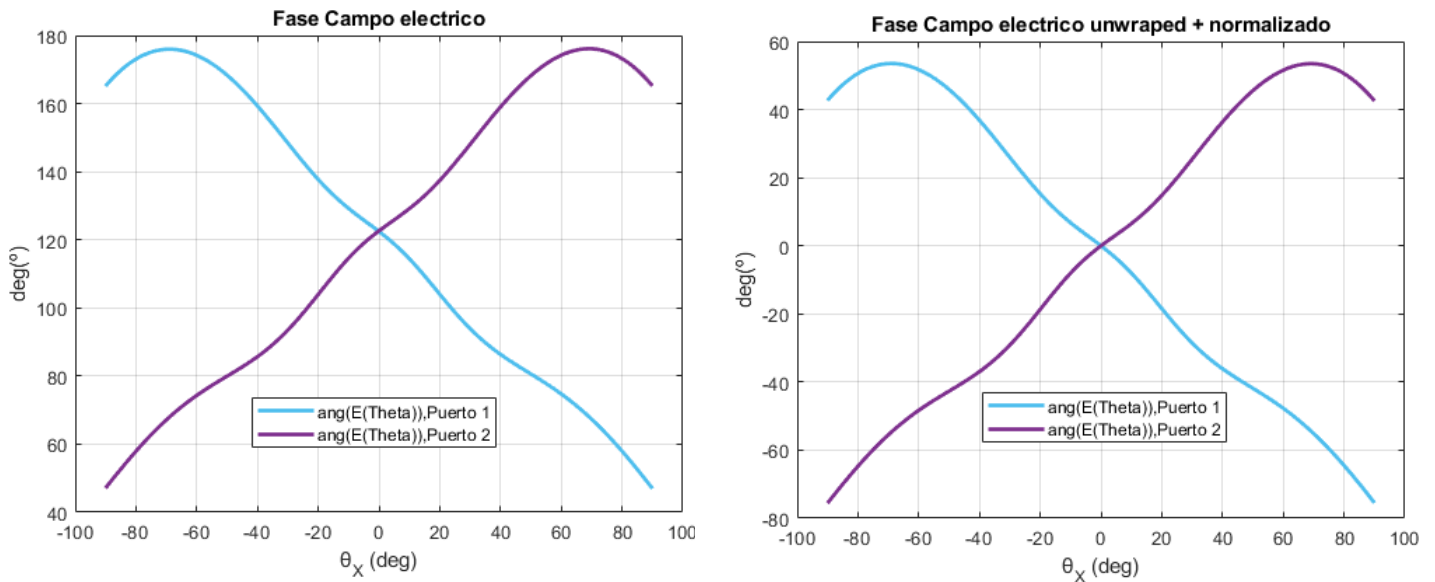


Figura 3.18- Fase de campo eléctrico radiado, plano E

Los diagramas de campo Eléctrico en plano E presentan una peculiaridad con respecto a los del plano H, y es que la simetría en diagramas de radiación ocurre entre puertos oblicuos en lugar de entre puertos enfrentados. Esto es lógico, pues el plano E es perpendicular con respecto al plano H, por lo que los resultados deben de encontrarse desfasados 90°.

Dado que no se ha optimizado el comportamiento radiativo de la antena en plano E, la estructura del haz es mas dispersa.

Finalmente se muestran las funciones monopulso del sistema (manteniendo la nomenclatura del estudio previo):

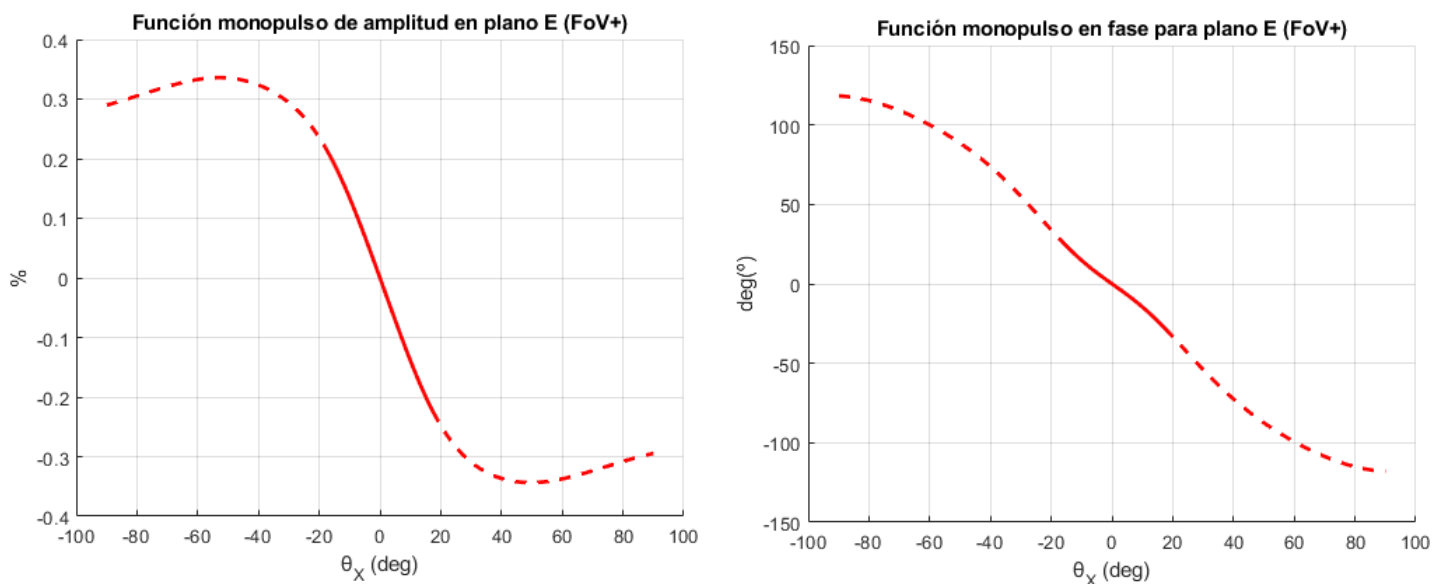


Figura 3.19- Funciones monopulso, plano E

Observamos que la estructura y los valores límite de las funciones monopulso en el plano E son significativamente menores que para el plano H.

Esto quiere decir que el ángulo theta de detección dependerá del plano phi desde el que se lleve a cabo la detección. Por esta razón, al buscar un sistema de detección 2D, no será suficiente con estudiar el ángulo theta en la función monopulso en plano H, aunque esta idea se desarrolla en el siguiente apartado.

4- Sistema de detección 2D por interferometría

En este apartado se explicará la lógica detrás del sistema de detección 2D por interferometría propuesto para este TFG, partiendo de la base de la información recopilada en anteriores apartados.

Será necesario llevar a cabo el cambio de las ecuaciones 3.2, pasando así de un sistema de coordenadas esférico a uno cartesiano, y por lo tanto aprovechar las operaciones lineales de proyección y combinación lineal que se presentaron anteriormente.

$$[\theta, \varphi] \rightarrow \begin{cases} \sin(\theta_X) = \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi) \\ \sin(\theta_Y) = \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi) \end{cases} \rightarrow [\theta_X, \theta_Y] \quad (4.1)$$

4.1- Hipótesis del proyecto

En este proyecto se propone la hipótesis de que el desfase total producido desde el punto de impacto de la onda en la antena hasta los puertos de recepción en un array de antenas se encuentra compuesto de tres desfases principales:

- **Desfases varios:** Debido a efectos como el material por el que se propaga la onda hasta alcanzar los puertos, variaciones en temperatura, humedad... Estos factores son insignificantes en comparación a los otros dos tipos de desfases, por lo que no serán de especial importancia en la ecuación.
- **Desfase por interferometría:** Es debido a la separación entre las antenas que componen un array.
La onda electromagnética que alcanza el array no impacta uniformemente en toda la superficie de esta, sino que existe un retardo “ τ ” o desfase de onda en el impacto en la segunda antena con respecto a la primera, debido a la diferencia de caminos.
Dependiendo del ángulo “phi” con el que la onda impacte en el array de antenas, se producirá un desfase entre las réplicas mayor o menor.
Este desfase es menor cuanto más cercano sea el ángulo de impacto a “phi = 90°”, siendo nulo para el ángulo phi = 90°. Por otro lado, cuanto más cercano sea a “phi = 0°”, mayor será el desfase, siendo máximo cuando el ángulo phi = 0°.
- **Desfase por antena LWA:** Dependiendo del ángulo “theta” con el que la onda impacte en la antena individual, el desfase producido entre las señales recibidas en uno o más puertos de esta antena podrá variar. Cuanto más cercano sea el ángulo de impacto a “theta = 0°”, menor será el desfase producido entre las ondas en los puertos de recepción, siendo nulo cuando theta = 0° y máximo cuando theta = ±90°.
Este desfase ya ha sido caracterizado en el estudio previo, pues no existía desfase por interferometría (ya que se analizaba una antena individual), y los desfases varios son aproximadamente nulos.

De esta forma, podemos expresar el desfase de un array de antenas tipo LWA como una combinación lineal de los desfases producidos por las tres componentes previamente explicadas, con sus respectivos pesos dependiendo de la influencia de cada componente según el ángulo de incidencia:

$$\alpha_{Total} = a \cdot \alpha_{LWA} + b \cdot \alpha_{Interf} + c \cdot \alpha_{Varios} \quad (4.2)$$

Considerando que el peso de los desfases varios en la ecuación es prácticamente nulo ($c \approx 0$), podemos simplificar la ecuación de la siguiente forma:

$$\alpha_{Total} \approx a \cdot \alpha_{LWA} + b \cdot \alpha_{Interf} \quad (4.3)$$

Para comprender de forma completa ambos desfases, se muestra una explicación gráfica en las siguientes figuras:

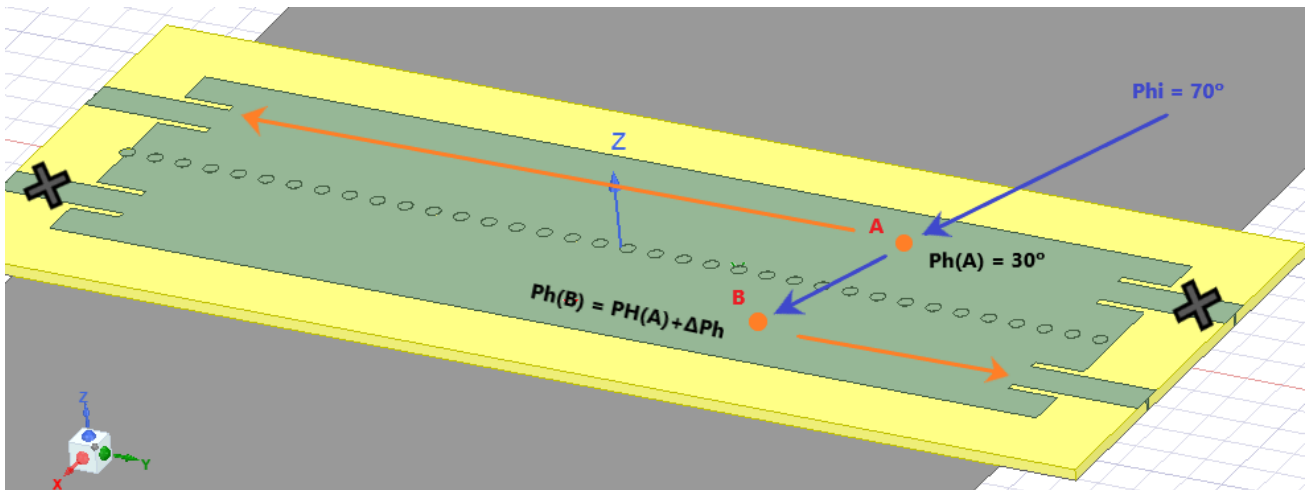


Figura 4- Desfase por interferometría

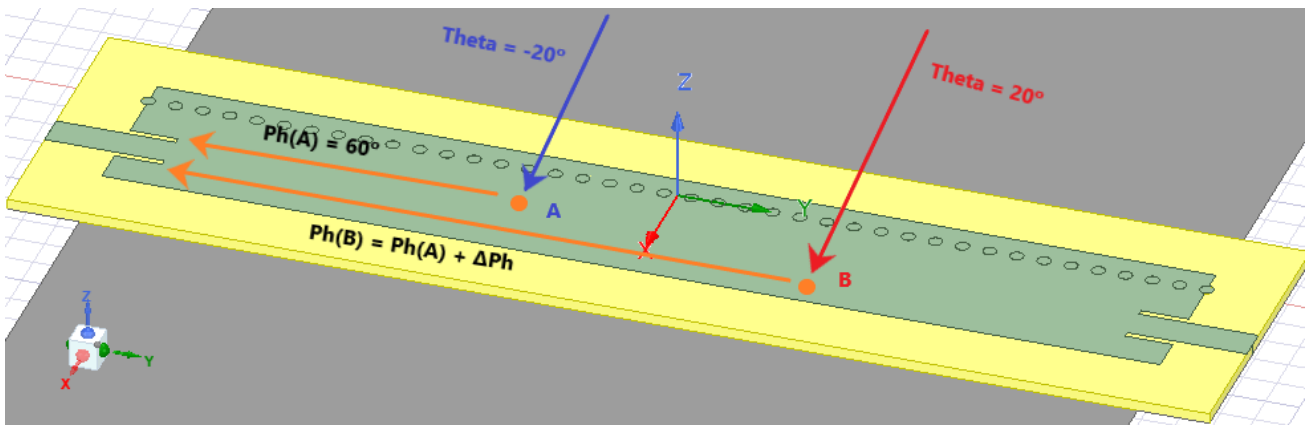


Figura 4.1- Desfase en antenas LWA

En las figuras superiores podemos corroborar lo que ya se ha mencionado en la definición de ambos desfases, y es que:

-El desfase por interferometría en plano H es nulo. Esto es lógico, pues para $\phi = 90^\circ$, la separación entre antenas es nula, ya que la onda incide en el lateral derecho del array, impactando simultáneamente en ambas antenas.

Por el contrario, en el plano E es máximo, pues en $\phi = 0^\circ$, la onda incide en la sección del array donde mayor distancia existe entre las antenas.

Cabe recalcar que la distancia entre antenas se mide como la distancia entre sus bordes radiantes. Es decir, no se tiene en consideración el punto de impacto en la propia antena, sino que se asume que la onda impacta en los bordes de las antenas.

-El desfase por LWA en plano H es máximo. Para $\phi = 90^\circ$, la distancia entre un puerto y otro es máxima, y por lo tanto, mayor será el desfase de la onda en el puerto extremo con respecto a la fase de la onda impactada en el puerto.

Por el contrario, en plano E es nulo, pues para $\phi = 0^\circ$, la distancia entre un puerto y otro es la misma, de forma que ambas réplicas llegarán de forma simultánea a los puertos de la antena.

En base a estos resultados, podemos deducir que, si el desfase LWA es máximo y el desfase por interferometría es nulo para el plano H, la función monopulso en fase del plano H representa el desfase LWA del sistema.

Por otro lado, si el desfase LWA es nulo y el desfase por interferometría es máximo para el plano E, la función monopulso en fase del plano E representa el desfase por interferometría del sistema.

A partir de estas deducciones, reescribimos la ecuación de desfase total en cualquier plano como:

$$PMF_{PN}(\theta_X, \theta_Y) = a \cdot PMF_{PH}(\theta_Y) + b \cdot PMF_{PE}(\theta_X) \quad (4.4)$$

Es decir, el desfase entre los puertos de un plano cualquiera “N-ésimo” es una combinación lineal del desfase por LWA cometido (desfase en plano H) más el desfase por interferometría cometido (desfase en plano E).

Cuanto más cercano sea el plano analizado al plano H, mayor será el coeficiente “a” y menor será el “b”, y viceversa cuando el plano analizado sea más cercano al plano E, siendo estos coeficientes acotados entre “0” y “1” en casos extremos.

Si esta suposición se cumple con las fases de los campos, por propiedades del Álgebra Lineal existe la posibilidad de que se cumpla para los módulos de los campos, de forma que podemos expresar la potencia relativa en los puertos de la antena con una expresión semejante, quedando el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} PMF_{PN}(\theta_X, \theta_Y) &= a \cdot PMF_{PH}(\theta_Y) + b \cdot PMF_{PE}(\theta_X) \\ &[a, b, c, d] \leq 1 \\ AMF_{PN}(\theta_X, \theta_Y) &= c \cdot AMF_{PH}(\theta_Y) + d \cdot AMF_{PE}(\theta_X) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Cabe recalcar que esta última ecuación no tiene por qué cumplirse de forma estricta y siguiendo la misma relación que la ecuación de desfases, sin embargo, sabemos que debe existir una relación lineal entre las AMF’s de los distintos planos, por lo que por el momento la nomenclatura será la misma que la de la ecuación de fases.

4.2- Demostración del desfase de interferometría

En el apartado anterior se ha argumentado de forma lógica que, por su propia definición, el desfase por LWA y el desfase por interferometría eran máximos y equivalentes a los desfases medidos en los planos H y E respectivamente.

Si bien esto ha sido comunmente demostrado para el caso del desfase LWA en otros proyectos, al tratarse de una hipótesis novedosa, no se ha corroborado esta relación para el desfase por interferometría.

En este apartado se pretende demostrar que el desfase por interferometría es máximo en el plano E. Para ello, debemos acudir a la fórmula teórica del desfase por interferometría de una onda electromagnética que impacta en una superficie:

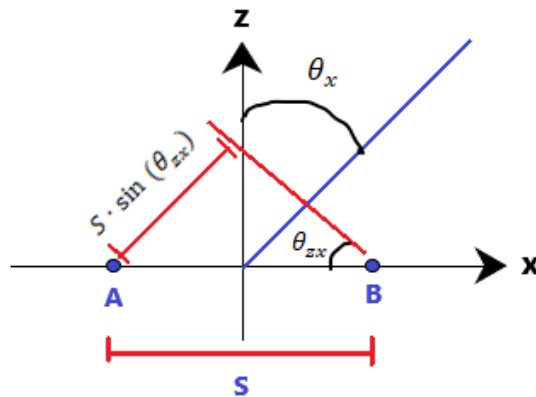


Figura 4.2- Fenómeno gráfico de interferometría

$$\Delta Ph_{INTERFER} = k_0 \cdot S \cdot \sin \theta_x(\theta, \varphi) \quad (4.6)$$

- S = Distancia comprendida entre los bordes radiantes de las antenas que componen el array. Dado que la mayor parte de la información será captada en los bordes, estos se toman como referencia principal, por lo que no se tendrá en cuenta la posición en el eje "x" sobre el que impacten las réplicas de la onda.
- k_0 = Constante de propagación de la onda electromagnética.
- θ_x = Ángulo ThetaX con el que la onda impacta en la antena. Es dependiente de las coordenadas esféricas por medio de las ecuaciones previamente descritas.

El valor de los parámetros será el siguiente:

$$k_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2.45 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} = \frac{49\pi}{3} \quad (4.7)$$

$$S = 40.8 \text{ mm} \quad (4.8)$$

$$\Delta Ph_{INTERFER} = 2.09356 \cdot \sin(\theta_x) \quad (4.9)$$

A partir de los valores previamente definidos, obtenemos la figura 4.3

El código empleado se encuentra en A.16, así como su explicación en B.16

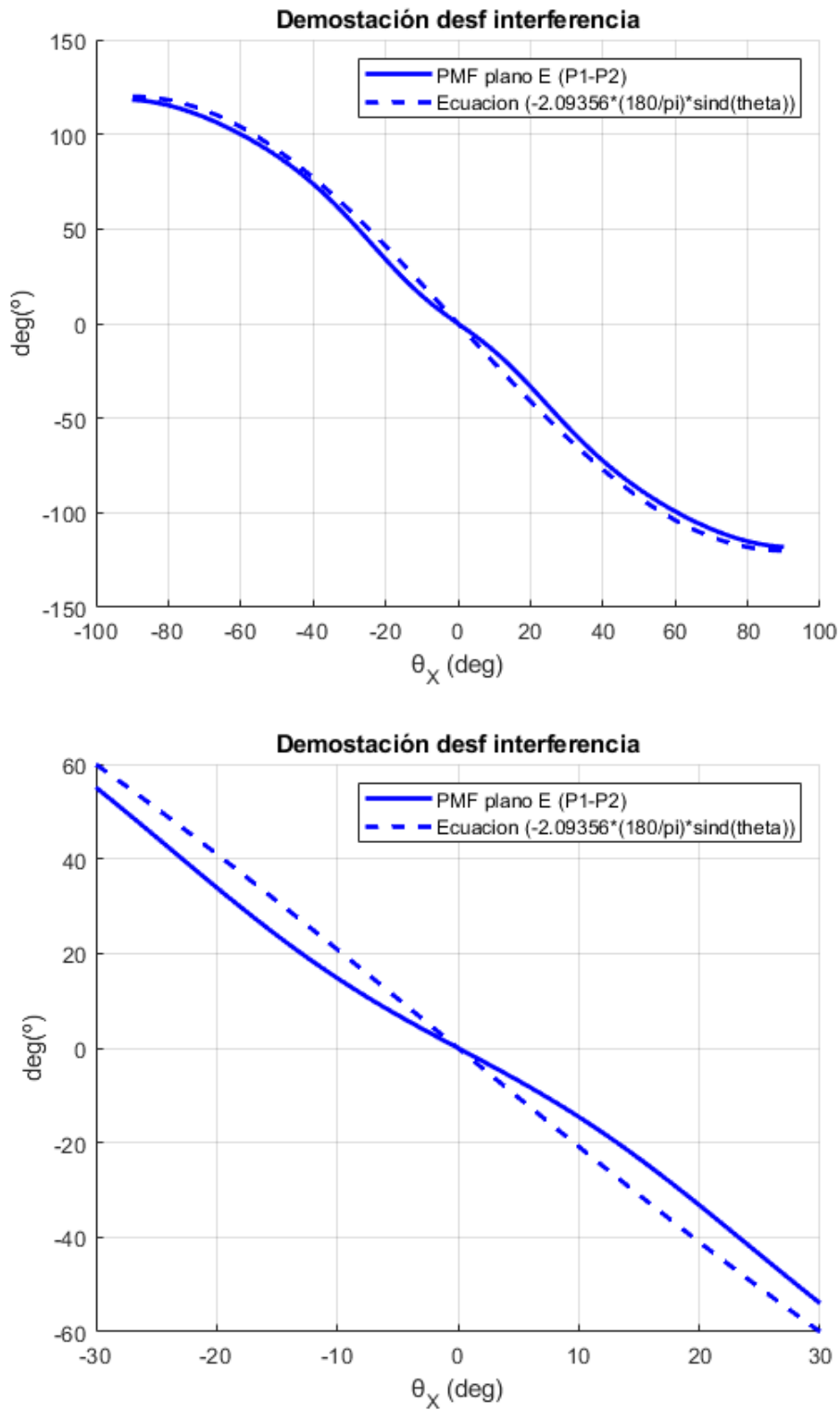


Figura 4.3- Demostración relación interferométría

1-Para la comparativa se ha empleado la diferencia de fases o desfase entre los puertos 1 y 2 del plano E, ambos normalizados.

2-La señal senoide ha sido invertida, ya que por definición esta se encuentra definida con la nomenclatura de puertos opuesta (P2-P1) a los desfases en plano E (P1 – P2).

3-Se ha multiplicado por $(180/\phi)$ para pasar la constante “k0” de “radianes/m” a “grados/m” y comparar con las mismas unidades angulares.

4- Se multiplica por -2.09356, pues esta es la ganancia de la señal senoide obtenida previamente.

Podemos observar que ambas curvas son extremadamente semejantes entre sí, por lo que podemos afirmar que la relación propuesta se cumple.

4.3- Obtención de thetaX y thetaY

Durante el estudio previo, se logró detectar el ángulo “theta” de incidencia de una onda electromagnética haciendo uso de las funciones monopulso en plano H.

Sin embargo, según los resultados recientes (apartados 3.6.2, 3.6.3 y 4.1), se ha mostrado que las funciones monopulso en plano H y E son muy distintas entre sí, y además lo son con el resto de las funciones monopulso en los demás planos del sistema. Además, las funciones monopulso se pueden expresar como una combinación lineal de las monopulso en los planos de referencia.

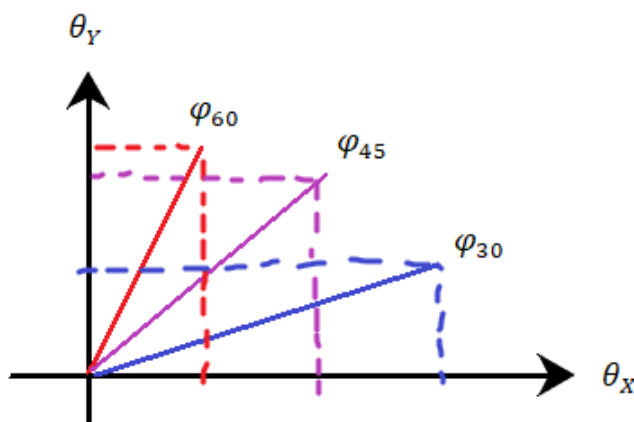
Esto supone un cambio drástico en la concepción de detección del ángulo “theta”, pues ahora este ángulo varía dependiendo del plano “phi”, de forma que no podemos obtenerlo hasta que se conozca el plano phi, pero por otro lado no podemos obtener el plano phi sin conocer el ángulo theta.

Para resolver este dilema, se hará uso del cambio a coordenadas cartesianas, de forma que podamos aplicar las ecuaciones propuestas en el apartado 3.4.

De esta forma, el nuevo objetivo será obtener los ángulos ThetaX y ThetaY para aplicar posteriormente una reconversión a coordenadas esféricas.

Partimos de la ecuación (4.5)

Dado que no conocemos ThetaX, podemos aplicar una proyección de las AMF's sobre el plano H, de forma que eliminemos la componente AMF del plano E:



$$AMF_{PN}(\theta_X, \theta_Y) \approx AMF_{PH}(\theta_Y) \quad (4.10)$$

$$c = 1 ; d = 0$$

Figura 4.4- Proyección sobre el plano H

Esto significaría asumir que las AMF's para cualquier plano son idénticas a la AMF en plano H, y por lo tanto, asumir que el ángulo ThetaY en plano H es el mismo que cualquier ángulo theta en otros planos.

Por supuesto, sabemos que esto no es así, y se ha demostrado previamente. Además, parece que esta asunción nos haría volver al problema inicial, donde mencionamos que no podíamos obtener el ángulo Theta sin conocer Phi, ya que se cometería un gran error en la detección.

Sin embargo, al aplicar esta asunción haciendo uso de una proyección en coordenadas cartesianas, el error cometido se ve drásticamente reducido, de forma que se convierte en un error asumible. En apartados posteriores, se buscará caracterizar este error, conocido como **error monopolso**, con el fin de aplicar correcciones en el algoritmo final.

Tras aplicar esta simplificación, podremos extraer de forma sencilla el ángulo “ThetaY” aproximado a partir de la AMF en plano H haciendo uso del AMV detectado en los puertos de la antena.

Una vez obtenido el ángulo “ThetaY” aproximado, y arrastrando el error monopolso, sustituiremos este ángulo en la PMF del plano H, que como sabemos, nos indica el desfase por LWA de la onda.

Partiendo de que ya se conoce el desfase LWA de la onda (con un cierto error acumulativo), se utilizará la ecuación (4.4) con una simplificación añadida.

En este caso tendremos dos pequeños errores que se acumularán en un único error:

-Error por asumir que el peso de ambas componentes de la ecuación es idéntico (a=1 ; b=1).

-Error por asumir que la ecuación en sí, planteada como hipótesis, es correcta.

Esto dará como resultado un error total conocido como **error por ecuación**, que de igual manera será caracterizado en apartados posteriores.

$$PMF_{PN}(\theta_X, \theta_Y) = PMF_{PH}(\theta_Y) + PMF_{PE}(\theta_X) \quad (4.11)$$

A partir de esta ecuación simplificada, sabemos que el desfase total no es más que el desfase recibido en los puertos de la antena array. Además se conoce el desfase LWA ya que previamente ha sido obtenido.

De esta forma, podemos despejar el desfase por interferometría:

$$PMF_{PE}(\theta_X) = PMF_{PN}(\theta_X, \theta_Y) - PMF_{PH}(\theta_Y) \quad (4.12)$$

Este desfase por interferometría tendrá un error resultado de la acumulación del error monopolso, el desencadenante de este error monopolso en el error del desfase LWA y finalmente el error por ecuación.

Por último, sabemos que el desfase por interferometría es idéntico al desfase en el plano E (PMF en plano E), con un cierto error que ya ha sido caracterizado en el apartado 4.2.

Buscando este desfase de interferometría, se consigue extraer finalmente el ángulo “ThetaX” con un **error total** acumulativo de todos los errores anteriores.

Una vez se hayan obtenido los ángulos ThetaX y ThetaY aproximados, y a su vez se hayan caracterizado los tres errores principales del sistema, se pretende emplear estos errores para llevar a cabo la corrección de los ángulos detectados.

Finalmente, deshacemos el cambio de variable aplicado al principio:

$$\varphi = \arctang\left(\frac{\sin(\theta_Y)}{\sin(\theta_X)}\right) \quad \theta = \arcsin\left(\frac{\sin(\theta_Y)}{\sin(\varphi)}\right) \quad (4.13)$$

En definitiva, los elementos fundamentales para llevar a cabo la detección 2D en este proyecto serán la AMF en plano H y las PMF's en plano E y H.

5- Caracterización de los errores principales

En esta sección se pretenden caracterizar los tres errores mencionados en el apartado 4.3 (error monopolso, error por ecuación y error total), y que permiten describir las desviaciones producidas en la detección del DoA en coordenadas cartesianas.

Este error se caracterizará en función de coordenadas polares, de forma que las matrices resultantes mostraran los diversos errores producidos en ThetaX(n) y ThetaY(n) para cada plano “phi” y cada punto “theta” (1):

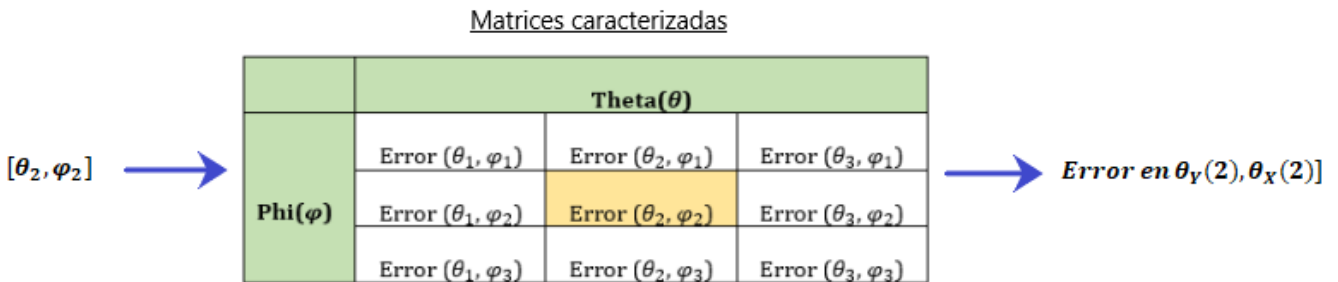


Figura 5- Definición de las matrices de error

Si bien este será el formato original que define la matriz, lo cierto es que podemos emplear otras variables de búsqueda distintas a las que hemos utilizado para definir la matriz de errores.

Otra forma para buscar el error será mediante ThetaY(n) o ThetaX(n) y el plano “phi” de origen. Al introducir en la matriz de búsqueda una de las coordenadas cartesianas, la matriz intentará buscar el valor de Theta más cercano al ThetaY(n) o ThetaX(n) introducido, de forma que el valor resultante será la proyección del error en el theta encontrado sobre el plano H o E, dependiendo de si introducimos ThetaY(n) o ThetaX(n) respectivamente (2).

La última forma es mediante ThetaY(n) y ThetaX(n) de forma simultánea, es decir, coordenadas cartesianas exclusivamente. El comportamiento de la matriz será el mismo que para el caso anteriormente explicado, pero con una doble proyección en ambos planos de referencia (3).

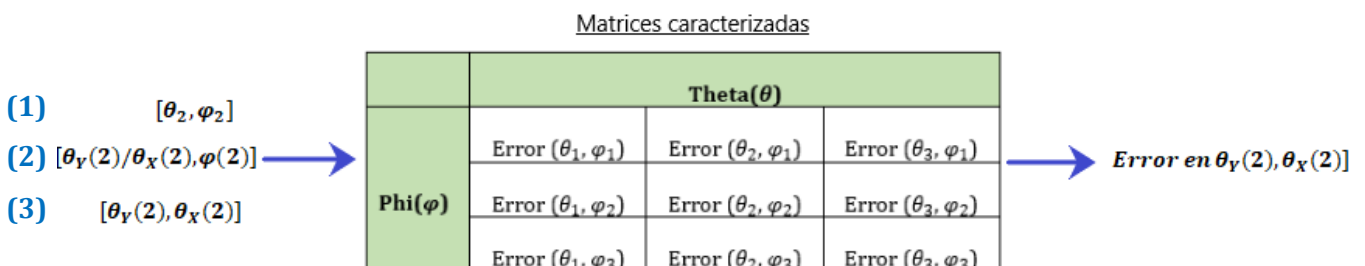


Figura 5.1- Tipos de búsqueda en las matrices de error

De igual manera, podemos representar las matrices de error generadas en función de cualquiera de las tres metodologías de búsqueda mostradas:

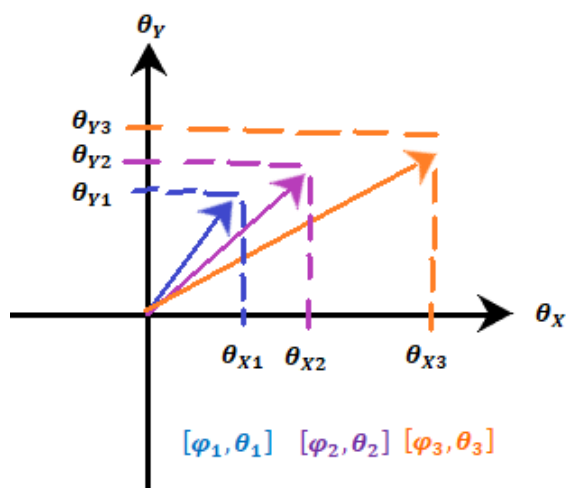
- **Representación en coordenadas esféricas:** En este caso se representará el error obtenido en coordenadas esféricas ($r=Inf, \theta, \phi$). Esta es la representación que más se adecua a la propia matriz de datos, y que devolverá gráficas más coherentes (aunque veremos que todas son correctas).
- **Representación en coordenadas mixtas:** Se representará el error en función del plano ϕ y de $\theta_Y(n)$ o $\theta_X(n)$.
- **Representación en coordenadas UV:** Se mostrarán los errores en coordenadas UV, sinusoide aplicada a las coordenadas cartesianas $\theta_Y(n)$ y $\theta_X(n)$.

De igual manera, todas ellas muestran el mismo error, el error cometido en $\theta_Y(n)$ y/o $\theta_X(n)$, dependiendo del tipo de error.

Previo a la caracterización de los errores, se exportarán de HFSS los campos eléctricos radiados en módulo y fase para todos los planos posibles. Dado que la resolución seleccionada es de: $\theta[0.5], \phi[0.5]$, serán un total de 360 planos "phi" de 360 valores "theta" cada plano.

Una vez hecho esto, se obtendrán las funciones monopulso en estos planos y se generan las variables $\theta_Y(n)$, $\theta_X(n)$, que son los vectores θ en cada plano proyectados en los planos de referencia H y E respectivamente.

El código empleado se encuentra en A.17, así como su explicación en B.17



$$[\varphi_n, \theta_n] = a \cdot \theta_{Xn} + b \cdot \theta_{Yn} \quad (5.1)$$

$$\theta_Y \neq \theta_{Y1}, \theta_{Y2}, \dots, \theta_{Yn} \quad (5.2)$$

$$\theta_X \neq \theta_{X1}, \theta_{X2}, \dots, \theta_{Xn} \quad (5.3)$$

Figura 5.2- Cambio de variable por proyección

Estas variables $\theta_Y(n)$, $\theta_X(n)$ no son como tal variables θ_X , θ_Y , pues estas solo existen en los planos de referencia. Mas bien son proyecciones de los vectores definidos en θ , ϕ y que dependen como combinación lineal de θ_X y θ_Y (figura 5.2).

Como nomenclatura genérica de aquí en adelante, se dominarán las coordenadas cartesianas en un determinado plano 1 como $\theta_Y(1)$, $\theta_X(1)$, tal que se cumplen las ecuaciones (5.1),(5.2),(5.3).

5.1- Caracterización del error Monopulso

El primer error a caracterizar será el monopulso. Este error se debe a la asunción (4.10).

Si bien el error se obtendrá para todos los planos, cabe recalcar que solo se mostrarán cuatro de ellos, para facilitar la observación del patrón de evolución.

A continuación se muestran las AMF's en coordenadas esféricas, en coordenadas mixtas tras aplicar la proyección en plano H y una comparativa de ambos resultados para tres planos de prueba.

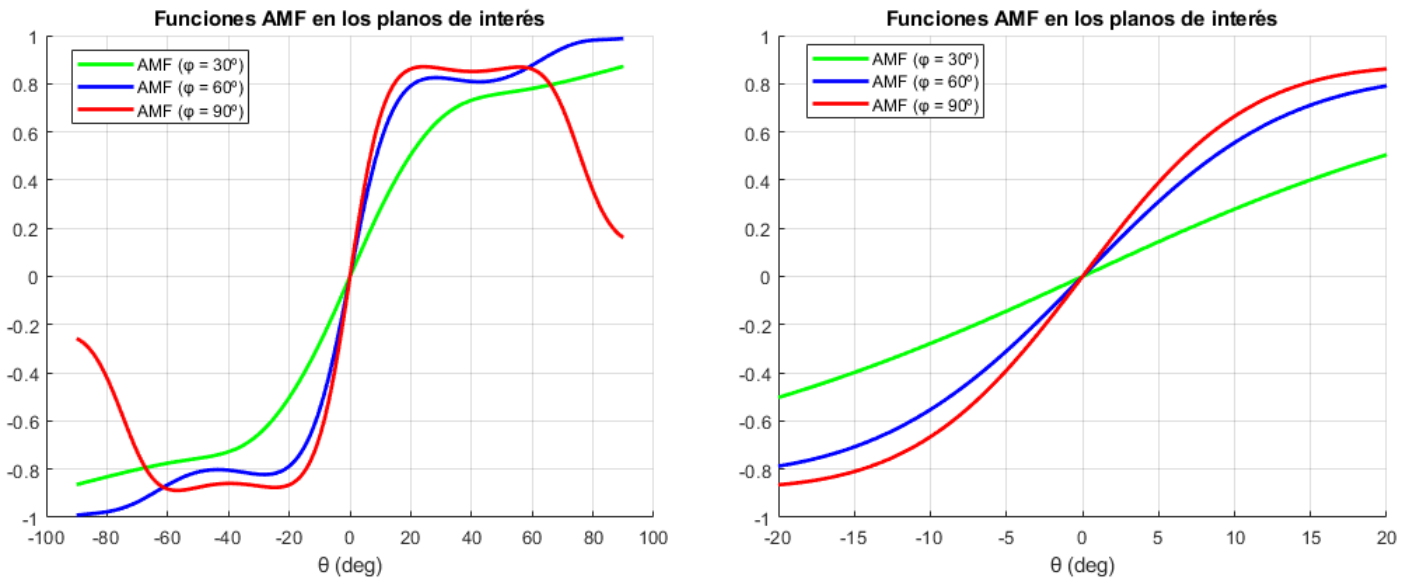


Figura 5.3- AMF's en planos de interés

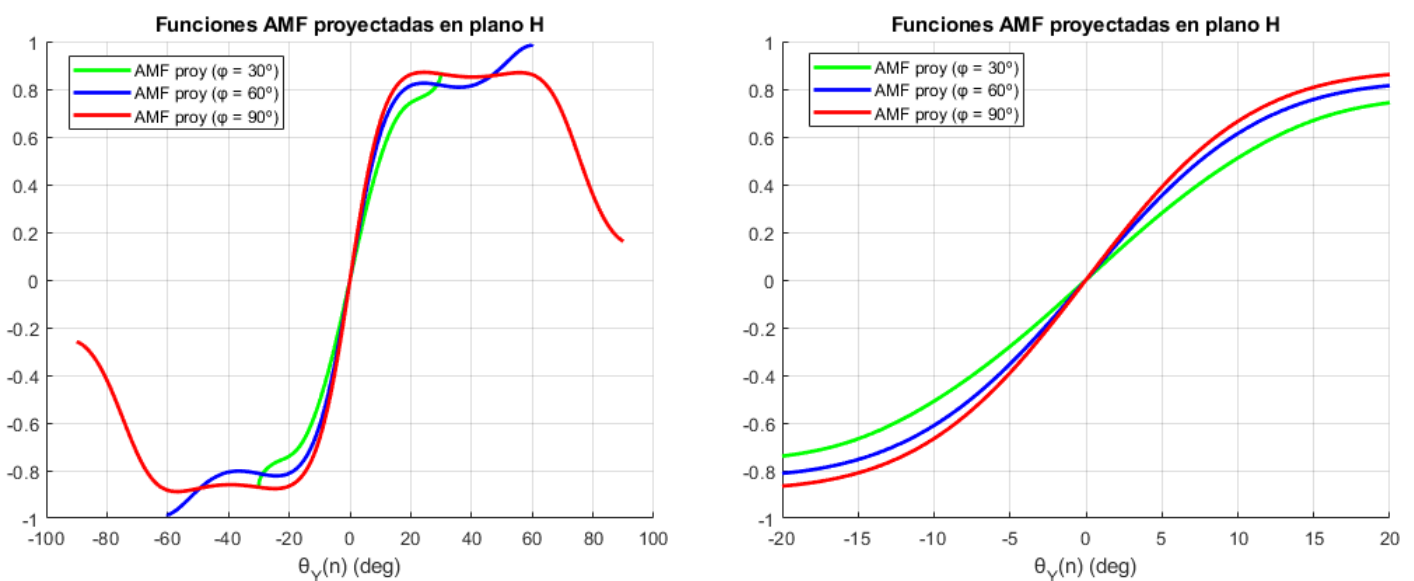


Figura 5.4- AMF's en planos de interés proyectadas

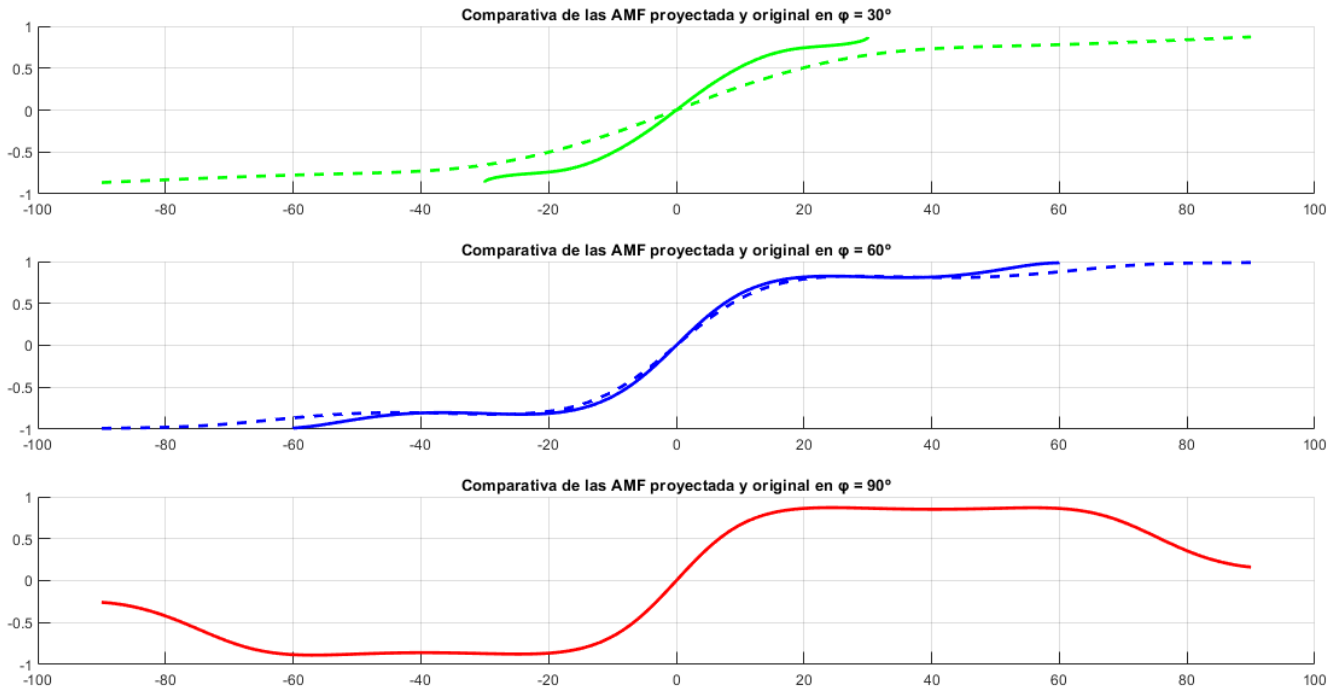


Figura 5.5- AMF's en planos de interés vs proyectadas

El código empleado se encuentra en A.19, así como su explicación en B.19

Análisis de resultados

En la figura 5.3, podemos observar una serie de AMF's en función de coordenadas cartesianas, tal que la pendiente de estas con respecto al eje horizontal es mayor a medida que más cercano en “phi” sea este plano al plano de referencia H, y menor a más cercano al plano E.

Este comportamiento era el esperado en apartados anteriores, donde se demostró que todas las funciones monopulso de amplitud se encontrarían comprendidas entre las monopulso en los planos de referencia, tal que los valores mínimos serían del plano E y los máximos del plano H.

En la figura 5.4, vemos que las funciones proyectadas se asemejan en mayor medida a la función monopulso en plano H que antes de la proyección. Esto es lógico, pues al proyectar se elimina la componente AMF del plano E en la ecuación del AMF en plano “N-esimo”, quedando exclusivamente la componente en plano H.

$$AMF_{PN}(\theta_X, \theta_Y) = AMF_{PH}(\theta_Y) \tag{5.4}$$

Finalmente, en la figura 5.5 podemos ver cómo, a medida que más cercano en phi sea el plano proyectado al plano E, mayor será la diferencia entre la función proyectada y sin proyectar, pues el peso de la componente AMF en dicho plano es mayor.

Para el plano H la proyección es idéntica a la proyectada, pues la AMF en plano H no presenta componente AMF en plano E, y por lo tanto la propia función ya actúa como proyección.

Sin embargo, para el plano Phi30, las funciones proyectada y no proyectada difieren en gran medida, pues la componente de mayor peso en la AMF de este plano es la del plano E, que al ser eliminada por la proyección, provoca esta gran disparidad.

Como último detalle, se aprecia como el rango de representación en la figura 5.4 " se encuentran limitados por el propio valor "phi". Por ejemplo, para el plano phi60, ThetaY (n) se encuentra acotada en $\pm 60^\circ$, y de igual manera para el resto de los planos.

Esto tiene sentido si analizamos el concepto físico de la proyección y como al proyectar una figura de un plano inclinado a un plano recto desde nuestro punto de referencia, la longitud de este se ve reducida:

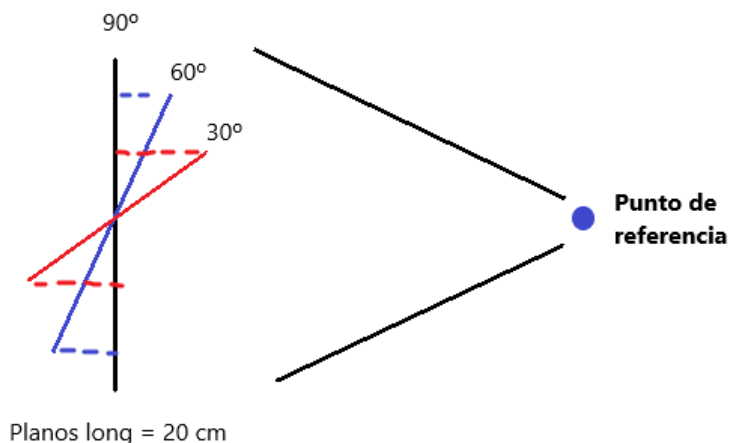


Figura 5.6- Efecto de la proyección en el rango de las AMF's

Una vez analizado esto, se muestra el error monopulso en funciones de interés, empleando las tres representaciones explicadas, de nuevo mediante el código A.19 y explicación B.19

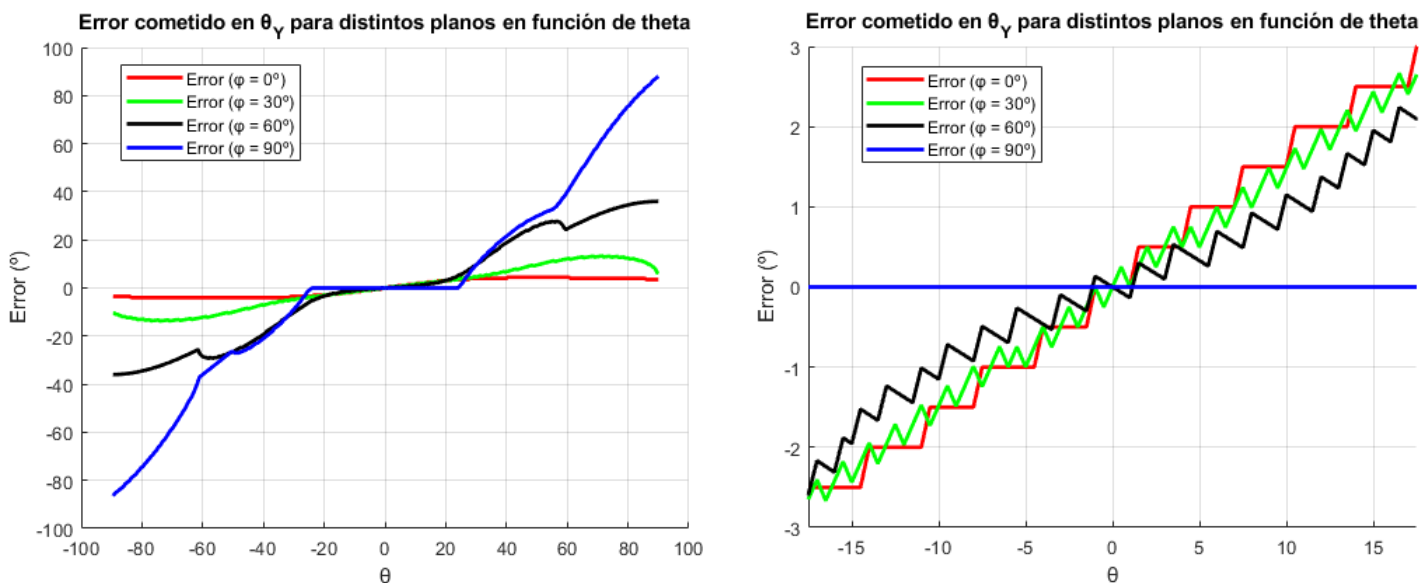


Figura 5.7- Error monopulso en función de coordenadas esféricas

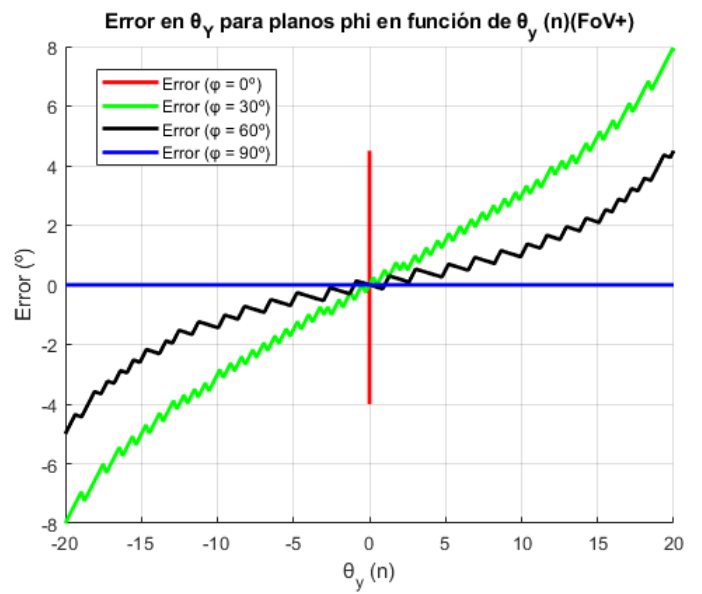
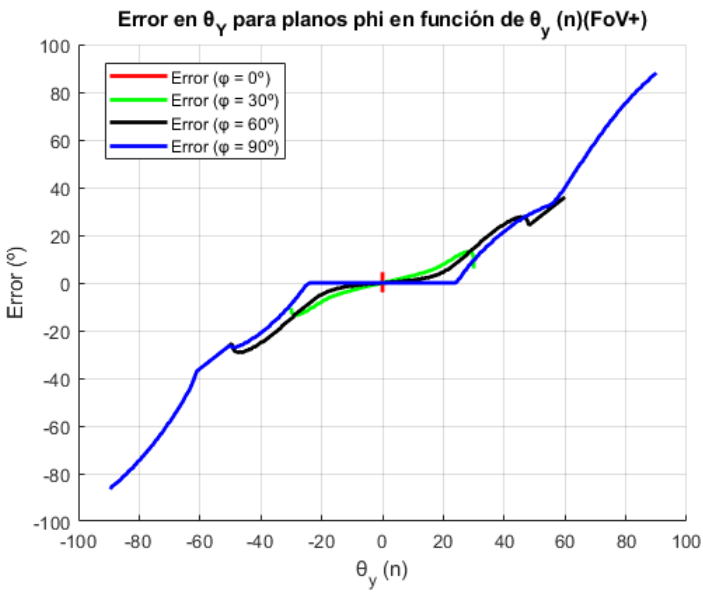


Figura 5.8- Error monopulso en función de coordenadas mixtas

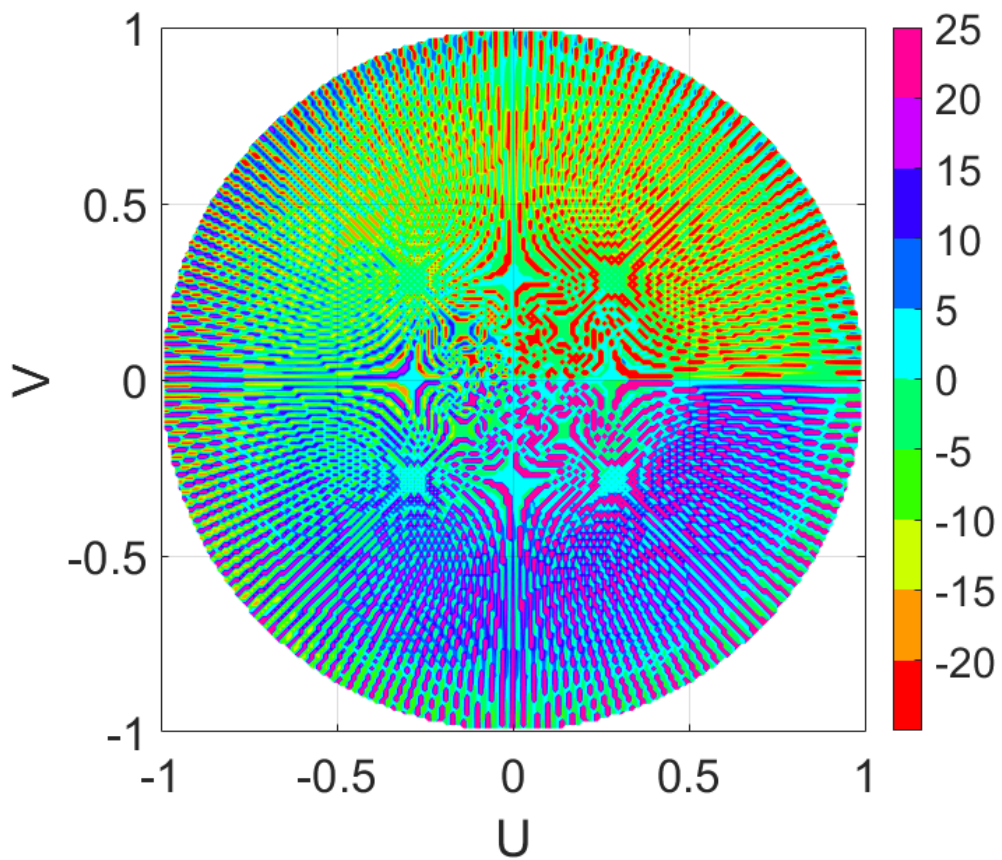


Figura 5.9- Error monopulso en función de coordenadas UV

Importante considerar que el rango de calibrado del error se ha llevado a cabo en el rango de la FoV+, por lo que los errores cometidos fuera de esta rango no deben ser considerados como realistas, ya que se ven adulterados por el propio código

Análisis de resultados

El código empleado para la representación UV se encuentra en A.18, así como su explicación en B.18

En primera instancia, podemos observar que el error cometido en plano H es nulo, tal y como se esperaba según el análisis realizado previamente (un plano proyectado sobre sí mismo devuelve un error nulo).

También podemos apreciar que los errores cometidos en coordenadas mixtas (figura 5.8) encuentran su rango de valores acotado, de igual manera que ocurría con las funciones monopolso proyectadas y que se explicó anteriormente (figura 5.6).

De forma común, se encuentra una relación estrecha entre la magnitud del error y la cercanía de los planos con el plano H de referencia. A medida que esta cercanía disminuye, el error cometido es mayor, y el crecimiento de este error con Theta también aumenta. De nuevo, esto es resultado de los efectos explicados previamente en la figura 5.5.

Por otro lado, el error en plano E en coordenadas esféricas es máximo (figura 5.7), pues se trata del plano más alejado del plano H. Esto se corrobora cuando llevamos a cabo la proyección del error (figura 5.8), de forma que el error es máximo para cualquier Theta, ya que la componente AMF en plano E es nula.

Podemos observar que el error se dispara en la zona de ambigüedad, de forma que incluso los errores en plano H son distintos a "0" (cosa que es imposible), pero esto es normal, es un error artificial introducido al forzar que solo se trabaje con la región de no ambigüedad, y no debemos prestarle atención.

Finalmente se aprecia que el error presenta un ruido de cuantificación debido al proceso discreto de obtención de la información. No se recomienda emplear funciones de tipo "smooth", pues esto altera los valores originales.

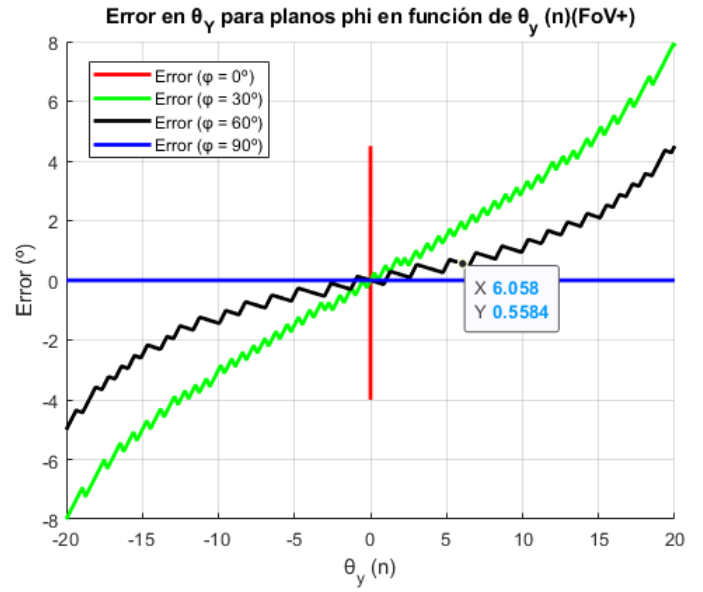
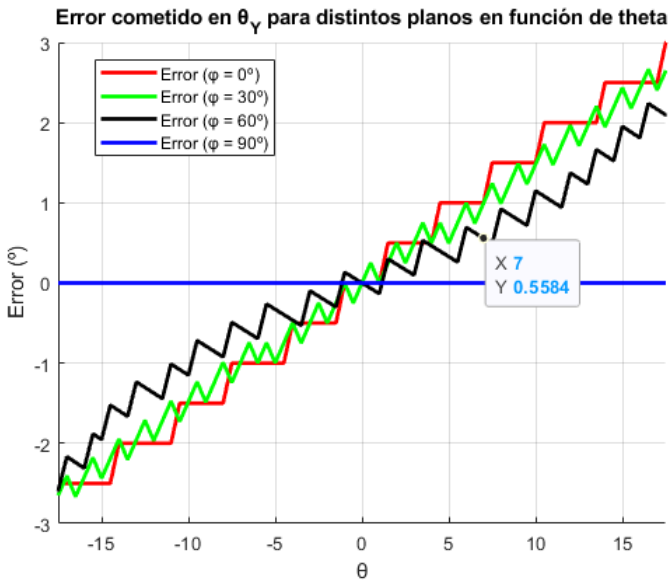
Como conclusión, podemos decir que, a pesar de tratarse de una asunción arriesgada, el error monopolso cometido no es especialmente significativo.

Para comprobar si el error ha sido correctamente acotado, se pondrán varios ejemplos de detección empleando distintas representaciones. Para generar los valores de esta tabla, se han seguido los pasos propuestos en el apartado 4.3

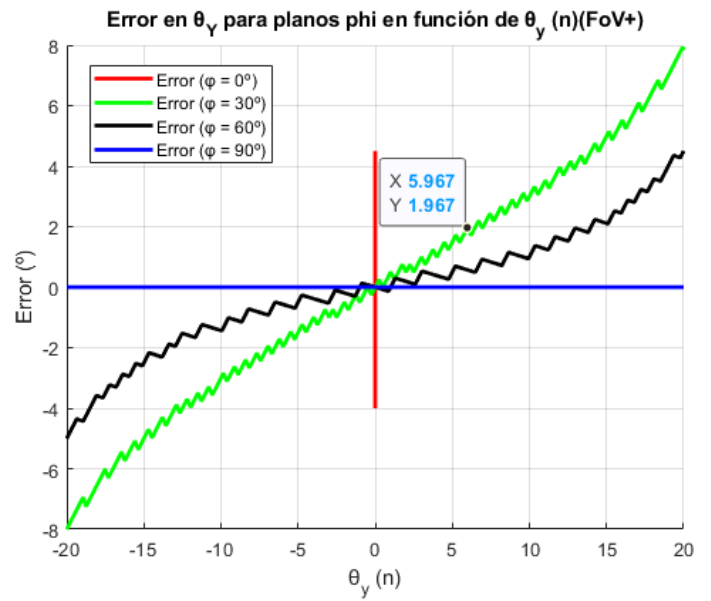
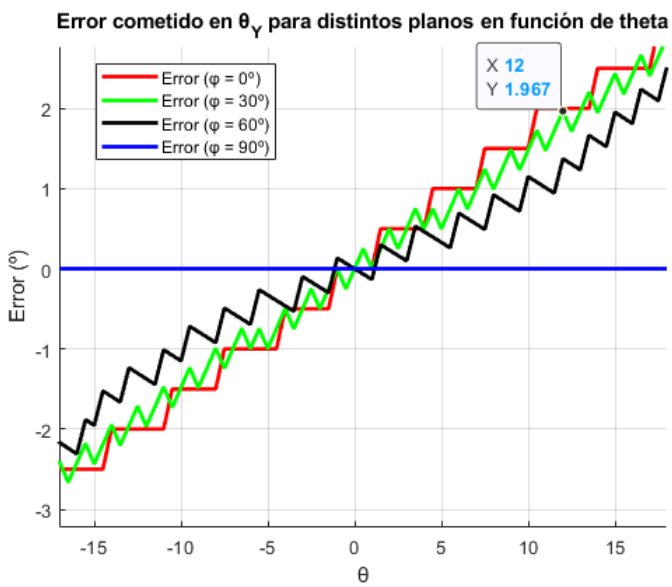
	φ_{Real}	θ_{Real}	$\theta_y(Real)$	$\theta_y(Det)$	$E(\theta_y)$
Prueba 1	60	7	6.0584	5.5	0.5584
Prueba 2	30	12	5.9670	4	1.9670
Prueba 3	60	-5	-4.3288	-4	-0.3288

Figura 5.10- Testeo error monopolso

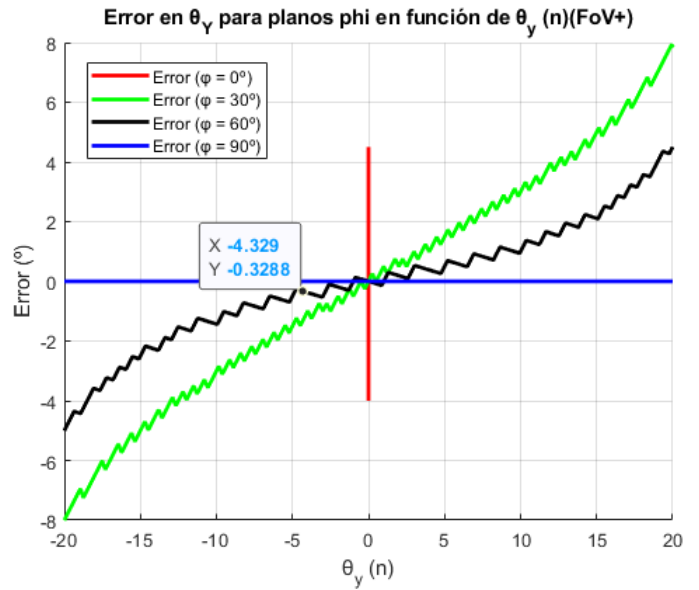
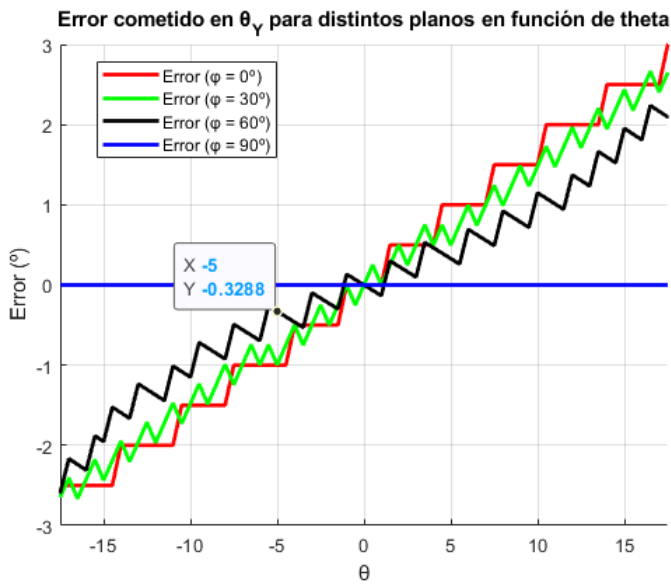
Prueba 1



Prueba 2



Prueba 3



Análisis de resultados

Observando los resultados positivos en las tres pruebas de caracterización del error cometido, podemos concluir que el error monopulso se encuentra perfectamente caracterizado en ambos tipos de búsqueda.

Esto quiere decir que, conociendo Theta y Phi o conociendo Phi y ThetaY(n) o mediante ThetaY(n), ThetaX(n), podemos extraer el error monopulso cometido en ThetaY(n).

En conclusión, aplicando una única matriz, hemos logrado caracterizar el error de tres formas distintas.

Una forma de reducir este error sería emplear la AMF de plano E para planos que se encuentren por debajo de los 45° , de forma que el error monopulso se vería enormemente reducido, siendo máximo para el plano $\phi 45$, y con un valor máximo esperado de unos 4° aproximadamente.

5.2- Caracterización del error por Ecuación

Una vez caracterizado el error monopulso, el siguiente tipo de error es el de ecuación. Para ello será necesario comprobar si la ecuación de aproximación por desfases (4.11) es correcta.

Si bien el error se obtendrá para todos los planos, solamente se mostrarán algunos de ellos para facilitar la visualización. El código empleado se encuentra en A.20, así como su explicación en B.20

Partimos de una representación de las PMF's reales y aproximadas:

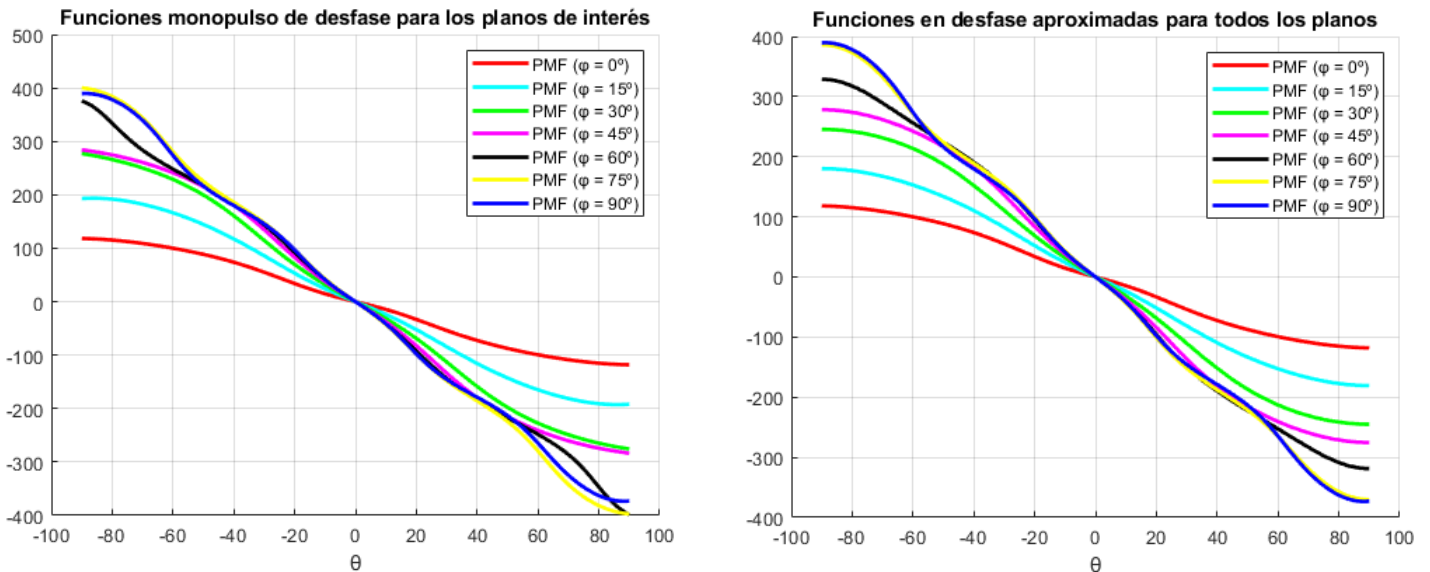
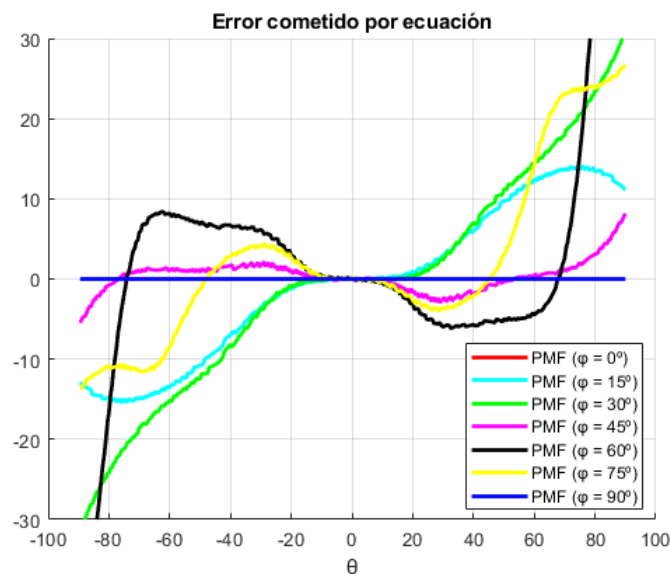


Figura 5.11- PMF's reales y aproximadas

Observamos una gran semejanza entre ambas representaciones. Para comprobarlo, obtengamos el error por ecuación (misma nomenclatura que para el error monopulso).



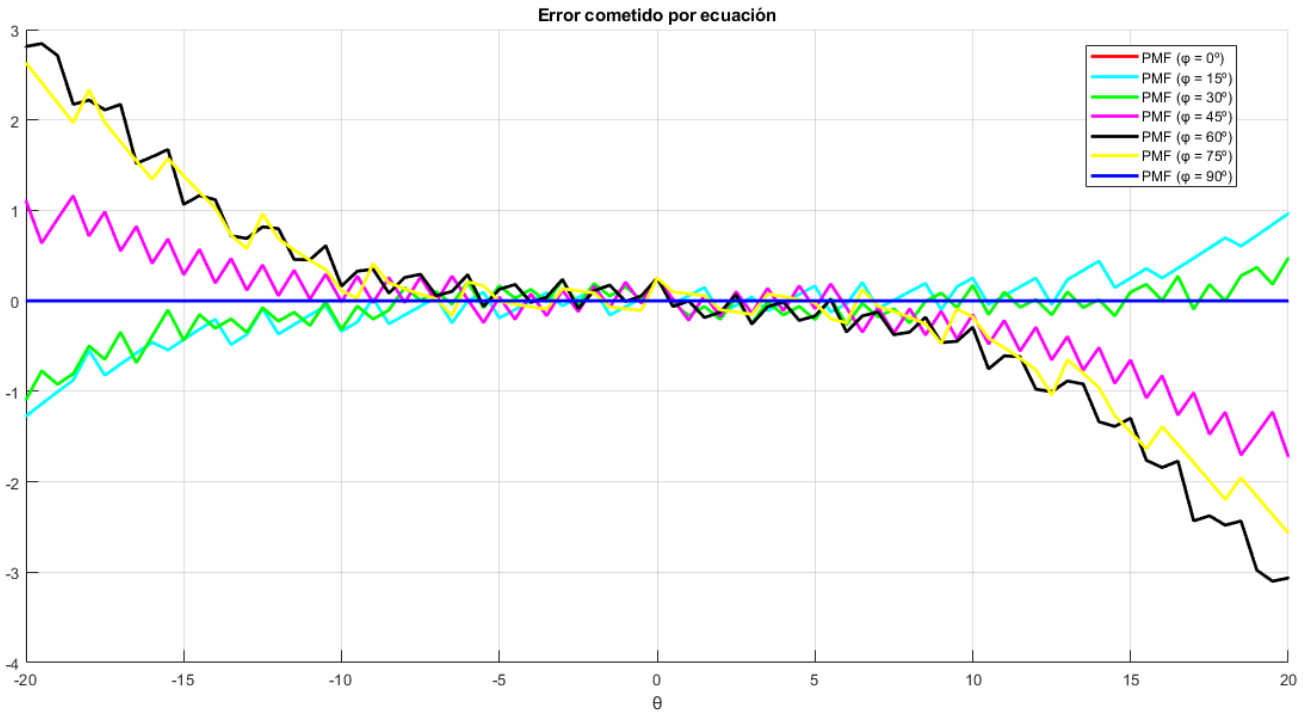


Figura 5.12- Error por ecuación en función de coordenadas esféricas

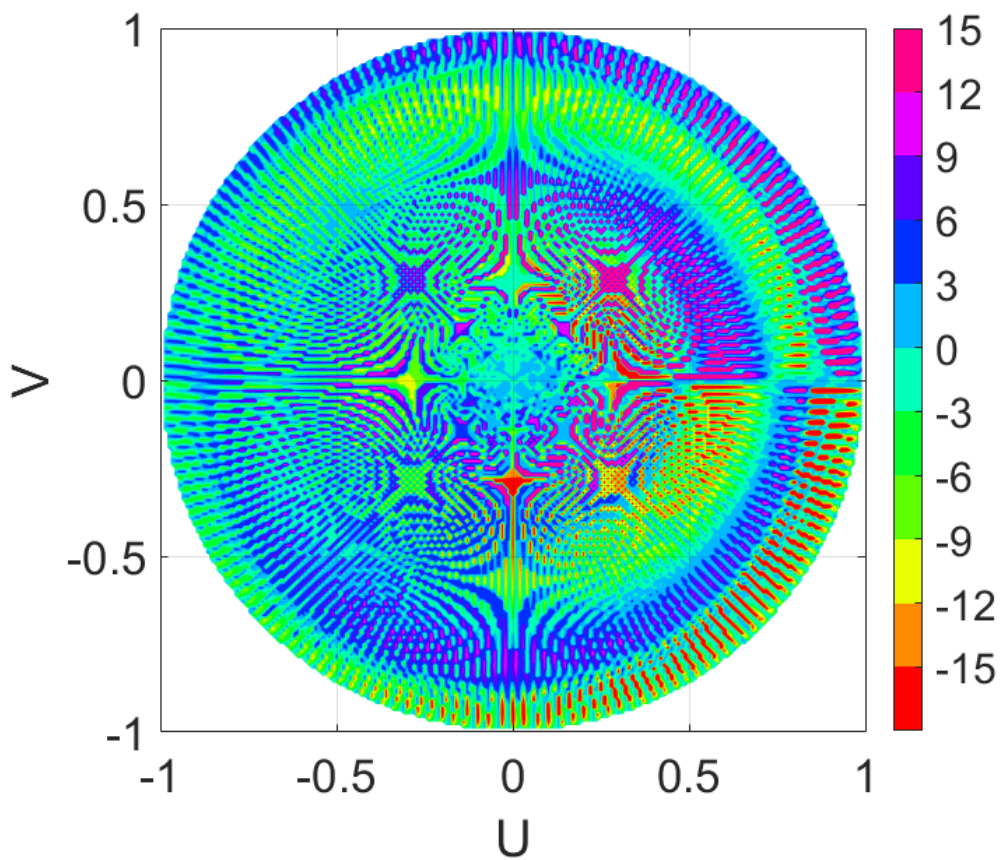


Figura 5.13- Error por ecuación en función de coordenadas UV

Se recuerda que el error fuera de la FoV no es realista, sino que se ha visto adulterado por el propio código con el fin de evitar ambigüedades, por lo que se recomienda considerar exclusivamente el error en el FoV

Análisis en resultados

El código empleado para la representación UV se encuentra en A.18, así como su explicación en B.18

En este caso no se ha representado el error en coordenadas mixtas, pues no aportaría información relevante ni sería un tipo de búsqueda de error útil en el algoritmo final.

En primera instancia, podemos observar que el error cometido en plano H y E es nulo. Esto es lógico, pues los planos de referencia son los planos base a partir de los cuales se aplica la combinación lineal para extraer las PMF's en el resto de los planos, y por lo tanto, el error debe de ser nulo.

$$PMF_{PH}(\theta_X, \theta_Y) = PMF_{PH}(\theta_Y) \qquad PMF_{PE}(\theta_X, \theta_Y) = PMF_{PE}(\theta_Y) \qquad (6.1)$$

También podemos encontrar una relación estrecha entre la magnitud del error la lejanía de los planos con respecto a los de referencia H y E. A medida que los planos se alejan más ($\phi_{30}, \phi_{45}, \phi_{60}$), el error cometido aumenta, y de igual manera el crecimiento de este error en Theta (figura 5.12). Esto es lógico, pues a medida que un plano se diferencie más de los de referencia, la aproximación propuesta en (4.11) es menos verídica, y por lo tanto el error aumenta.

Podemos observar que el error se dispara en la zona de ambigüedad, de forma que incluso los errores en plano H son distintos a "0" (cosa que es imposible), pero esto es normal, es un error artificial introducido al forzar que solo se trabaje con la región de no ambigüedad, y no debemos prestarle atención.

Finalmente se aprecia que el error presenta un ruido de cuantificación debido al proceso discreto de obtención de la información. No se recomienda emplear funciones de tipo "smooth", pues esto altera los valores originales.

Como conclusión, encontramos que este error es extremadamente pequeño, lo que nos indica que la ecuación es plausible, y por lo tanto perfectamente aplicable.

Dado que se han empleado las propias AMP proyectadas de cada plano, el error por monopolso cometido ha desaparecido, aislando exclusivamente el error por ecuación.

Al igual que se hizo para el error monopolso, aquí se comprobará que el error por ecuación es correcto.

Para ello, se propone seleccionar dos valores de las PMF's reales y aproximadas, y comprobar que el error es capaz de acotarlas correctamente:

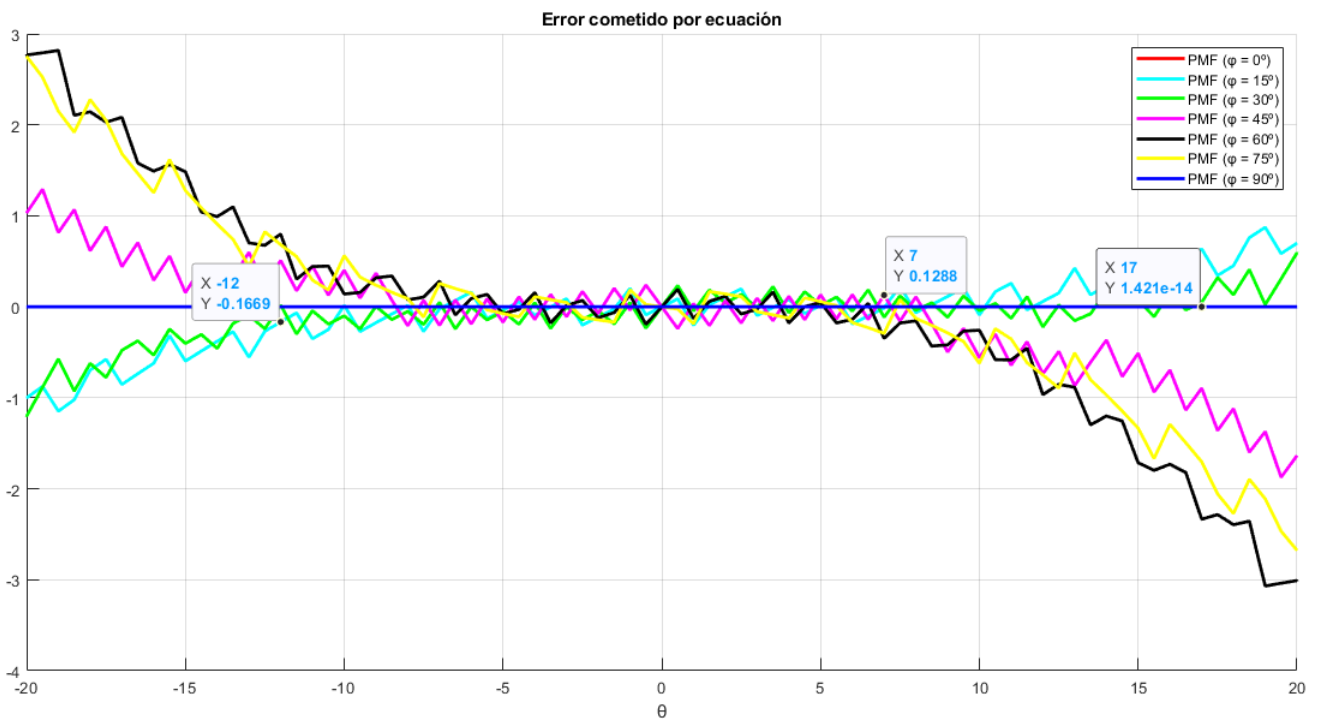
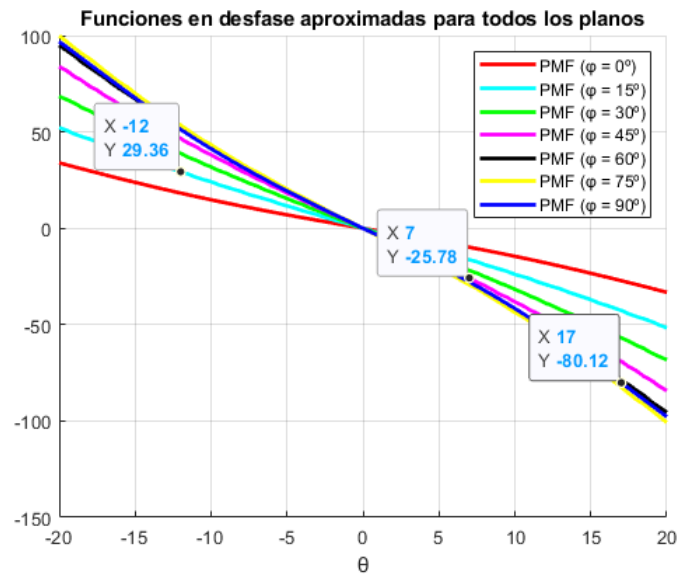
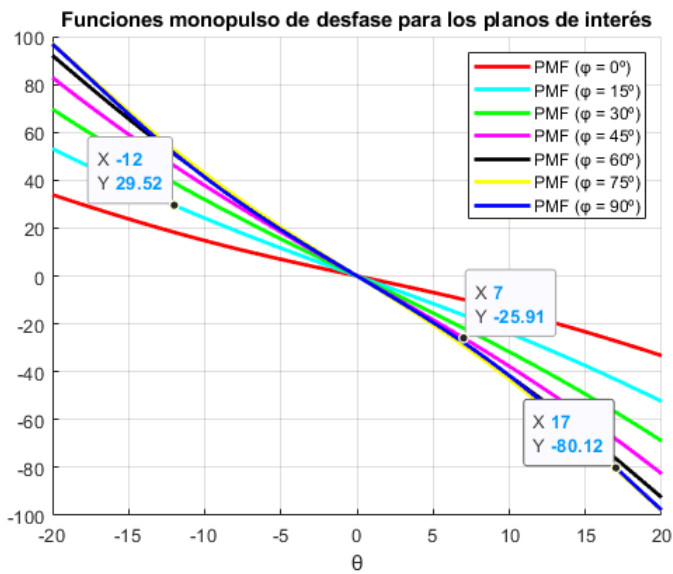


Figura 5.14- Ejemplo caracterización error ecuación

Observando los resultados positivos en las tres pruebas de caracterización del error cometido, podemos concluir que el error por ecuación se encuentra perfectamente caracterizado.

Esto quiere decir que, conociendo Theta y Phi o conociendo ThetaY(n), ThetaX(n), podemos extraer el error por ecuación cometido en Theta y Phi.

En conclusión, aplicando una única matriz, hemos logrado caracterizar el error de dos formas distintas, aunque se podría caracterizar de forma mixta en caso de ser necesario.

5.3- Caracterización del error Total

En el apartado 5.1, se logró caracterizar el error monopulso, a partir del cual podemos conocer el error cometido en $\Theta_Y(n)$.

Posteriormente, en el apartado 5.2, se caracterizó el error por ecuación, que permite conocer el error cometido en Θ y Φ por el uso de dicha ecuación.

Finalmente, en este apartado, se caracterizará el error total del sistema, con el que podremos obtener el error cometido en $\Theta_X(n)$. Dicho error total se encuentra compuesto por el error monopulso, error en fase LWA, error por ecuación y error por ecuación de interferometría, siguiendo el algoritmo propuesto en el apartado 4.3

Podemos segmentar los errores de este proyecto en tres tipos:

- **Errores en coordenadas:** Errores que permiten caracterizar la desviación cometida en las coordenadas cartesianas durante la detección. Estos son el error monopulso (Θ_Y) y error total (Θ_X).
- **Errores por ecuaciones:** Errores debidos a la asunción de ciertas ecuaciones, como pueden ser el error por ecuación (4.11) o el error por interferometría (4.6).
- **Errores acumulativos:** Producidos por un efecto acumulativo de los dos tipos de errores anteriores. Destaca el error en fase LWA (buscar el desfase LWA con un Θ_Y erróneo).

Al igual que para el error monopulso, este error se muestra mediante los tres tipos de representaciones posibles.

El código empleado se encuentra en A.21, así como su explicación en B.21

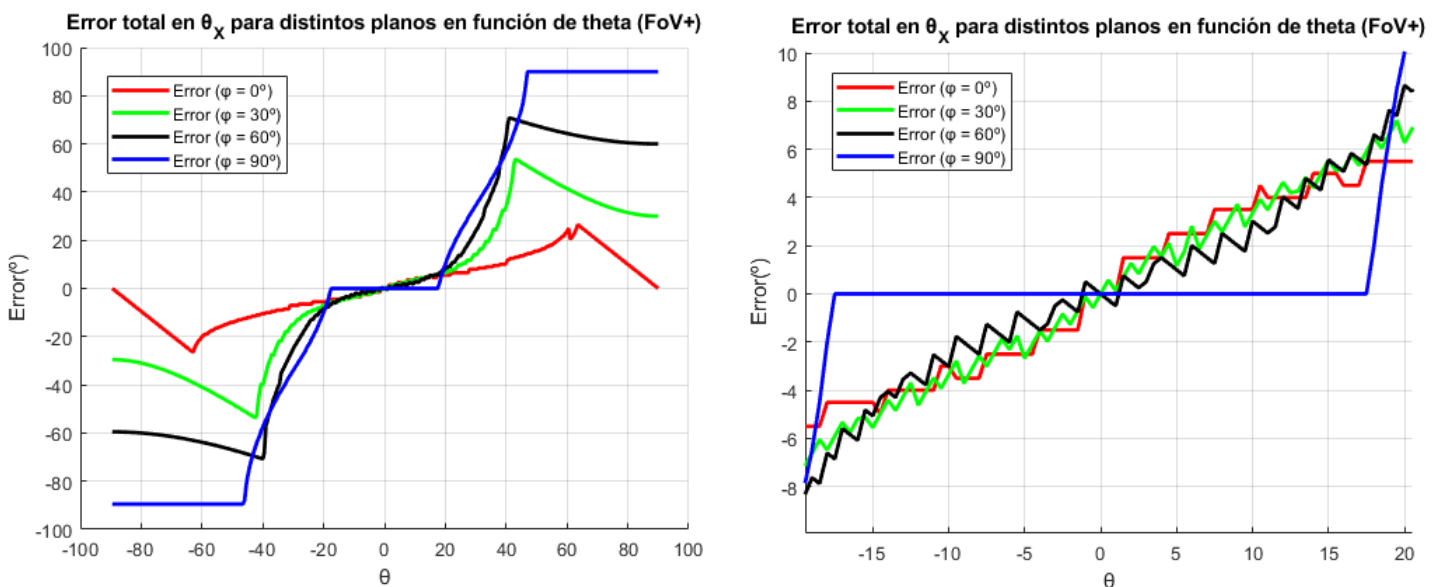


Figura 5.15- Error total en función de coordenadas esféricas

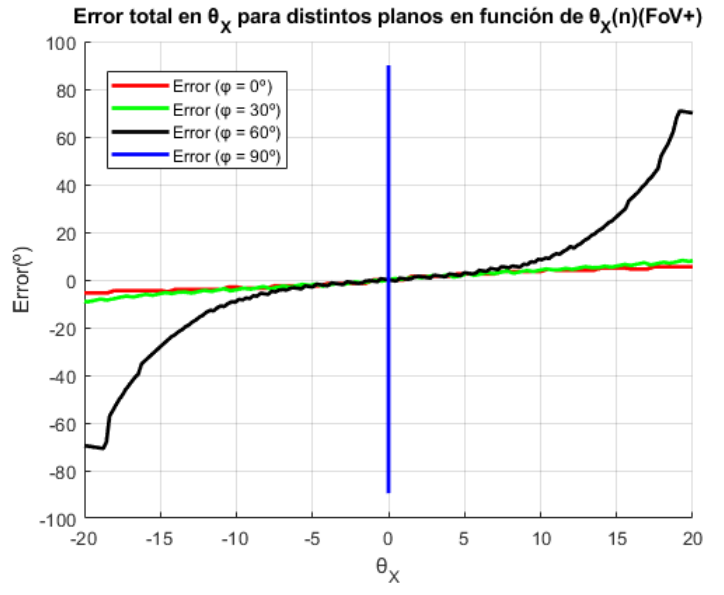
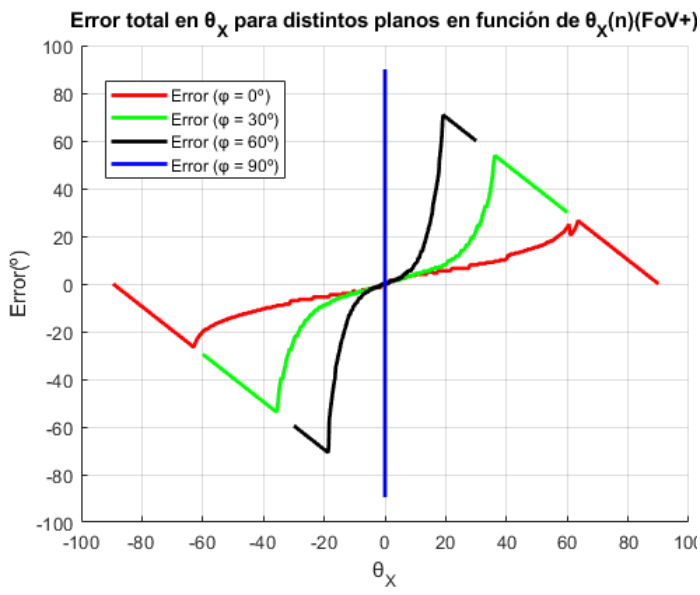


Figura 5.16- Error total en función de coordenadas mixtas

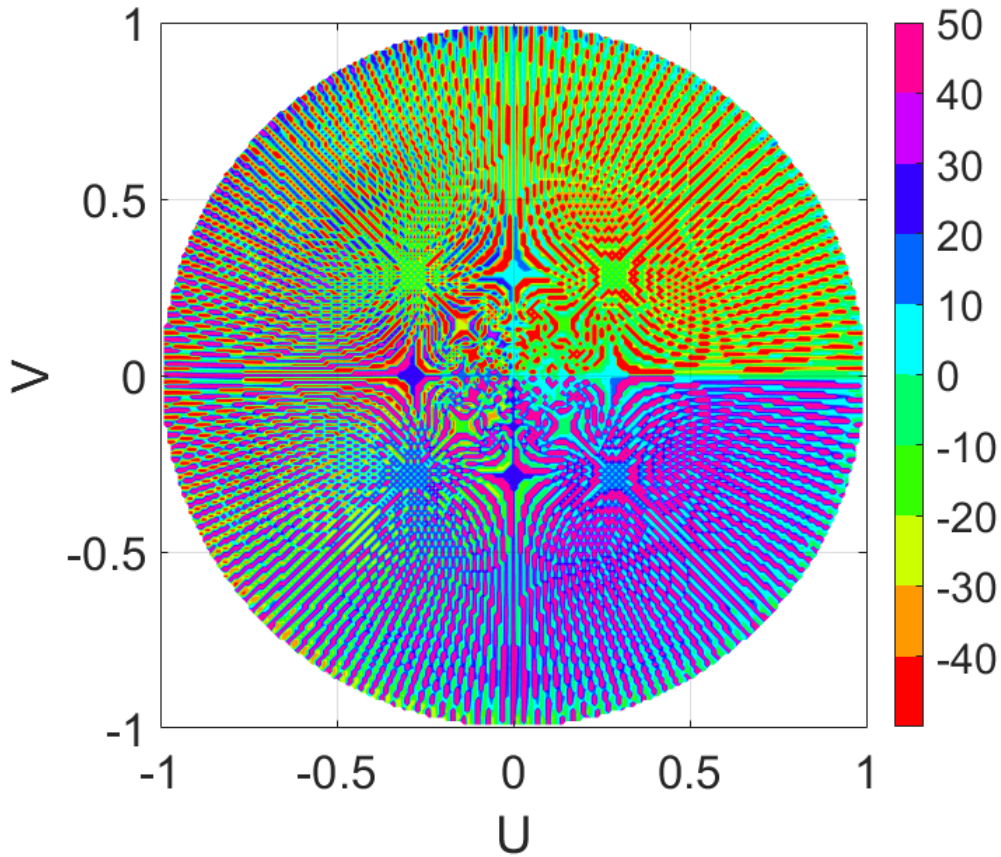


Figura 5.17- Error total en función de coordenadas UV

Se recuerda que el error fuera de la FoV no es realista, sino que se ha visto adulterado por el propio código con el fin de evitar ambigüedades, por lo que se recomienda considerar exclusivamente el error en el FoV

Análisis en resultados

El código empleado para la representación UV se encuentra en A.18, así como su explicación en B.18

En primera instancia, podemos observar que el error cometido en plano H es nulo, tal y como se esperaba según el análisis realizado previamente (un plano proyectado sobre sí mismo devuelve un error nulo).

También podemos apreciar que los errores cometidos en coordenadas mixtas (figura 5.16) encuentran su rango de valores acotado, de igual manera que ocurría con el error monopulso.

De forma común, se encuentra una relación estrecha entre la magnitud del error y la cercanía de los planos con el plano E de referencia (figura 5.15). A medida que esta cercanía disminuye, el error cometido es mayor, y el crecimiento de este error con Theta también aumenta. Este efecto es idéntico al monopulso, pero para el plano E en lugar del H.

Por otro lado, el error en plano H en coordenadas esféricas es máximo (figura 5.16), pues se trata del plano más alejado del plano E. Esto se corrobora cuando llevamos a cabo la proyección del error (figura 5.16), de forma que el error es máximo para cualquier Theta, ya que la componente AMF en plano E es nula.

Podemos observar que el error se dispara en la zona de ambigüedad, de forma que incluso los errores en plano E son distintos a "0" (cosa que es imposible), pero esto es normal, es un error artificial introducido al forzar que solo se trabaje con la región de no ambigüedad, y no debemos prestarle atención.

Finalmente se aprecia que el error presenta un ruido de cuantificación debido al proceso discreto de obtención de la información. No se recomienda emplear funciones de tipo "smooth", pues esto altera los valores originales.

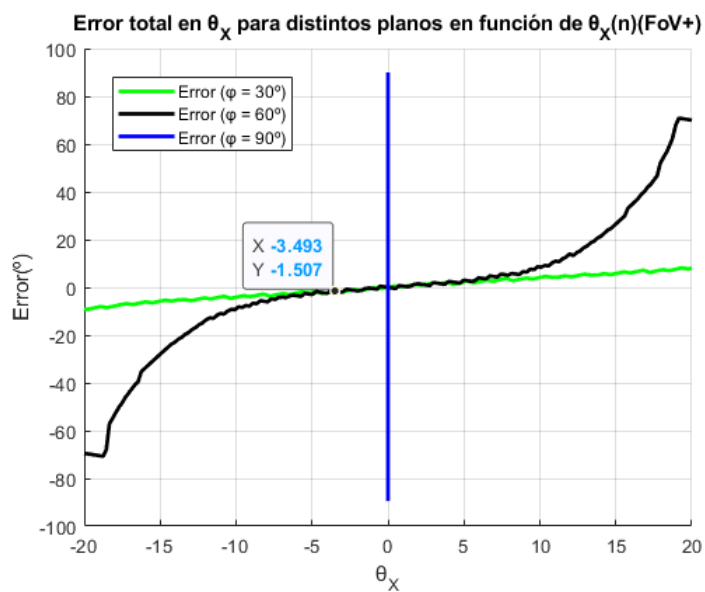
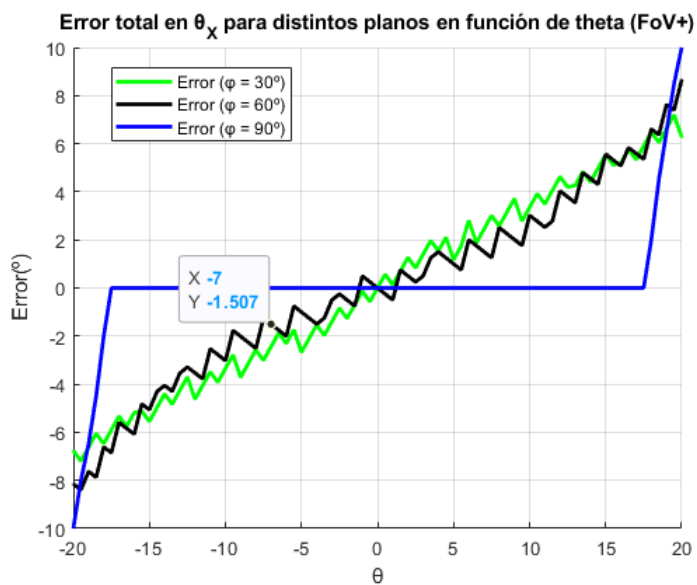
Como conclusión, podemos decir que el error total cometido se encuentra perfectamente acotado y toma valores relativamente bajos en coordenadas esféricas.

Para comprobar si el error ha sido correctamente acotado, se pondrán varios ejemplos de detección empleando distintas representaciones. Para generar los valores de esta tabla, se han seguido los pasos propuestos en el apartado 4.3, manteniendo el algoritmo final:

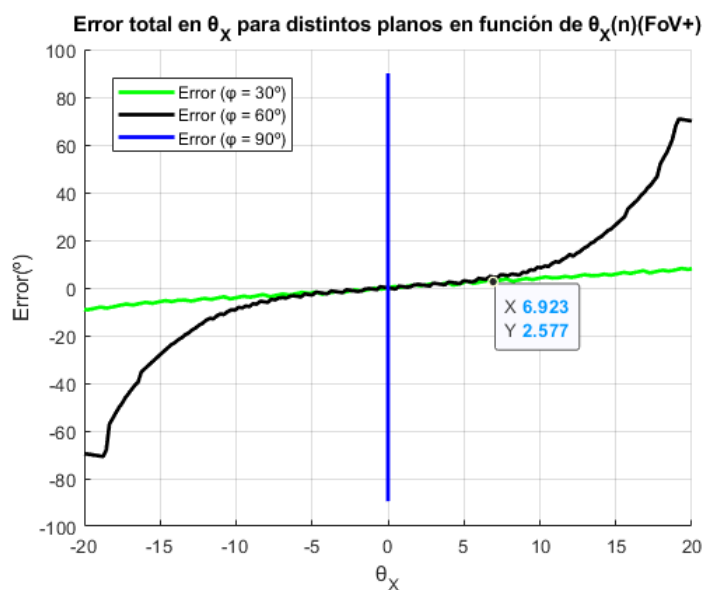
	φ_{Real}	θ_{Real}	$\theta_x(Real)$	$\theta_x(Det)$	$E(\theta_x)$
Prueba 1	60	-7	-3.4935	-5	-1.507
Prueba 2	30	8	6.9225	9.5	2.5775
Prueba 3	30	-17	-14.667	-20	-5.333
Prueba 4	90	9	0	0	0

Figura 5.18- Testeo error total

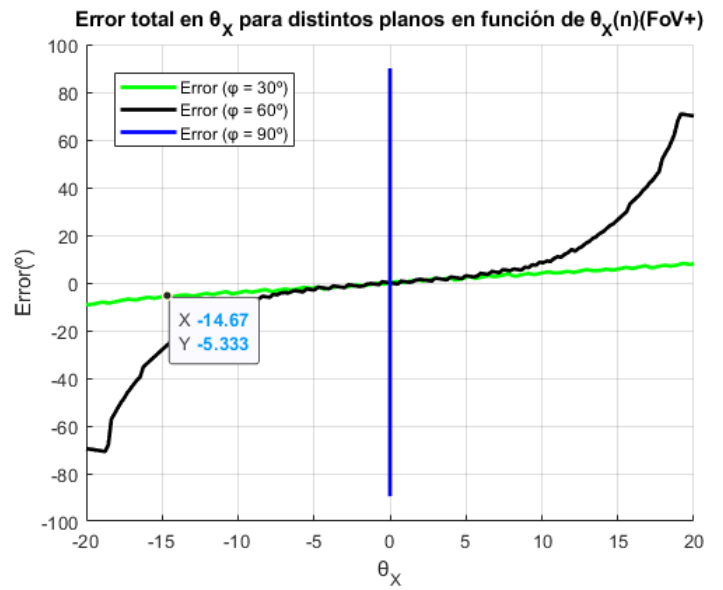
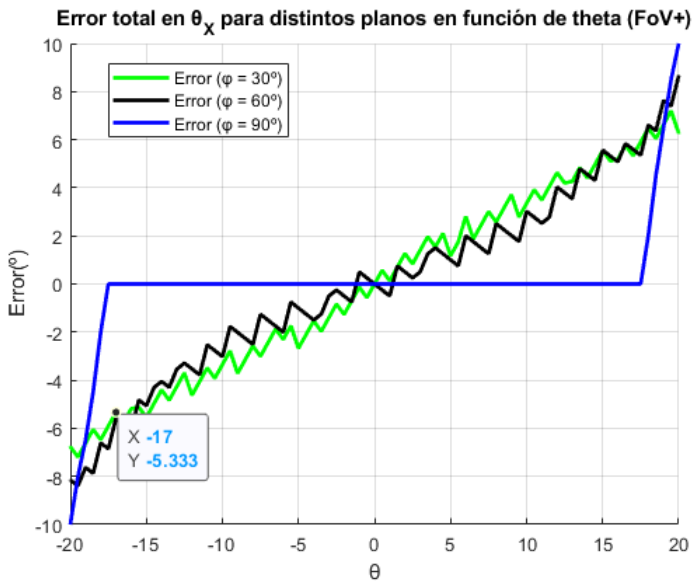
Prueba 1



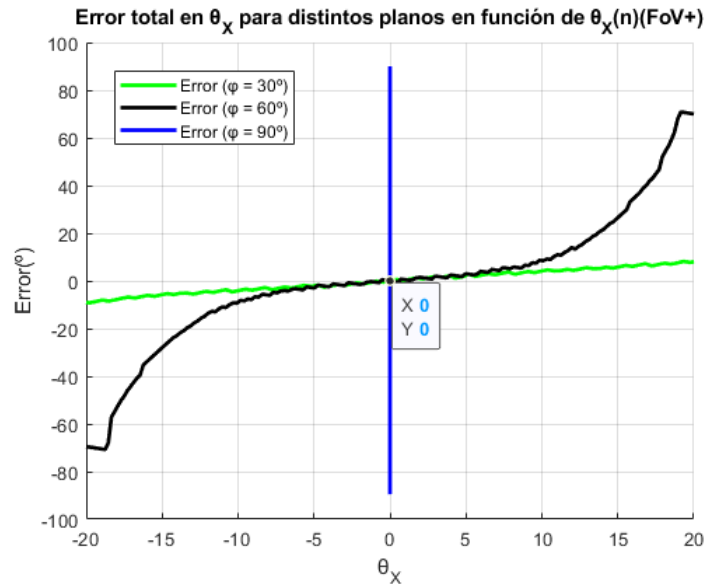
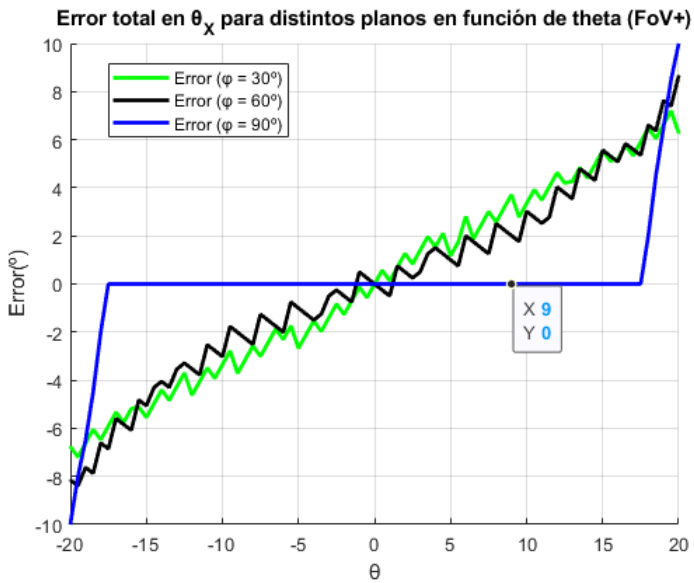
Prueba 2



Prueba 3



Prueba 4



Análisis de resultados

Observamos que, para todas las pruebas, los resultados han sido positivos.

De esta forma, podemos concluir que los errores monopulso, por ecuación y total han sido correctamente caracterizados, de forma que se conoce el error cometido en las asunciones del proyecto.

De igual manera, podemos corregir los errores de ThetaX y ThetaY en caso de conocer los valores correctos de Theta y Phi, o de sus alternativas de búsqueda en matriz (figura 5.1). Si bien esto no es necesario, pues al conocer los propios valores de Theta y Phi, no serían necesario aplicar esta corrección.

Sin embargo, durante el proceso de detección, encontraremos valores de Theta y Phi o cualquier otra combinación erróneos, por lo que al intentar buscar el error cometido en la matriz, este error no será del todo correcto, ya que sería el error cometido en caso de que los valores introducidos fueran los correctos.

En cualquier caso, se puede aplicar un algoritmo iterativo de búsqueda para corregir dichos errores en varias iteraciones posibles.

6- Algoritmo no iterativo de detección final

Hasta el momento se han estudiado individualmente cada una de las funcionalidades que se desean incluir en el algoritmo de detección 2D (tratado de diagramas de radiación, parámetros “S”, eficiencias, proyecciones, errores...), todo ello desarrollado tanto a nivel teórico como a nivel de simulación y en las diversas secciones del informe.

El objetivo de este apartado es reunir todos los conocimientos adquiridos y demostrados para desarrollar un algoritmo de detección de objetos en 2D, empleando exclusivamente dos de los cuatro puertos de un array de antenas tipo LWA.

Este algoritmo se divide en tres funciones, cada una de ellas con una labor específica, que permitirá encapsular el código, haciéndolo más manejable para futuras aplicaciones.

Función de calibrado

Esta función tiene como objetivo generar todas aquellas variables que permiten caracterizar el comportamiento radiante de la antena, definido por: las funciones monopulso, el mayado en coordenadas polares, los errores estudiados..., de forma que esta información se utilice como base para las funciones de detección posteriores.

El código empleado se encuentra en A.22, así como su explicación en B.22

A su vez, esta función devuelve dos gráficas con parámetros de interés.

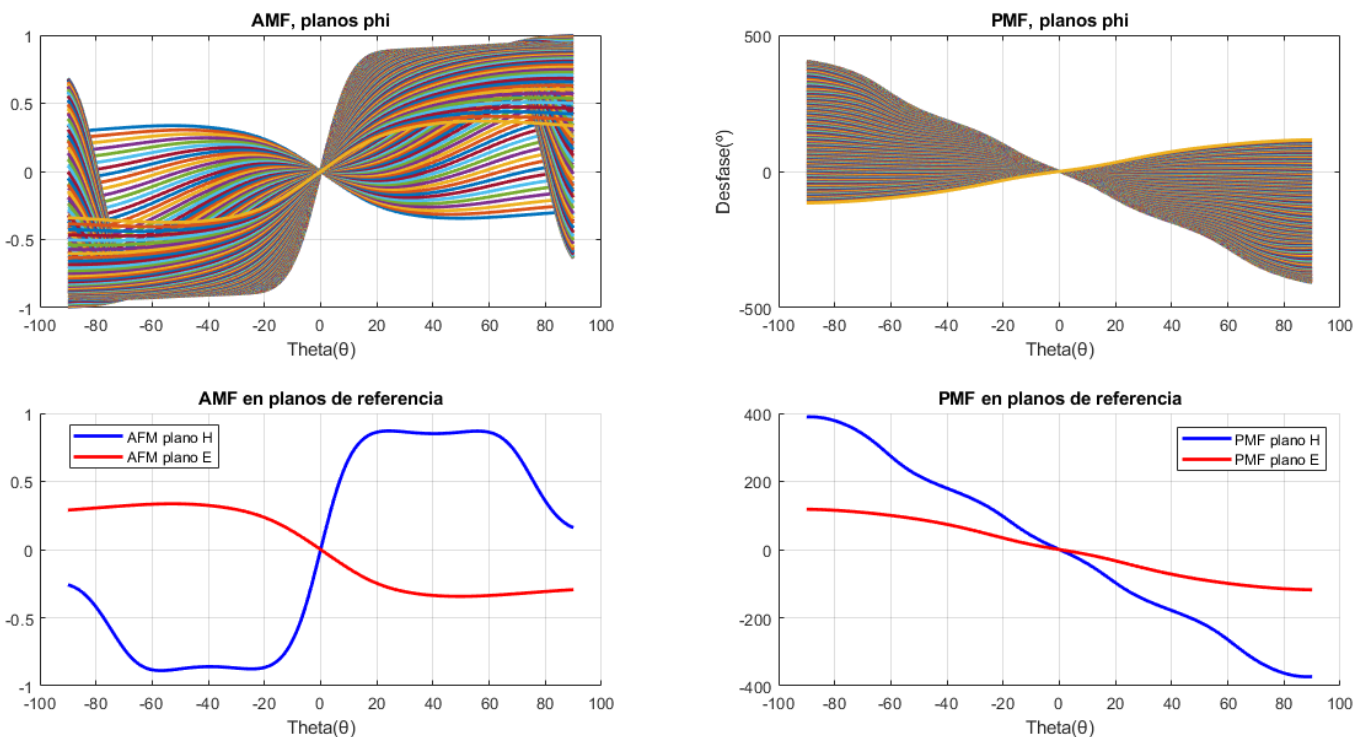


Figura 6- Salida 1, función calibrado

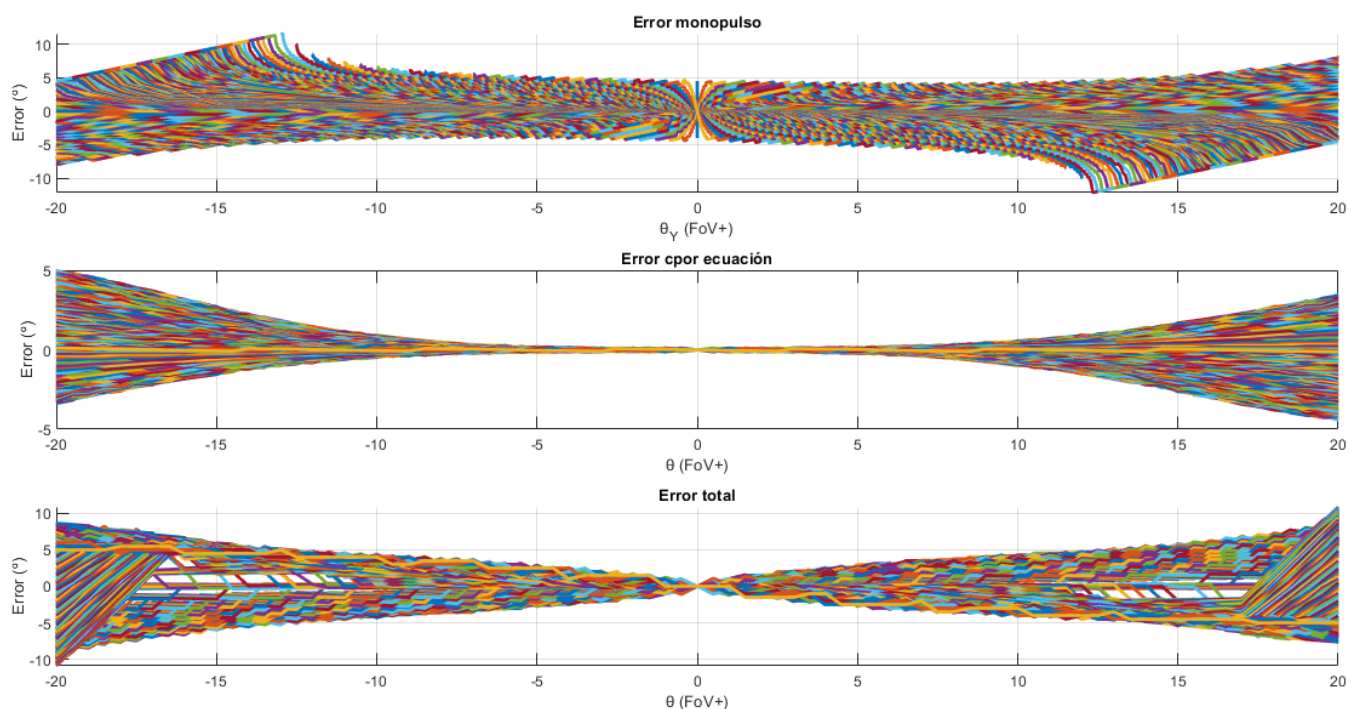


Figura 6.1- Salida 2, función calibrado

Función de detección ideal

Esta función comprueba que las variables generadas en la función de calibrado son correctas y permiten la detección de objetos en coordenadas polares. Para ello se sigue un procedimiento ideal, donde se asume que se conocen las funciones monopulso en todos los planos, y con máxima resolución, lo cual no es realista.

Si la detección se lleva a cabo de forma correcta, significa que es posible comenzar con la fase de detección real.

El código empleado se encuentra en A.23, así como su explicación en B.23

Función de detección real

Esta última función lleva a cabo la detección de objetos en coordenadas polares y cartesianas siguiendo es esquema propuesto en el apartado 4.3:

1. Obtención del AMV y PMV a partir de los datos en los puertos de la antena.
2. Obtención de ThetaY a partir de AMF en plano H y AMV.
3. Obtención del desfase LWA a partir de ThetaY.
4. Extracción del desfase por interferometría con la ecuación de desfases, el desfase LWA y el PMV.
5. Obtención de ThetaX a partir de PMF en plano E y desfase por interferometría.
6. Caracterización del error cometido aproximado.
7. Posible algoritmo iterativo de corrección de errores.

El código empleado se encuentra en A.24, así como su explicación en B.24

Código de testeo

Este código permite gestionar las funciones anteriores, de forma que sea posible llevar a cabo todas las pruebas de funcionamiento pertinentes.

El código empleado se encuentra en A.25, así como su explicación en B.25

Tras varias pruebas, se han obtenido los siguientes resultados:

φ_{Real}	θ_{Real}	$\theta_x(Real)$	$\theta_y(Real)$	$\theta_x(Det)$	$\theta_y(Det)$	$E(\theta_x)$	$E(\theta_y)$
0	-13	-13	0	-17	2	-4	2
0	0	0	0	0	0	0	0
0	10	10	0	13.5	-1.5	3.5	-1.5
15	-9	-8.6909	-2.3204	-11.5	-1	-2.809	-1.32
15	-2	-1.9318	-0.5175	-3.5	0	-1.568	-0.518
15	3	2.8977	0.7761	3.5	0.5	-0.602	0.2761
30	-17	-14.667	-8.4060	-20	-6	-5.333	-2.406
30	1	0.8660	0.5	1	0.5	0.144	0
30	8	6.9225	3.9902	9.5	3	2.5775	0.9902
45	-6	-4.2388	-4.2388	-6	-3.5	-1.761	-0.739
45	5	3.5333	3.5333	5	3	1.4667	0.5333
45	17.5	12.2766	12.2766	19	9.5	6.7234	2.7766
60	-7	-3.4935	-6.0584	-5	-5.5	-1.507	-0.558
60	7	3.4935	6.0584	5	5.5	1.507	0.558
90	-3	0	-3	0	-3	0	0
90	9	0	9	0	9	0	0
90	13	0	13	0	13	0	0
$E(total)$	$E(mon)$	$\Delta E(\theta_x)$	$\Delta E(\theta_y)$	$\theta_x(Corr)$	$\theta_y(Corr)$	$E_{corr}(\theta_x)$	$E_{corr}(\theta_y)$
-4.6305	-2.5164	0.6305	4.5	-12.369	-0.5164	-0.631	0.5164
0	0	0	0	0	0	0	0
4	-3.5	0.5	2	9.5	2	0.5	-2
-4	-3.5	1.191	-2.18	-7.5	-2.5	-1.191	0.1796
-1	-1	0.568	0.518	-2.5	-1	0.568	0.4825
1.5341	0.4868	0.932	0.2107	2.5	0.9868	0.3977	-0.2107
-5.5	-3.5	0.167	1	-14.5	-9.5	-0.167	1.094
-0.03949	-0.0538	0.14	0.05	0.9605	0.45	-0.0945	0.05
3.4673	1.4932	0.8898	0.5	6.0327	4.4932	0.8898	-0.503
-2.5	-3.5	0.739	2.761	-3.5	0	-0.7388	-4.2388
2.8595	1.0861	1.3928	0.5528	2.1405	4.08	1.3928	-0.5467
6.9402	3.0779	0.2168	0.3013	12.0598	12.5779	0.2168	-0.3013
-2.5	-3.5	1	2	-2.5	-2	-0.9935	-4.0584
2.9410	1.022	1.5	0.5	2.059	4.5	1.4345	1.5584
0	0	0	-0	0	-3	0	0
0	0	0	0	0	9	0	0
0	0	0	0	0	13	0	0

Figura 6.2- Testeo del algoritmo final

Se asume que todos los valores se muestran en grados.

En la tabla superior se han representado los siguientes parámetros:

- Columna 1: Angulo Phi real
- Columna 2: Angulo Theta real
- Columna 3: Angulo ThetaX real
- Columna 4: Angulo ThetaY real
- Columna 5: Angulo ThetaX encontrado
- Columna 6: Angulo ThetaY encontrado
- Columna 7: Error cometido en la detección de ThetaX
- Columna 8: Error cometido en la detección de ThetaY
- Columna 9: Error total para los valores de Phi y ThetaX
- Columna 10: Error monopolso para los valores de Phi y ThetaY
- Columna 11: Diferencia entre el error cometido en Theta X y el error total
- Columna 12: Diferencia entre el error cometido en Theta Y y el error monopolso
- Columna 13: Valor de ThetaX corregido con el error total
- Columna 14: Valor de ThetaY corregido con el error monopolso
- Columna 15: Ángulo Phi corregido
- Columna 16: Ángulo Theta corregido

Análisis de resultados

En los resultados obtenidos, podemos extraer muchas conclusiones acerca del proyecto.

Inicialmente podemos apreciar que la detección en plano phi90 es ideal. Esto se ha podido corroborar durante la caracterización de los errores.

Por un lado, observamos como el error cometido aumenta de forma significativa a medida que nos alejamos del punto Theta = 0°, siendo mínimo en este y máximo en los límites de la FoV, con errores de hasta 6.7° en ThetaX y 2.7° en ThetaY.

Por otro lado, el error cometido en ThetaY es mucho menor que el de ThetaX. Esto es lógico, ya que este último arrastra un mayor número de errores acumulados.

Este efecto acumulativo afecta en el crecimiento del error, que se vuelve más exponencial que el error en ThetaY a medida que varía el ángulo Theta.

En segundo lugar, apreciamos como las diferencias entre los errores cometidos y los errores caracterizados en el TFG (columnas 11 y 12) son bajas, superando la diferencia de 1.2° únicamente en casos extremos.

Dado que los errores monopolso y total han sido obtenidos empleando los ángulos erróneos como método de búsqueda, es interesante que con una única iteración e índices erróneos, la precisión del error caracterizado con respecto al real sea positiva.

En tercer lugar, las coordenadas cartesianas corregidas se asemejan significativamente a las coordenadas originales, salvaguardando los casos excepcionales mencionados en el punto anterior.

Esto quiere decir que la capacidad correctora del algoritmo en su primera iteración es bastante buena.

Para comparar el error cometido en la detección angular antes y después de aplicar la primera iteración correctora del algoritmo, se muestra la figura 6.3

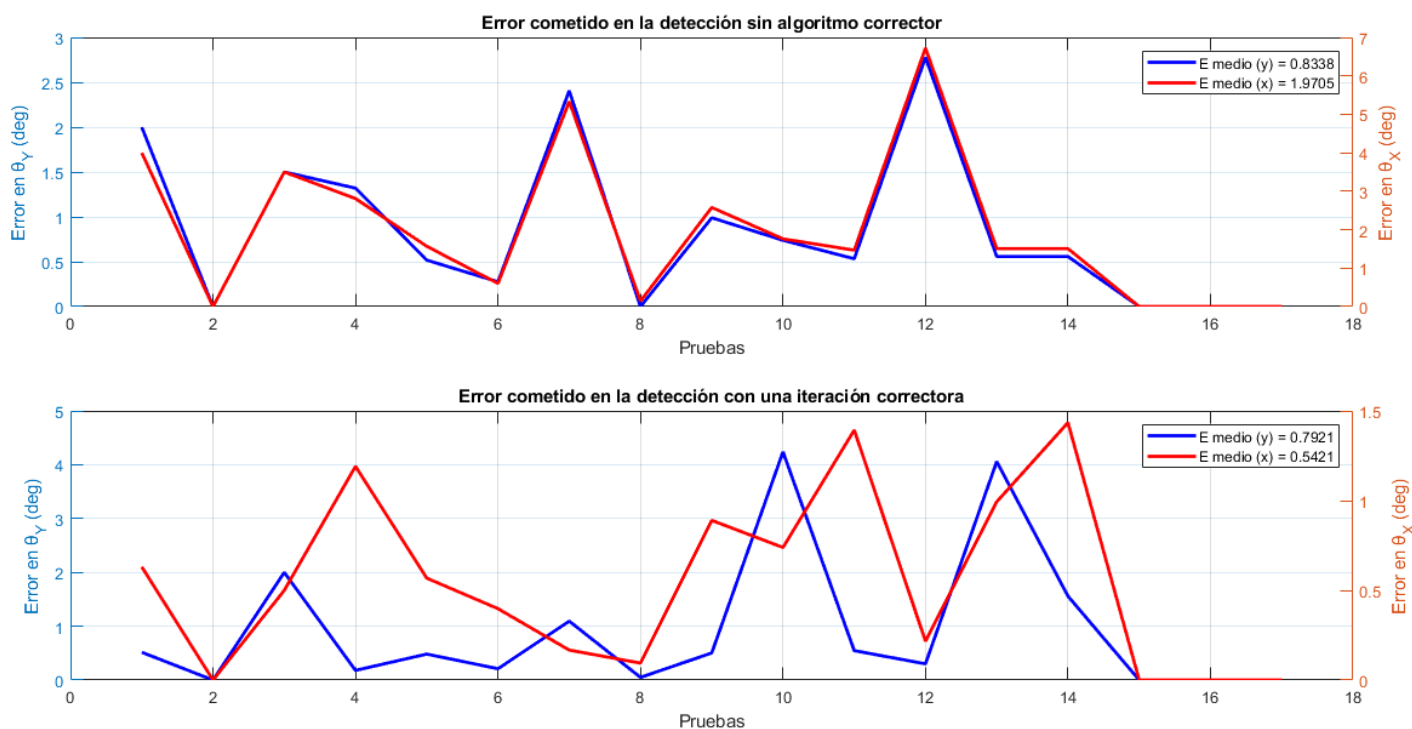


Figura 6.3- Comparativa de errores pre y post corrección

Esta figura es extremadamente reveladora y resume los resultados obtenidos en este proyecto.

Observamos como el error cometido previo a la iteración correctora se encuentra en torno a los 1.9705° para ThetaX y 0.8338° para ThetaY. Estos errores son relativamente bajos y permiten una detección bastante aproximada a la real.

Como picos, encontramos errores de 6.7° para ThetaX y 2.7° para ThetaY, valores bastante altos.

Por otro lado, el error promedio tras aplicar una iteración correctiva del algoritmo se encuentra sobre los 0.5421° para ThetaX y 0.7921° para ThetaY.

Como picos, encontramos errores de 1.5° para ThetaX y 4° para ThetaY.

Si bien el error cometido en la detección de ThetaY no ha disminuido excesivamente, esto se debe a ciertos valores de pico, que aumentan significativamente el error promedio. Estos errores se producen cuando el algoritmo sobrepasa el punto de convergencia para el error, de forma que este se dispara de forma más significativa que el error original. Si bien son errores alarmantes, también son muy puntuales y producto de la maximización de otros errores previos.

Por otro lado, el error en ThetaX ha disminuido hasta 1.5° aproximadamente con respecto al error anterior. Esto significa una gran mejora en la corrección de esta coordenada angular.

Se recuerda que los errores empleados en la corrección han sido seleccionados a partir de índices de búsqueda erróneos, por lo que siendo una única iteración del algoritmo, podemos considerar de este un resultado exitoso.

7-Conclusiones y líneas de investigación futuras

A lo largo de este proyecto, se ha profundizado en los orígenes históricos de las antenas de onda de fuga, así como en su funcionamiento físico-teórico y las principales cualidades que distinguen a estas antenas de sus competidoras.

Por otro lado, se han revisado los procesos de diseño y caracterización de antenas LWA. También se han aprendido las técnicas de detección monopulso mediante AMC y PMC, y se han aplicado a dicha antena.

Una vez completado el estudio previo, se ha diseñado el array de antenas propuesto en este proyecto con una novedosa estructura física extremadamente compacta. Además, se ha caracterizado su comportamiento (radiación, adaptación y eficiencia), y se ha desarrollado de forma ordenada y didáctica el algoritmo de detección final.

Observando los resultados obtenidos a lo largo del proyecto, podemos concluir que:

- Se ha logrado una correcta caracterización de los errores principales del proyecto mediante las matrices generadas en el apartado 5.
- El algoritmo presenta buena precisión en la detección 2D sin aplicar correcciones, salvo en casos excepcionales.
- Tenemos una capacidad correctora alta para una única iteración del algoritmo corrector.

En un futuro, se pretende implementar ciertas mejoras al sistema propuesto, entre los que se encuentran:

- Incluir un algoritmo iterativo que permita corregir los errores de forma completa en las coordenadas cartesianas, haciendo uso de los errores caracterizados.
- Emplear la AMF en plano E y en plano H para detectar el ángulo “ThetaY” de llegada, en lugar de simplemente utilizar la AMF en plano H. De esta forma, conseguiríamos reducir enormemente el error monopulso.
- Durante el proceso corrector del algoritmo iterativo, recalculamos los pesos de las componentes en las ecuaciones AMF y PMF, tal que la aproximación sea más precisa con cada iteración.
- Añadir la funcionalidad multi-haz o escaneo en frecuencia característica de las LWA, con el fin de maximizar el FoV del sistema.
- Comprobar de forma práctica el funcionamiento del sistema en la cámara anecoica que se encuentra a disposición de la UPCT.

En definitiva, se considera un resultado exitoso, donde se registran errores de detección bajos y perfectamente calibrados mediante matrices de error caracterizadas. Si bien existe un gran margen de mejora en la detección, se abre un nuevo abanico de posibilidades basados en esta novedosa técnica de localización monopulso.

[Hoja en blanco]

8-Anexos

8.A- Códigos Matlab

En este anexo se recoge el código empleado en MATLAB para el tratamiento y representación de datos en las diversas secciones del informe.

En las secciones de representación se evitará el código decorativo de las gráficas, pues no aporta información relevante.

A.1-Relación entre variables y parámetros físicos “W”, “L”

```
%Inicialización de parámetros
theta = -90:0.5:90;           %Variable theta
files = 82;                  %Número archivos
numDatos = length(theta);   %Número de valores en cada vector de la matriz
numFrec = 3;                %Número de frecuencias
numVar = 3;                 %Ganancia, apuntamiento y ancho haz
numParam = 2;               %"W" y "L"
filas = (numVar*numFrec*numParam)+(numFrec*numParam)+numParam; %Número de filas
matDatos = zeros(filas,files/2); %Matriz de datos
Indicadores = ['W_%d.txt'; 'L_%d.txt']; %Indicador del tipo de archivo
Indicadores = cellstr(Indicadores);
Letras = ['W'; 'L'];        %Parámetros a cambiar

%Bucle para rellenar la matriz de datos
matDatos (1,:) = fillRow(files/2,NaN);
matDatos ((filas/numParam)+1,:) = fillRow(files/2,NaN);

for i = 1:numParam          %Para cada parámetro
    file = Indicadores{i}; %Extraigo el indicador de archivo
    idx = 0;                %Reseteo índices
    for k=1:2:files        %Para cada archivo
        aux = sprintf(file, k); %Importo las gráficas norm y no norm
        data = importdata(aux).data';
        aux = sprintf(file, k+1);
        dataNorm = importdata(aux).data';

        %Obtención ganancia y apuntamiento
        idx = idx+1;
        t = ((numFrec*numVar)+1+numFrec)*(i-1);
        [val,ind] = max(data(2,:)); %Busco el valor máximo
        matDatos(2+t,idx) = val;    %Almaceno G y Apunt
        [val,ind] = max(data(3,:)); %Repito para otras F's
        matDatos(6+t,idx) = val;
        [val,ind] = max(data(4,:));
        matDatos(10+t,idx) = val;   matDatos(11+t,idx) = theta(ind);

        %Obtención ancho de haz a -3dB
        ind_zero2 = find(dataNorm(2,:)==0); %Busco el índice "0" en los diagramas
        ind_zero3 = find(dataNorm(3,:)==0);
        ind_zero4 = find(dataNorm(4,:)==0);

        [val,ind1] = min(abs(dataNorm(2,(1:ind_zero2)) - (-3))); %Primera mitad
        [val,ind2] = min(abs(dataNorm(2,(ind_zero2:numDatos)) - (-3))); %Segunda mitad
        ind2 = ind2 + ind_zero2 - 1; %Adapto el índice
        matDatos(4+t,idx) = abs(theta(ind1)-theta(ind2)); %Obtengo el ancho de haz
```

```

[val,ind1] = min(abs(dataNorm(3,(1:ind_zero3)) - (-3)));
[val,ind2] = min(abs(dataNorm(3,(ind_zero3:numDatos)) - (-3)));
ind2 = ind2 + ind_zero3 - 1;
matDatos(8+t,idx) = abs(theta(ind1)-theta(ind2));

[val,ind1] = min(abs(dataNorm(4,(1:ind_zero4)) - (-3)));
[val,ind2] = min(abs(dataNorm(4,(ind_zero4:numDatos)) - (-3)));
ind2 = ind2 + ind_zero4 - 1;
matDatos(12+t,idx) = abs(theta(ind1)-theta(ind2));

end
end

%Interpolación W y L
w=16.5:0.2:24.5;
w_int = 16.5:0.01:24.5;
l=75:4:235;
l_int = 75:0.1:235;
matDatos_W = zeros(filas/2,length(w_int));
matDatos_L = zeros(filas/2,length(l_int));

for i=1:(filas/2)
    matDatos_W(i,:) = interp1(w,matDatos(i,:),w_int);
end

idx=0;
for i=(filas/2+1):(filas)
    idx = idx+1;
    matDatos_L(idx,:) = interp1(l,matDatos(i,:),l_int);
end

%Representación gráfica
% W, f=2.3GHz
plot(w_int,matDatos_W(2,:), 'b', 'LineWidth', 2);
plot(w_int,matDatos_W(3,:), 'r', 'LineWidth', 2);
plot(w_int,matDatos_W(4,:), 'g', 'LineWidth', 2);
*Código extra de representación*

% W, f=2.45GHz
plot(w_int,matDatos_W(6,:), 'b', 'LineWidth', 2);
plot(w_int,matDatos_W(7,:), 'r', 'LineWidth', 2);
plot(w_int,matDatos_W(8,:), 'g', 'LineWidth', 2);
*Código extra de representación*

% W, f=2.6GHz
plot(w_int,matDatos_W(10,:), 'b', 'LineWidth', 2);
plot(w_int,matDatos_W(11,:), 'r', 'LineWidth', 2);
plot(w_int,matDatos_W(12,:), 'g', 'LineWidth', 2);
*Código extra de representación*

% L, f=2.3GHz
plot(l_int,matDatos_L(2,:), 'b', 'LineWidth', 2);
plot(l_int,matDatos_L(4,:), 'g', 'LineWidth', 2);
plot(l_int,matDatos_L(3,:), 'r', 'LineWidth', 2);
*Código extra de representación*

% L, f=2.45GHz
plot(l_int,matDatos_L(6,:), 'b', 'LineWidth', 2);
plot(l_int,matDatos_L(8,:), 'g', 'LineWidth', 2);
plot(l_int,matDatos_L(7,:), 'r', 'LineWidth', 2);
*Código extra de representación*

```

```

% L, f=2.6GHz
plot(l_int,matDatos_L(10,:), 'b', 'LineWidth',2);
plot(l_int,matDatos_L(12,:), 'g', 'LineWidth',2);
plot(l_int,matDatos_L(11,:), 'r', 'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

```

A.2-Parámetros “S”, antena individual

```

PS11 = importdata('Param_S11.txt').data';           %Carga los archivos .txt
PS12 = importdata('Param_S12.txt').data';
PS21 = importdata('Param_S21.txt').data';
PS22 = importdata('Param_S22.txt').data';
ind_frec = 1:2:length(PS11);                         %Índices de frecuencia
ind_datos = 2:2:length(PS11);                       %Índices datos
f = PS11(ind_frec);                                  %f (Ghz) saltos 2.5 MHz
PS11 = PS11(ind_datos);                              %Parámetros S
PS12 = PS12(ind_datos);
PS21 = PS21(ind_datos);
PS22 = PS22(ind_datos);

%Param S puerto 1
plot(f,PS11,'r', 'LineWidth',2);
plot(f,PS21,'g', 'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Param S puerto 2
plot(f,PS12,'b', 'LineWidth',2);
plot(f,PS22,'m', 'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

```

A.3-Diagramas de radiación en potencia, antena individual

```

Diag_rad_Pot_P1_norm = importdata('Diag_Rad_Potencia_P1_norm.txt').data'; %Carga los .txt
Diag_rad_Pot_P2_norm = importdata('Diag_Rad_Potencia_P2_norm.txt').data';
Diag_rad_Pot_P1 = importdata('Diag_Rad_Potencia_P1.txt').data';
Diag_rad_Pot_P2 = importdata('Diag_Rad_Potencia_P2.txt').data';

theta = Diag_rad_Pot_P1_norm(1,:);                  %Vector Theta
Diag_rad_Pot_P1_norm = Diag_rad_Pot_P1_norm(2,:);  %Diagramas en potencia
Diag_rad_Pot_P2_norm = Diag_rad_Pot_P2_norm(2,:);
Diag_rad_Pot_P1 = Diag_rad_Pot_P1(2,:);
Diag_rad_Pot_P2 = Diag_rad_Pot_P2(2,:);

%Diagramas de radiación normalizados
plot(theta,Diag_rad_Pot_P1_norm,'r', 'LineWidth',2);
plot(theta,Diag_rad_Pot_P2_norm,'b', 'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Diagramas de radiación
plot(theta,Diag_rad_Pot_P1,'r', 'LineWidth',2);
plot(theta,Diag_rad_Pot_P2,'b', 'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

```

A.4-Comparativa de polarizaciones en planos de referencia y campo eléctrico, antena individual

```
ModE_PH_Pol = importdata('CompPol_PlanoH_Mod.txt').data';
ModE_PE_Pol = importdata('CompPol_PlanoE_Mod.txt').data';
PhE_PH_Pol = importdata('CompPol_PlanoH_Ph.txt').data';
PhE_PE_Pol = importdata('CompPol_PlanoE_Ph.txt').data';

theta = ModE_PH_Pol(1,:);
ModE_PH_PolTotal = ModE_PH_Pol(2,:);
ModE_PH_PolPhi = ModE_PH_Pol(3,:);
ModE_PH_PolTheta = ModE_PH_Pol(4,:);

ModE_PE_PolTotal = ModE_PE_Pol(2,:);
ModE_PE_PolPhi = ModE_PE_Pol(3,:);
ModE_PE_PolTheta = ModE_PE_Pol(4,:);

PhE_PH_PolTotal = PhE_PH_Pol(3,:),10;
PhE_PH_PolPhi = PhE_PH_Pol(4,:);
PhE_PH_PolTheta = PhE_PH_Pol(2,:);

PhE_PE_PolTotal = PhE_PE_Pol(2,:),10;
PhE_PE_PolPhi = PhE_PE_Pol(3,:);
PhE_PE_PolTheta = PhE_PE_Pol(4,:);

%Plano H, módulo
plot(theta,ModE_PH_PolTotal,'Color',[0.4660 0.6740 0.1880],'LineWidth',2);
plot(theta,ModE_PH_PolPhi,'Color',[0.9290 0.6940 0.1250],'LineWidth',2);
plot(theta,ModE_PH_PolTheta,'Color',[0.8500 0.3250 0.0980],'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Plano E, módulo
plot(theta,ModE_PE_PolTotal,'Color',[0.4660 0.6740 0.1880],'LineWidth',2);
plot(theta,ModE_PE_PolPhi,'Color',[0.9290 0.6940 0.1250],'LineWidth',2);
plot(theta,ModE_PE_PolTheta,'Color',[0.8500 0.3250 0.0980],'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Plano H, fase
plot(theta,PhE_PH_PolTotal,'Color',[0.4660 0.6740 0.1880],'LineWidth',2);
plot(theta,PhE_PH_PolPhi,'Color',[0.9290 0.6940 0.1250],'LineWidth',2);
plot(theta,PhE_PH_PolTheta,'Color',[0.8500 0.3250 0.0980],'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Plano E, fase
plot(theta,PhE_PE_PolTotal,'Color',[0.4660 0.6740 0.1880],'LineWidth',2);
plot(theta,PhE_PE_PolPhi,'Color',[0.9290 0.6940 0.1250],'LineWidth',2);
plot(theta,PhE_PE_PolTheta,'Color',[0.8500 0.3250 0.0980],'LineWidth',2);
*Código extra de representación*
```

A.5- Diagramas de radiación en campo eléctrico, antena individual

```
ModE_P1_norm = importdata('Diag_Rad_ModE_P1_norm.txt').data';
ModE_P2_norm = importdata('Diag_Rad_ModE_P2_norm.txt').data';
ModE_P1 = importdata('Diag_Rad_ModE_P1.txt').data';
ModE_P2 = importdata('Diag_Rad_ModE_P2.txt').data';
PhE_P1 = importdata('Diag_Rad_PhE_P1.txt').data';
PhE_P2 = importdata('Diag_Rad_PhE_P2.txt').data';

theta = ModE_P1_norm(1,:);
theta0 = find(theta == 0);
ModE_P1_norm = ModE_P1_norm(2,:);
ModE_P2_norm = ModE_P2_norm(2,:);
ModE_P1 = ModE_P1(2,:);
ModE_P2 = ModE_P2(2,:);
PhE_P1 = PhE_P1(2,:);
PhE_P2 = PhE_P2(2,:);

ModE_P1_lin = 10.^(ModE_P1/10); %Diagramas de radiación lineales
ModE_P2_lin = 10.^(ModE_P2/10);

PhE_P1_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_P1))); %Paso a radianes para el "unwrap"
PhE_P2_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_P2))); %Vuelvo a pasar a grados
PhE_P1_norm = PhE_P1_unwrap - PhE_P1_unwrap(theta0); %Normalizo los diagramas en theta0
PhE_P2_norm = PhE_P2_unwrap - PhE_P2_unwrap(theta0);

%Módulo campo eléctrico
plot(theta,ModE_P1,'r','LineWidth',2);
plot(theta,ModE_P2,'b','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Módulo campo eléctrico normalizado
plot(theta,ModE_P1_norm,'r','LineWidth',2);
plot(theta,ModE_P2_norm,'b','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Fase campo eléctrico
plot(theta,PhE_P1,'r','LineWidth',2);
plot(theta,PhE_P2,'b','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Fase campo eléctrico unwrapped + normalizada
plot(theta,PhE_P1_norm,'r','LineWidth',2);
plot(theta,PhE_P2_norm,'b','LineWidth',2);
*Código extra de representación*
```

A.6- Eficiencia, antena individual

```
Eficiencias = importdata('Eficiencias.txt').data';

ind_freq = 1:3:length(Eficiencias);           %Obtengo los índices de cada
sección
ind_Rad = 2:3:length(Eficiencias);
ind_Sis = 3:3:length(Eficiencias);
freq = Eficiencias(ind_freq);                 %Extraigo los tipos de datos
EfRad = Eficiencias(ind_Rad);
EfSis = Eficiencias(ind_Sis);

%Interpolación de las gráficas
freq_int = 2.3:0.0001:2.6;
EfRad_interp = interp1(freq,EfRad,freq_int);
EfSis_interp = interp1(freq,EfSis,freq_int);

%Graficado de datos
plot(freq_int,EfRad_interp,'Color',[0.8500 0.3250 0.0980],'LineWidth',2);
plot(freq_int,EfSis_interp,'Color',[0.6350 0.0780 0.1840],'LineWidth',2);
*Código extra de representación*
```

A.7- Función monopolso en amplitud, antena individual

```
%Función monopolso en amplitud
delta = ModE_P1_lin-ModE_P2_lin;              %Función auxiliar "diferencia"
sum = ModE_P1_lin+ModE_P2_lin;                %Función auxiliar "suma"
AMF = delta./sum;                             %Función monopolso en amplitud de calibrado (P1-
P2)

%Defino variables de interés para trabajar en el Field of View
Apunt = 20;                                   %Ángulo de apuntamiento en theta del
diagrama de radiación
ext = [find(theta==Apunt),find(theta==Apunt)]; %Índices extremos de la FoV
ind_FoV = ext(1):ext(2);                       %Índices de la FoV
AMF_FoV = AMF(ind_FoV);                       %Valores AMF del FoV

%Representación de las funciones auxiliares suma y diferencia%
plot(theta,sum,'r','LineWidth',2);
plot(theta,delta,'g','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Representación a trozos de la función monopolso%
plot(theta(ind_FoV),AMF(ind_FoV),'b','LineWidth',2); %Sección FoV función monopolso
plot(theta(1:ext(1)),AMF(1:ext(1)),'b--','LineWidth',2); %Sección izquierda función
monopolso
plot(theta(ext(2):length(theta)),AMF(ext(2):length(theta)),'b--','LineWidth',2);
%Sección derecha función monopolso
*Código extra de representación*
```

A.8- Función monopolso en fase, antena individual

```
%Función monopolso en fase
PMF = PhE_P1_norm-PhE_P2_norm;
PMF_FoV = PMF(ind_FoV);

%Representación de la función monopolso en desfase%
plot(theta(ind_FoV),PMF(ind_FoV),'b','LineWidth',2);
plot(theta(1:ext(1)),PMF(1:ext(1)),'b--','LineWidth',2);
plot(theta(ext(2):length(theta)),PMF(ext(2):length(theta)),'b--','LineWidth',2);
*Código extra*
```

A.9- Testeo de las funciones monopoluso, antena individual

```
%Testeo AMF principal
Pot_P1 = 1; %Potencia recibida por el puerto 1 en mW
Pot_P2 = 1; %Potencia recibida por el puerto 2 en mW
AMV = (Pot_P1-Pot_P2)/(Pot_P1+Pot_P2); %Valor monopoluso de amplitud

[dif,ind] = min(abs(AMF_FoV - AMV)); %Encuentra el valor más cercano al buscado
ind_aprox = ind_FoV(ind); %Se ajusta el índice FoV a un índice theta
genérico
AMV_aprox = AMF(ind_aprox); %Extracción del valor monopoluso aproximado

%Busco el ángulo theta recibido
AoA_theta = theta(ind_aprox);

%Extraigo el desfase asociado a ese ángulo theta
indice = find(theta == AoA_theta); %Se extrae el índice del ángulo theta
recibido
desf_PH = PMF(indice);

%Representación de la función monopoluso con MV incluido
plot(theta(ind_FoV),AMF(ind_FoV),'b','LineWidth',2);
plot(theta(1:ext(1)),AMF(1:ext(1)),'b--','LineWidth',2);
plot(theta(ext(2):length(theta)),AMF(ext(2):length(theta)),'b--','LineWidth',2);
plot(AoA_theta,AMV_aprox,'r*','LineWidth',3);
*Código extra de representación*

%Representación de la función desfase con Desfase en theta incluido
plot(theta(ind_FoV),PMF(ind_FoV),'b','LineWidth',2);
plot(theta(1:ext(1)),PMF(1:ext(1)),'b--','LineWidth',2);
plot(theta(ext(2):length(theta)),PMF(ext(2):length(theta)),'b--','LineWidth',2);
plot(AoA_theta,desf_PH,'r*','LineWidth',3);
```

A.10- Parámetros “S”, array

```
PS_P1 = importdata('Param_S_P1.txt').data();
PS_P2 = importdata('Param_S_P2.txt').data();
PS_P3 = importdata('Param_S_P3.txt').data();
PS_P4 = importdata('Param_S_P4.txt').data();

pos_aux1 = 1:5:length(PS_P1);
pos_aux2 = 2:5:length(PS_P1);
pos_aux3 = 3:5:length(PS_P1);
pos_aux4 = 4:5:length(PS_P1);
pos_aux5 = 5:5:length(PS_P1);

freq = PS_P1(pos_aux1)';
S11 = PS_P1(pos_aux2)'; S12 = PS_P2(pos_aux2)'; S13 = PS_P3(pos_aux2)'; S14 = PS_P4(pos_aux2)';
S21 = PS_P1(pos_aux3)'; S22 = PS_P2(pos_aux3)'; S23 = PS_P3(pos_aux3)'; S24 = PS_P4(pos_aux3)';
S31 = PS_P1(pos_aux4)'; S32 = PS_P2(pos_aux4)'; S33 = PS_P3(pos_aux4)'; S34 = PS_P4(pos_aux4)';
S41 = PS_P1(pos_aux5)'; S42 = PS_P2(pos_aux5)'; S43 = PS_P3(pos_aux5)'; S44 = PS_P4(pos_aux5)';

%Param S puerto 1
plot(freq,S11,'r','LineWidth',2);
plot(freq,S21,'Color',[0.3010 0.7450 0.9330],'LineWidth',2);
plot(freq,S31,'Color',[0.8500 0.3250 0.0980],'LineWidth',2);
plot(freq,S41,'Color',[0.4940 0.1840 0.5560],'LineWidth',2);

%Param S puerto 2
plot(freq,S12,'r','LineWidth',2);
plot(freq,S22,'Color',[0.3010 0.7450 0.9330],'LineWidth',2);
plot(freq,S32,'Color',[0.4660 0.6740 0.1880],'LineWidth',2);
plot(freq,S42,'Color',[0.6350 0.0780 0.1840],'LineWidth',2);
```



```

%Param S puerto 3
plot(freq,S13,'r','LineWidth',2);
plot(freq,S23,'Color',[0.3010 0.7450 0.9330],'LineWidth',2);
plot(freq,S33,'Color',[0.4660 0.6740 0.1880],'LineWidth',2);
plot(freq,S43,'Color',[0.6350 0.0780 0.1840],'LineWidth',2);

%Param S puerto 4
plot(freq,S14,'r','LineWidth',2);
plot(freq,S24,'Color',[0.3010 0.7450 0.9330],'LineWidth',2);
plot(freq,S34,'Color',[0.4660 0.6740 0.1880],'LineWidth',2);
plot(freq,S44,'Color',[0.6350 0.0780 0.1840],'LineWidth',2);

```

A.11- Eficiencia, array

```

Eficiencias = importdata('Eficiencia.txt').data();

pos_f = 1:3:length(Eficiencias);
pos_rad = 2:3:length(Eficiencias);
pos_sis = 3:3:length(Eficiencias);

freq = Eficiencias(pos_f);
EfRad = Eficiencias(pos_rad);
EfSis = Eficiencias(pos_sis);

freq_int = 2.3:0.0001:2.6;
EfRad_interp = interp1(freq,EfRad,freq_int);
EfSis_interp = interp1(freq,EfSis,freq_int);

%Representación eficiencia
plot(freq_int,EfRad_interp,'Color',[0.8500 0.3250 0.0980],'LineWidth',2);
plot(freq_int,EfSis_interp,'Color',[0.6350 0.0780 0.1840],'LineWidth',2);
*Código extra de representación*

```

A.12- Diagrama UV normalizado, Radiación 3D

```

% Salto entre las curvas de nivel (dB)
salto_cont=3;

% Número de niveles
num_niv=8;

for f=[245] % Frecuencias a las cuales queremos realizar las representaciones

%Importamos el archivo de datos
datos = importdata(strcat(['Diagrama de radiacion 3D P2 ',num2str(f),'.csv']));

% Leemos los csv con los diagramas 3D
matriz = datos.data;
theta = matriz(:,1);
phi = matriz(:,2);
dirdB = matriz(:,3);

% Reorganizamos los diagramas

NumPointsTheta = find(phi==0); % Puntos en Theta
NumPointsTheta = length(NumPointsTheta); %Vector theta columna: NumPointsTheta (filas) X 1
Vtheta_deg = theta(1:NumPointsTheta,1);

```

```

NumPointsPhi = length(phi)/NumPointsTheta;          %Vector phi fila: 1 X NumPointsPhi (columnas)
Vphi_deg = reshape(phi,[NumPointsTheta,NumPointsPhi]);
Vphi_deg = Vphi_deg(1,1:NumPointsPhi);

%Matrices de ganancias NumPointsTheta (filas) X NumPointsPhi (columnas)
MatGain_dB = reshape(dirdB,[NumPointsTheta,NumPointsPhi]);

%Matrices para poder hacer representación con meshgrid
[MatPhi_deg,MatTheta_deg] = meshgrid(Vphi_deg,Vtheta_deg);

% Paso a coordenadas uv
[MatGain_uv_dB,u,v] = phitheta2uvpat(MatGain_dB,Vphi_deg,Vtheta_deg);

% Nombramos los ejes u y v
str_eje_u = ['sin(\theta)cos(\phi)'];
str_eje_v = ['sin(\theta)sin(\phi)'];

% Normalizamos los diagramas
MatGain_uv_dB_norm = MatGain_uv_dB - max(max(MatGain_uv_dB));
MatGain_dB_norm = MatGain_dB - max(max(MatGain_dB));

% Representación del diagrama UV con curvas de nivel
figure
contourf(u,v,MatGain_uv_dB_norm,'LevelStep',salto_cont,'LineWidth',1);
caxis([-1*(num_niv-1)*salto_cont-1 -salto_cont])
xlabel('U','FontSize', 25);
ylabel('V','FontSize', 25);
axis equal
set(gca,'XGrid','on','XTick',(-1:0.5:1),'YGrid','on','FontSize', 25);
contourcmap('parula',(-(num_niv)*salto_cont):salto_cont:0)
colorbar('peer',gca,'Ticks',(-(num_niv-1)*salto_cont):salto_cont:0,'Limits',[-1*(num_niv-1)*salto_cont]-salto_cont 0]);

% Preparamos la representación del diagrama en coordenadas phi theta
Vphi_deg_corregido = 180-Vphi_deg;
Vtheta_deg_corregido = 90-Vtheta_deg;
MatGain_dB_norm_corregido = circshift(MatGain_dB_norm, [0,(90*4)]);
%MatGain_dB_norm_corregido = flip(MatGain_dB_norm_corregido,2);

% Representación del diagrama en coordenadas phi theta
figure
contourf(Vphi_deg_corregido,Vtheta_deg_corregido,MatGain_dB_norm_corregido,'LevelStep',salto_cont,
'LineWidth',1);
caxis([-1*(num_niv-1)*salto_cont-1 -salto_cont])
xlabel({'\phi (°)'},'FontSize', 25);
ylabel({'\theta (°)'},'FontSize', 25);
set(gca,'XGrid','on','XTick',(-180:90:180),'YGrid','on','YTick',(0:30:90),'FontSize', 25);
contourcmap('parula',(-(num_niv)*salto_cont):salto_cont:0)
colorbar('peer',gca,'Ticks',(-(num_niv-1)*salto_cont):salto_cont:0,'Limits',[-1*(num_niv-1)*salto_cont]-salto_cont 0]);

end

```

A.13- Diagrama UV sin normalizar, Radiación 3D

```
% Salto entre las curvas de nivel (dB)
salto_cont = 3;
% Número de niveles
num_niv = 11;
% Valor máximo de las curvas de nivel
niv_max = 15;

for f=[245] % Frecuencias a las cuales queremos realizar las representaciones

%Importamos el archivo de datos
datos = importdata(strcat(['Diagrama de radiacion 3D Total ',num2str(f),'.csv']));

% Leemos los csv con los diagramas 3D
matriz = datos.data;
theta = matriz(:,1);
phi = matriz(:,2);
dirdB = matriz(:,3);

% Reorganizamos los diagramas

NumPointsTheta = find(phi==0); % Puntos en Theta
NumPointsTheta = length(NumPointsTheta);
Vtheta_deg = theta(1:NumPointsTheta,1); %Vector columna

NumPointsPhi = length(phi)/NumPointsTheta; % Puntos en Phi
Vphi_deg = reshape(phi,[NumPointsTheta,NumPointsPhi]);
Vphi_deg = Vphi_deg(1,1:NumPointsPhi); %Vector fila

%Matrices de ganancias NumPointsTheta (filas) X NumPointsPhi (columnas)
MatGain_dB = reshape(dirdB,[NumPointsTheta,NumPointsPhi]);

%Matrices para poder hacer representación con meshgrid
[MatPhi_deg,MatTheta_deg] = meshgrid(Vphi_deg,Vtheta_deg);

% Paso a coordenadas uv
[MatGain_uv_dB,u,v] = phitheta2uvpat(MatGain_dB,Vphi_deg,Vtheta_deg');

% Nombramos los ejes u y v
str_eje_u = ['sin(\theta)cos(\phi)'];
str_eje_v = ['sin(\theta)sin(\phi)'];

% Representación del diagrama UV con curvas de nivel
figure
contourf(u,v,MatGain_uv_dB,'LevelStep',salto_cont,'LineWidth',1,'edgecolor','none');
caxis([-1-(num_niv-1)*salto_cont]-1 -salto_cont])
xlabel('U','FontSize', 25);
ylabel('V','FontSize', 25);
axis equal
set(gca,'XGrid','on','XTick',(-1:0.5:1),'YGrid','on','FontSize', 25);
contourmap('hsv',(niv_max-(num_niv)*salto_cont):salto_cont:niv_max)
colorbar('peer',gca,'Ticks',((niv_max-(num_niv-1)*salto_cont):salto_cont:niv_max),'Limits',[(niv_max-(num_niv-1)*salto_cont)-salto_cont
niv_max]);

% Preparamos la representación del diagrama en coordenadas phi theta
Vphi_deg_corregido = 180-Vphi_deg;
Vtheta_deg_corregido = 90-Vtheta_deg;
MatGain_dB_corregido = circshift(MatGain_dB, [0,(90*4)]);
%MatGain_dB_corregido = flip(MatGain_dB_corregido, 2);
```

```

% Representación del diagrama en coordenadas phi theta
figure
contourf(Vphi_deg_corregido,Vtheta_deg_corregido,MatGain_dB_corregido,'LevelStep',salto_cont,'Line
Width',1);
caxis([(-(num_niv-1)*salto_cont)-1 -salto_cont])
xlabel({'\phi (°)'},'FontSize', 25);
ylabel({'\theta (°)'},'FontSize', 25);
set(gca,'XGrid','on','XTick',(-180:90:180),'YGrid','on','YTick',(0:30:90),'FontSize', 25);
contourcmap('parula',(niv_max-(num_niv)*salto_cont):salto_cont:niv_max)
colorbar('peer',gca,'Ticks',((niv_max-(num_niv-
1)*salto_cont):salto_cont:niv_max),'Limits',[(niv_max-(num_niv-1)*salto_cont)-salto_cont
niv_max]);

end

```

A.14- Cortes en plano H, array

```

%Cargo los campos eléctricos en módulo y fase para plano H
data1 = importdata('Diag_Rad_ModE_PH_P1.txt');
data2 = importdata('Diag_Rad_ModE_PH_P1_norm.txt');
data3 = importdata('Diag_Rad_ModE_PH_P2.txt');
data4 = importdata('Diag_Rad_ModE_PH_P2_norm.txt');
data5 = importdata('FaseE_PlanoH_P1.txt');
data6 = importdata('FaseE_PlanoH_P2.txt');

%Almaceno todos los datos de interés y elimino las estructuras
theta = data1.data(:,1)';
theta0 = find(theta == 0);
ModE_PH_P1 = data1.data(:,2)';
ModE_PH_P1_lin = 10.^(ModE_PH_P1/10);
ModE_PH_P1_norm = data2.data(:,2)';
ModE_PH_P2 = data3.data(:,2)';
ModE_PH_P2_lin = 10.^(ModE_PH_P2/10);
ModE_PH_P2_norm = data4.data(:,2)';
PhE_PH_P1 = data5.data(:,2)';
PhE_PH_P1_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_PH_P1)));
PhE_PH_P1_norm = PhE_PH_P1_unwrap-PhE_PH_P1_unwrap(theta0);
PhE_PH_P2 = data6.data(:,2)';
PhE_PH_P2_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_PH_P2)));
PhE_PH_P2_norm = PhE_PH_P2_unwrap-PhE_PH_P2_unwrap(theta0);

clear data1;clear data2;clear data3;clear data4;clear data5;clear data6;
%Funciones monopulso

AMF_PH = (ModE_PH_P1_lin-ModE_PH_P2_lin)./(ModE_PH_P1_lin+ModE_PH_P2_lin);
PMF_PH = PhE_PH_P1_norm-PhE_PH_P2_norm;

%Genero variables auxiliares de apoyo para el FoV
Apunt = 17.5;
ext = [find(theta== -Apunt),find(theta==Apunt)];
ind_FoV = ext(1):ext(2);

%Diagrama de radiación en módulo normalizado
plot(theta,ModE_PH_P1_norm,'r','LineWidth',2);
plot(theta,ModE_PH_P2_norm,'b','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Diagrama de radiación en módulo
plot(theta,ModE_PH_P1,'r','LineWidth',2);
plot(theta,ModE_PH_P2,'b','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

```

```

%Diagrama de radiación en fase unwrapped + normalizado
plot(theta,PhE_PH_P1_norm,'r','LineWidth',2);
plot(theta,PhE_PH_P2_norm,'b','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Diagrama de radiación en fase
plot(theta,PhE_PH_P1,'r','LineWidth',2);
plot(theta,PhE_PH_P2,'b','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Función monopulso en amplitud
plot(theta(ind_FoV),AMF_PH(ind_FoV),'b','LineWidth',2);
plot(theta(1:ext(1)),AMF_PH(1:ext(1)),'b--','LineWidth',2);
plot(theta(ext(2):length(theta)),AMF_PH(ext(2):length(theta)),'b--','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

%Función monopulso en fase
plot(theta(ind_FoV),PMF_PH(ind_FoV),'b','LineWidth',2);
plot(theta(1:ext(1)),PMF_PH(1:ext(1)),'b--','LineWidth',2);
plot(theta(ext(2):length(theta)),PMF_PH(ext(2):length(theta)),'b--','LineWidth',2);
*Código extra de representación*

```

A.15- Cortes en plano E, array

```

%Cargo los campos eléctricos en módulo y fase para plano E
data1 = importdata('Diag_Rad_ModE_PE_P1.txt');
data2 = importdata('Diag_Rad_ModE_PE_P1_norm.txt');
data3 = importdata('Diag_Rad_ModE_PE_P2.txt');
data4 = importdata('Diag_Rad_ModE_PE_P2_norm.txt');
data5 = importdata('FaseE_PlanoE_P1.txt');
data6 = importdata('FaseE_PlanoE_P2.txt');

%Almaceno todos los datos de interés y elimino las estructuras
theta = data1.data(:,1)';
theta0 = find(theta == 0);
ModE_PE_P1 = data1.data(:,2)';
ModE_PE_P1_lin = 10.^(ModE_PE_P1/10);
ModE_PE_P1_norm = data2.data(:,2)';
ModE_PE_P2 = data3.data(:,2)';
ModE_PE_P2_lin = 10.^(ModE_PE_P2/10);
ModE_PE_P2_norm = data4.data(:,2)';
PhE_PE_P1 = data5.data(:,2)';
PhE_PE_P1_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_PE_P1)));
PhE_PE_P1_norm = PhE_PE_P1_unwrap-PhE_PE_P1_unwrap(theta0);
PhE_PE_P2 = data6.data(:,2)';
PhE_PE_P2_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_PE_P2)));
PhE_PE_P2_norm = PhE_PE_P2_unwrap-PhE_PE_P2_unwrap(theta0);

clear data1;clear data2;clear data3;clear data4;clear data5;clear data6;

%Funciones monopulso
AMF_PE = (ModE_PE_P1_lin-ModE_PE_P2_lin)./(ModE_PE_P1_lin+ModE_PE_P2_lin);
PMF_PE = PhE_PE_P1_norm-PhE_PE_P2_norm;

%Genero variables auxiliares de apoyo para el FoV
Apunt = 17.5;
ext = [find(theta==Apunt),find(theta==Apunt)];
ind_FoV = ext(1):ext(2);

%Diagrama de radiación en módulo normalizado
plot(theta,ModE_PE_P1_norm,'Color',[0.3010 0.7450 0.9330],'LineWidth',2);
plot(theta,ModE_PE_P2_norm,'Color',[0.4940 0.1840 0.5560],'LineWidth',2);

```

Código extra de representación

%Diagrama de radiación en módulo

```
plot(theta,ModE_PE_P1,'Color',[0.3010 0.7450 0.9330],'LineWidth',2);  
plot(theta,ModE_PE_P2,'Color',[0.4940 0.1840 0.5560],'LineWidth',2);
```

Código extra de representación

%Diagrama de radiación en fase unwrapped + normalizado

```
plot(theta,PhE_PE_P1_norm,'Color',[0.3010 0.7450 0.9330],'LineWidth',2);  
plot(theta,PhE_PE_P2_norm,'Color',[0.4940 0.1840 0.5560],'LineWidth',2);
```

Código extra de representación

%Diagrama de radiación en fase

```
plot(theta,PhE_PE_P1,'Color',[0.3010 0.7450 0.9330],'LineWidth',2);  
plot(theta,PhE_PE_P2,'Color',[0.4940 0.1840 0.5560],'LineWidth',2);
```

Código extra de representación

%Función monopulso en amplitud

```
plot(theta(ind_FoV),AMF_PE(ind_FoV),'r','LineWidth',2);  
plot(theta(1:ext(1)),AMF_PE(1:ext(1)),'r--','LineWidth',2);  
plot(theta(ext(2):length(theta)),AMF_PE(ext(2):length(theta)),'r--','LineWidth',2);
```

Código extra de representación

%Función monopulso en fase

```
plot(theta(ind_FoV),PMF_PE(ind_FoV),'r','LineWidth',2);  
plot(theta(1:ext(1)),PMF_PE(1:ext(1)),'r--','LineWidth',2);  
plot(theta(ext(2):length(theta)),PMF_PE(ext(2):length(theta)),'r--','LineWidth',2);
```

Código extra de representación

A.16- Demostración de la ecuación de interferometría

```
Ecuacion = -2.09356*(180/pi)*sind(theta);  
dif = PhE_PE_P1_norm-PhE_PE_P2_norm;
```

```
plot(theta,dif,'b','LineWidth',2);  
plot(theta,Ecuacion,'b--','LineWidth',2);
```

Código extra de representación

A.17- Inicialización de parámetros multiplano, array

%Cargo los campos eléctricos en módulo y fase de todos los planos

```
data1 = importdata('Diag_Rad_ModE_P1_Planos.txt'); data1 = data1.data(); %INVIERTO MATRICES  
data2 = importdata('Diag_Rad_ModE_P2_Planos.txt'); data2 = data2.data();  
data3 = importdata('FaseE_P1_Planos.txt'); data3 = data3.data();  
data4 = importdata('FaseE_P2_Planos.txt'); data4 = data4.data();
```

theta = data1(1,:); %Defino algunos índices de interés

theta(1) = [];

phi = (0:0.5:179.5);

data1(1,:) = []; data2(1,:) = []; data3(1,:) = []; data4(1,:) = [];

data1(:,1) = []; data2(:,1) = []; data3(:,1) = []; data4(:,1) = []; %Elimino Theta = -90°

numPlanos = length(phi);

numPuntos = length(theta);

ModE_P1_total = data1;

%Filas = Phi, Columnas = Theta

ModE_P1_lin = 10.^(ModE_P1_total/10);

ModE_P2_total = data2;

ModE_P2_lin = 10.^(ModE_P2_total/10);

PhE_P1_total = data3;

PhE_P2_total = data4;

PhE_P1_total_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_P1_total)));

PhE_P2_total_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_P2_total)));

theta0 = find(theta == 0);

```

PhE_P1_total_norm = PhE_P1_total_unwrap - PhE_P1_total_unwrap(:,theta0);
PhE_P2_total_norm = PhE_P2_total_unwrap - PhE_P2_total_unwrap(:,theta0);

clear data1; clear data2; clear data3; clear data4;

%Índices de interés
phi0 = find(phi == 0);
phi15 = find(phi == 15);
phi30 = find(phi == 30);
phi45 = find(phi == 45);
phi60 = find(phi == 60);
phi75 = find(phi == 75);
phi90 = find(phi == 90);

%Obtengo las funciones monopolso (amplitud y fase)
delta = ModE_P1_lin-ModE_P2_lin;
sum = ModE_P1_lin+ModE_P2_lin;
AMF = delta./sum;
PMF = PhE_P1_total_norm - PhE_P2_total_norm;

%Llevo a cabo el cambio de variable
u = sind(theta).*cosd(phi)';
v = sind(theta).*sind(phi)';
theta_x = asind(u);
theta_y = asind(v);

```

```
%Cambio de variable
```

A.18- Error en coordenadas UV

```

% Salto entre las curvas de nivel (dB)
salto_cont = 3;
% Número de niveles
num_niv = 9;
% Valor máximo de las curvas de nivel
niv_max = 15;

phi_new = 0:0.5:359.5;
theta_new = 0:0.5:89.5;
theta_new = theta_new';
move = error_mon(:,1:180);
move2 = error_mon(:,181:end);
error_mon_fin = [move2 ; move];
NumPointsTheta = 180;
NumPointsPhi = 720;
error_mon_reshape = reshape(error_mon_fin,[NumPointsTheta,NumPointsPhi]);
[error_mon_rep,u,v] = phitheta2uvpat(error_mon_reshape,phi_new,theta_new);

str_eje_u = ['sin(\theta)cos(\phi)'];
str_eje_v = ['sin(\theta)sin(\phi)'];

% Representación del diagrama UV con curvas de nivel
figure
contourf(u,v,error_mon_rep,'LevelStep',salto_cont,'LineWidth',1,'edgecolor','none');
caxis([-1*(num_niv-1)*salto_cont-1 -salto_cont])
xlabel('U','FontSize',25);
ylabel('V','FontSize',25);
axis equal
set(gca,'XGrid','on','XTick',(-1:0.5:1),'YGrid','on','FontSize',25);
contourcmap('hsv',(niv_max-(num_niv)*salto_cont):salto_cont:niv_max)
colorbar('peer',gca,'Ticks',((niv_max-(num_niv-1)*salto_cont):salto_cont:niv_max),'Limits',[(niv_max-(num_niv-1)*salto_cont)-salto_cont niv_max]);

```

A.19- Caracterización del error monopolso

`%Representaciones funciones monopolso interés`

```
plot(theta,AMF(phi30,:), 'g', 'linewidth',2);
plot(theta,AMF(phi60,:), 'b', 'linewidth',2);
plot(theta,AMF(phi90,:), 'r', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*
```

```
plot(theta_y(phi30,:),AMF(phi30,:), 'g', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi60,:),AMF(phi60,:), 'b', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi90,:),AMF(phi90,:), 'r', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*
```

```
plot(theta_y(phi30,:),AMF(phi30,:), 'g', 'linewidth',2);
plot(theta,AMF(phi30,:), 'g--', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi60,:),AMF(phi60,:), 'b', 'linewidth',2);
plot(theta,AMF(phi60,:), 'b--', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi90,:),AMF(phi90,:), 'r', 'linewidth',2);
plot(theta,AMF(phi90,:), 'r--', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*
```

`%FUNCIÓN ERROR MONOPULSO O ERROR DE PROYECCIÓN`

```
error_mon = zeros(numPlanos,numPuntos); %Inicializo la matriz de errores
ext1 = find(theta_y(phi90,)==-24); %Limito los valores del plano H, no ambigüedad
ext2 = find(theta_y(phi90,)==24);
range = ext1:ext2;
```

```
for i = 1:numPlanos %Para cada plano phi
    for j = 1:numPuntos %Y para cada valor de theta
        AMV = AMF(i,j); %Obtengo el valor monopolso asociado
        [dif,ind] = min(abs(AMF(phi90,range) - AMV)); %Aproximo este theta a ThetaY(n)
        error_mon(i,j) = theta_y(i,j)-theta_y(phi90,range(ind)); %Compruebo el error
    end
end
```

`%Representaciones`

```
plot(theta_y(phi90,:),error_mon(phi0,:), 'r', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi90,:),error_mon(phi30,:), 'g', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi90,:),error_mon(phi60,:), 'k', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi90,:),error_mon(phi90,:), 'b', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*
```

```
plot(theta_y(phi0,:),error_mon(phi0,:), 'r', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi30,:),error_mon(phi30,:), 'g', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi60,:),error_mon(phi60,:), 'k', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi90,:),error_mon(phi90,:), 'b', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*
```

`*Representación coords UV (A.18)*`

A.20- Caracterización del error por ecuación

```
%Representaciones (planos 15º,30º,60º,75º,90º)
plot(theta,PMF(phi0,:), 'r', 'linewidth',2);
plot(theta,PMF(phi15,:), 'c', 'linewidth',2);
plot(theta,PMF(phi30,:), 'g', 'linewidth',2);
plot(theta,PMF(phi45,:), 'm', 'linewidth',2);
plot(theta,PMF(phi60,:), 'k', 'linewidth',2);
plot(theta,PMF(phi75,:), 'y', 'linewidth',2);
plot(theta,PMF(phi90,:), 'b', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*

%Interpolación del vector theta_y en plano H
theta_y_res = linspace(theta_y(phi90,1),theta_y(phi90,end),1801);
theta_x_res = linspace(theta_x(phi0,1),theta_x(phi0,end),1801);
PMF_interp_PH = interp1(theta_y(phi90,:),PMF(phi90,:),theta_y_res);
PMF_interp_PE = interp1(theta_x(phi0,:),PMF(phi0,:),theta_x_res);

%Representación
plot(theta_x_res,PMF_interp_PE, 'r', 'linewidth',2);
plot(theta_y_res,PMF_interp_PH, 'b', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*

plot(theta_x(phi0,:),PMF(phi0,:), 'r--', 'linewidth',2);
plot(theta_y(phi90,:),PMF(phi90,:), 'b--', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*

%Comparativa desfase total vs desfase total aproximado
desfase_aprox = zeros(numPlanos,numPuntos);

for i = 1:numPlanos %Recorro todos los planos de trabajo (phi)
    for j = 1:numPuntos %Recorro todos los puntos
        [dif,ind1] = min(abs(theta_y_res - theta_y(i,j))); %Aproximo el valor ThetaY
        theta_y_aprox = theta_y_res(ind1);

        [dif,ind2] = min(abs(theta_x_res - theta_x(i,j))); %Repito el proceso con ThetaX
        theta_x_aprox = theta_x_res(ind2);

        desfase_aprox(i,j) = PMF_interp_PH(ind1) + PMF_interp_PE(ind2); %Obtengo el desfase aprox
    end
end

%Representación
plot(theta,desfase_aprox(phi0,:), 'r', 'linewidth',2);
plot(theta,desfase_aprox(phi15,:), 'c', 'linewidth',2);
plot(theta,desfase_aprox(phi30,:), 'g', 'linewidth',2);
plot(theta,desfase_aprox(phi45,:), 'm', 'linewidth',2);
plot(theta,desfase_aprox(phi60,:), 'k', 'linewidth',2);
plot(theta,desfase_aprox(phi75,:), 'y', 'linewidth',2);
plot(theta,desfase_aprox(phi90,:), 'b', 'linewidth',2);
*Código extra de representación*

%FUNCIÓN ERROR DE ECUACIÓN
error_ec = desfase_aprox-PMF;

%Representación en función de theta
plot(theta,error_ec(phi0,:), 'r', 'linewidth',2);
plot(theta,error_ec(phi15,:), 'c', 'linewidth',2);
plot(theta,error_ec(phi30,:), 'g', 'linewidth',2);
plot(theta,error_ec(phi45,:), 'm', 'linewidth',2);
plot(theta,error_ec(phi60,:), 'k', 'linewidth',2);
plot(theta,error_ec(phi75,:), 'y', 'linewidth',2);
plot(theta,error_ec(phi90,:), 'b', 'linewidth',2);
```

Código extra de representación

Representación coords UV (A.18)

A.21- Caracterización del error total

%FUNCIÓN ERROR TOTAL

```
error_total = zeros(numPlanos,numPuntos);
```

```
ind_Fov_PH = find(theta == -17.5):find(theta == 17.5);
```

```
ind_Fov_PE = find(theta == -20):find(theta == 20);
```

%Obtención del error

```
for i=1:numPlanos
```

```
    for j=1:numPuntos
```

```
        thetaAct = theta(j);
```

```
        phiAct = phi(i);
```

```
        theta_x_real = asind(sind(thetaAct)*cosd(phiAct));
```

```
        theta_y_real = asind(sind(thetaAct)*sind(phiAct));
```

```
        AMV = AMF(i,j);
```

```
        PMV = PMF(i,j);
```

```
        [dif,ind] = min(abs(AMF(phi90,ind_Fov_PH) - AMV));
```

```
        ind_aprox = ind_Fov_PH(ind);
```

```
        theta_y_act = theta(ind_aprox);
```

```
        desfase_LWA = PMF(phi90,ind_aprox);
```

```
        desfase_interf = PMV - desfase_LWA;
```

```
        [dif,ind] = min(abs(PMF(phi0,:) - desfase_interf));
```

```
        ind_aprox=(ind);
```

```
        theta_x_act = theta(ind_aprox);
```

```
        error_total(i,j) = theta_x_act-theta_x_real;
```

```
    end
```

```
end
```

%Representaciones

```
plot(theta_x(phi0,:),error_total(phi0,),'r','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi15,:),error_total(phi15,),'c','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi30,:),error_total(phi30,),'g','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi45,:),error_total(phi45,),'m','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi60,:),error_total(phi60,),'k','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi75,:),error_total(phi75,),'y','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi90,:),error_total(phi90,),'b','linewidth',2);
```

Código extra de representación

```
plot(theta_x(phi0,:),error_total(phi0,),'r','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi15,:),error_total(phi15,),'c','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi30,:),error_total(phi30,),'g','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi45,:),error_total(phi45,),'m','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi60,:),error_total(phi60,),'k','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi75,:),error_total(phi75,),'y','linewidth',2);
```

```
plot(theta_x(phi90,:),error_total(phi90,),'b','linewidth',2);
```

Código extra de representación

Representación coords UV (A.18)

A.22- Función de calibrado

```

function [theta,phi,AMF,PMF,error_mon,error_ec,error_total,Apunt] =
Calibrate_LWA_2P(DiagRad_P1,DiagRad_P2,DiagPh_P1,DiagPh_P2,Graph_Out)

%=====VARIABLES DE TRABAJO
ModE_P1 = DiagRad_P1.data();           %%Filas = Phi, Columnas = Theta!!
ModE_P2 = DiagRad_P2.data();           %Se extrae |E| en ambos puertos

theta = ModE_P1(1,:);                  %Se almacena el vector de ángulos theta
theta(1)=[];                            %Se elimina Theta = -90º
ModE_P1(1,:) = []; ModE_P2(1,:) = [];   %Se elimina este vector innecesario
ModE_P1(:,1) = []; ModE_P2(:,1) = [];   %Se elimina Theta = -90º
ModE_P1_lin = 10.^(ModE_P1/10);         %Se realiza una conversión lineal
ModE_P2_lin = 10.^(ModE_P2/10);

theta0 = find(theta == 0);              %Genero el vector de coordenadas phi
phiRange = 179.5; %180º = 0º           %También genero algunas variables auxiliares
res = phiRange/(length(ModE_P1(:,1))-1);
phi = 0:res:phiRange;
phi90 = find(phi == 90);
phi0 = find(phi == 0);
aux = ModE_P1_lin(phi90,:);
Apunt = theta(find(aux == max(aux)));    %Extraemos el apuntamiento en plano H
ind_Fov_PH = find(theta == -Apunt):find(theta == Apunt); %Y con ello se define el FoV

PhE_P1 = DiagPh_P1.data();              %Almaceno la fase de los campos radiados
PhE_P2 = DiagPh_P2.data();
PhE_P1(1,:) = []; PhE_P2(1,:) = [];     %De nuevo, elimino el vector innecesario
PhE_P1(:,1) = []; PhE_P2(:,1) = [];     %Se elimina Theta = -90º
PhE_P1_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_P1))); %Proceso de unwrap
PhE_P1_norm = PhE_P1_unwrap - PhE_P1_unwrap(:,theta0); %Proceso de normalizado
PhE_P2_unwrap = rad2deg(unwrap(deg2rad(PhE_P2)));
PhE_P2_norm = PhE_P2_unwrap - PhE_P2_unwrap(:,theta0);

%=====FUNCIONES MONOPULSO
delta = ModE_P1_lin-ModE_P2_lin;        %Funciones auxiliares
sum = ModE_P1_lin+ModE_P2_lin;
AMF = delta./sum;                       %Se obtienen las funciones monopulso en amplitud
PMF = PhE_P1_norm - PhE_P2_norm;        %Se obtienen las funciones monopulso en fase

%=====CAMBIO DE VARIABLE CARTESIANA

%Cambio de variable
numPlanos = length(phi);
numPuntos = length(theta);
u = sind(theta).*cosd(phi)';            %Llevo a cabo el cambio de variable a cartesianas
v = sind(theta).*sind(phi)';           %en los planos definidos por theta_x y theta_y
theta_x = asind(u);
theta_y = asind(v);

%=====FUNCIONES ERROR

%FUNCIÓN ERROR MONOPULSO (PLANO H)
error_mon = zeros(numPlanos,numPuntos); %Inicializo la función

[val,ind1] = findpeaks(AMF(phi90,:));    %Obtengo los máximos locales de la AMF PH
DataInv = 1.01*max(AMF(phi90,:)) - AMF(phi90,:);
[val,ind2] = findpeaks(DataInv);        %Invierto la función y obtengo los mínimos

indMIN = find(theta == -min(abs(theta(ind2))))); %Me quedo max y min más cercanos a "0", para
indMAX = find(theta == min(abs(theta(ind1))))); %evitar trabajar con ambigüedades
range = indMIN:indMAX;

```

```

for i = 1:numPlanos
    for j = 1:numPuntos
        AMV = AMF(i,j); %Obtengo el valor monopolso para cada
    theta,phi
        [dif,ind] = min(abs(AMF(phi90,range) - AMV)); %Busco el más cercano en la AMF PH
        error_mon(i,j) = (theta_y(i,j)-theta_y(phi90,range(ind))); %Calculo la diferencia
    end
end

%Interpolación del vector theta_y en plano H
theta_y_res = linspace(theta_y(phi90,1),theta_y(phi90,length(theta_y(phi90,:))),3601);
theta_x_res = linspace(theta_x(phi0,1),theta_x(phi0,length(theta_x(1,:))),3601);
PMF_interp_PH = interp1(theta_y(phi90,:),PMF(phi90,:),theta_y_res);
PMF_interp_PE = interp1(theta_x(phi0,:),PMF(phi0,:),theta_x_res);

%FUNCIÓN ERROR ECUACIÓN

desfase_aprox = zeros(numPlanos,numPuntos); %Inicializo la función

for i = 1:numPlanos
    for j = 1:numPuntos
        [dif,ind1] = min(abs(theta_y_res - theta_y(i,j))); %Búsqueda con resolución PH
        [dif,ind2] = min(abs(theta_x_res - theta_x(i,j))); %Búsqueda con resolución PE

        desfase_aprox(i,j) = PMF_interp_PH(ind1) + PMF_interp_PE(ind2); %Desfase aprox
    end
end

%Obtención del error
error_ec = (PMF-desfase_aprox); %Obtengo el error como la diferencia

%FUNCIÓN ERROR TOTAL
error_total = zeros(numPlanos,numPuntos);

for i=1:numPlanos %Recorro todos los planos
    phiAct = phi(i); %Actualizo el valor de phi
    for j=1:numPuntos %Recorro todos los puntos
        thetaAct = theta(j); %Actualizo el valor de theta
        theta_busq = find(theta == thetaAct); %Índice de theta
        phi_busq = find(phi == phiAct);

        theta_x_real = asind(sind(thetaAct)*cosd(phiAct)); %Theta_x real
        theta_y_real = asind(sind(thetaAct)*sind(phiAct)); %Theta_y real

        AMV = AMF(phi_busq,theta_busq); %Obtengo los valores monopolso
        PMV = PMF(phi_busq,theta_busq);

        [dif,ind] = min(abs(AMF(phi90,ind_Fov_PH) - AMV)); %Extraigo el valor de theta_y proy
        ind_aprox = ind_Fov_PH(ind);
        theta_y_act = theta(ind_aprox);

        desfase_LWA = PMF(phi90,ind_aprox); %Obtengo el desfase por interferometría
        desfase_interf = PMV - desfase_LWA;

        [dif,ind] = min(abs(PMF(phi0,:) - desfase_interf)); %Extraigo el valor de theta_x proy
        ind_aprox=(ind);
        theta_x_act = theta(ind_aprox);

        error_total(i,j) = theta_x_act-theta_x_real; %Error en función del plano y de theta_x
    end
end

```

```
%=====SECCIÓN DE GRAFICADO
```

```
if(Graph_Out==true)
    figure
    subplot(2,2,1)
    plot(theta,AMF,'linewidth',2);
    xlabel('Theta( $\theta$ )');
    title('Funciones monopolso de amplitud, planos phi');

    subplot(2,2,3)
    hold on
    plot(theta_y(phi90,:),AMF(phi90,:),'b','linewidth',2);
    plot(theta_x(phi0,:),AMF(phi0,:),'r','linewidth',2);
    xlabel('Theta( $\theta$ )');
    legend('AFM plano H','AFM plano E');
    title('Funciones monopolso de amplitud en planos de referencia');

    subplot(2,2,2)
    plot(theta,PMF,'linewidth',2);
    xlabel('Theta( $\theta$ )');
    ylabel('Desfase( $^{\circ}$ )');
    title('Funciones monopolso en desfase, planos phi');

    subplot(2,2,4)
    hold on
    plot(theta_y(phi90,:),PMF(phi90,:),'b','linewidth',2);
    plot(theta_x(phi0,:),PMF(phi0,:),'r','linewidth',2);
    xlabel('Theta( $\theta$ )');
    legend('PMF plano H','PMF plano E');
    title('Funciones monopolso de desfase en planos de referencia');

    figure
    subplot(3,1,1)
    hold on
    for i = 1:numPlanos
        plot(theta_y(i,:),error_mon(i,:),'linewidth',2);
    end
    xlim([-20 20]);
    title('Error cometido por asumir que AMF(phi90)=AMF(todos planos)');
    grid on;
    xlabel('theta_Y (FoV+)');
    ylabel('Error ( $^{\circ}$ )');

    subplot(3,1,2)
    plot(theta,error_ec,'linewidth',2);
    xlim([-20 20]);
    title('Error cometido por asumir la ecuación de desfases');
    grid on;
    xlabel('theta (FoV+)');
    ylabel('Error ( $^{\circ}$ )');

    subplot(3,1,3)
    hold on
    for i = 1:numPlanos
        plot(theta,error_total(i,:), 'linewidth',2);
    end
    xlim([-20 20]);
    title('Error total del sistema');
    grid on;
    xlabel('theta (FoV+)');
    ylabel('Error ( $^{\circ}$ )');

end

end
```

A.23- Función de detección ideal

```
function [AoA_theta_ideal,AoA_phi_ideal] =  
Ideal_Detección_LWA2P(PwRX,PhRX,theta,phi,AMF,PMF,Apunt)  
  
%Obtenemos las potencias y fases detectadas en los puertos  
PwRX_P1 = PwRX(1);  
PwRX_P2 = PwRX(2);  
PhRX_P1 = PhRX(1);  
PhRX_P2 = PhRX(2);  
  
%Se limitan las funciones monopulso y en desfase al FoV de trabajo en la antena  
ind_Fov = find(theta == -Apunt):find(theta == Apunt);  
AMF_Fov = AMF(:,ind_Fov);  
PMF_Fov = PMF(:,ind_Fov);  
  
%Generamos el valor monopulso  
AMV = (PwRX_P1-PwRX_P2)/(PwRX_P1+PwRX_P2);  
  
aux = abs(AMF_Fov - AMV);  
[row,col] = find(aux == min(aux(:)));  
AMV_aprox = AMF_Fov(row,col);  
theta_AMV = theta(ind_Fov(col));  
phi_AMV = phi(row);  
  
%Obtengo la diferencia AMV-AMF PH  
%Almaceno los índices donde la diferencia sea mínima  
%Extraigo el valor monopulso aproximado  
%Obtengo el valor de theta a partir del índice col  
%Obtengo el valor de phi a partir del índice row  
  
%Generamos el valor de desfase  
PMV = PhRX_P1-PhRX_P2;  
  
aux = abs(PMF_Fov - PMV);  
[row,col] = find(aux == min(aux(:)));  
PMV_aprox = PMF_Fov(row,col);  
theta_PMV = theta(ind_Fov(col));  
phi_PMV = phi(row);  
  
%Mismo proceso que para el valor monopulso  
  
%Si las potencias y las fases introducidas tienen sentido, esto se debe cumplir  
if(theta_AMV==theta_PMV && phi_AMV==phi_PMV)  
    AoA_theta_ideal = theta_AMV;  
    AoA_phi_ideal = phi_AMV;  
else  
    %Si no, se muestra lo siguiente por pantalla  
    AoA_theta_ideal = [];  
    AoA_phi_ideal = [];  
  
disp('=====')  
disp('No se ha podido converger en una solución común para este algoritmo.')  
disp('Existen dos posibles razones para este problema:');  
disp('    -Los valores en módulo y fase en los puertos no mantienen relación entre sí, es  
decir, son aleatorios');  
disp('    -La precisión de estos valores no es lo suficientemente buena');  
  
disp('=====')  
end
```

A.24- Función de detección realista

```
function [AoA_theta,AoA_phi,theta_x,theta_y,E_theta_y,E_theta_x] =
Detection_LWA_2P(PwRX,PhRX,theta,phi,AMF_PH,PMF_PH,PMF_PE,error_mon,error_ec,error_total,Apunt)

%=====Definición de variables

PwRX_P1 = PwRX(1);
PwRX_P2 = PwRX(2); %Se almacenan los valores de potencia y
fase
PhRX_P1 = PhRX(1);
PhRX_P2 = PhRX(2);

%=====Detección ángulo theta_y

AMV = (PwRX_P1-PwRX_P2)/(PwRX_P1+PwRX_P2); %Se obtiene el valor monopolso

ind_Fov_PH = find(theta == -Apunt):find(theta == Apunt); %Defino el Field of View para PH

aux = abs(AMF_PH(ind_Fov_PH) - AMV); %La resolución es del orden de centésimas
[dif,ind] = find(aux == min(aux)); %Obtengo theta_y
ind_aprox1 = ind_Fov_PH(ind);
theta_y = theta(ind_aprox1);

%=====Detección ángulo theta_x

PMV = PhRX_P1-PhRX_P2;
desfase_LWA = PMF_PH(ind_aprox1); %Obtengo el desfase LWA
desfase_interf = PMV - desfase_LWA; %Despejo de la ecuación propuesta

[dif,ind] = min(abs(PMF_PE - desfase_interf)); %Obtengo theta_x
ind_aprox2 = ind;
theta_x = theta(ind_aprox2);

%=====Despeje de ecuaciones
AoA_phi = atan2d(sind(theta_y),sind(theta_x)); %Divido ambas ecuaciones y despejo "phi"
AoA_theta = asind(sind(theta_y)/sind(AoA_phi)); %Despejo theta

%=====Futuro algoritmo iterativo

%Obtengo la primera iteración del error en coordenadas cartesianas
E_theta_y = error_mon(AoA_phi,theta_y);
E_theta_x = error_total(AoA_phi,theta_x);

end
```

A.25- Código para testeo de algoritmos

```
%=====FASE DE CALIBRADO

DiagRad_P1 = importdata('Diag_Rad_ModE_P1_Planos.txt');           %Se cargan los campos
DiagRad_P2 = importdata('Diag_Rad_ModE_P2_Planos.txt');
DiagPh_P1 = importdata('FaseE_P1_Planos.txt');
DiagPh_P2 = importdata('FaseE_P2_Planos.txt');

Graph_out = true;                                               %Se habilita el graficado de datos

%Se llama a la función de calibrado para obtener los datos de calibración
[theta,phi,AMF,PMF,error_mon,error_ec,error_total,Apunt] =
Calibrate_LWA_2P(DiagRad_P1,DiagRad_P2,DiagPh_P1,DiagPh_P2,Graph_out);

%=====FASE DE DETECCIÓN IDEAL

%Genero valores de precisión igual a las matrices de datos
syms PwRX_P1_aux PwRX_P2_aux PhRX_P1_aux PhRX_P2_aux
assume(PwRX_P1_aux, 'positive')
assume(PwRX_P2_aux, 'positive')

thetaREAL = -12;                                               %Definimos el ángulo theta que deseamos
phiREAL = 60;                                                 %Definimos el ángulo phi que deseamos

thetaAct = round(theta*10)/10;                                %Importante redondear porque los vectores no son exactos
phiAct = round(phi*10)/10;

theta_busq = find(theta == thetaREAL);                         %Extraemos el índice para buscar theta
phi_busq = find(phi == phiREAL);                              %Y lo mismo con phi

theta_x_real = asind(sind(thetaREAL)*cosd(phiREAL));          %Obtenemos el theta_x ideal
theta_y_real = asind(sind(thetaREAL)*sind(phiREAL));          %Lo mismo con theta_y

AMV = AMF(phi_busq,theta_busq);                                %Se introduce el AMV de prueba
PMV = PMF(phi_busq,theta_busq);                                %Se introduce el PMV de prueba

eq1 = (PwRX_P1_aux - PwRX_P2_aux)/(PwRX_P1_aux + PwRX_P2_aux) == AMV; %Ecuaciones
eq2 = PhRX_P1_aux - PhRX_P2_aux == PMV;

[PwRX_P1, PwRX_P2] = solve(eq1, [PwRX_P1_aux, PwRX_P2_aux]); %Se resuelven
[PhRX_P1, PhRX_P2] = solve(eq2, [PhRX_P1_aux, PhRX_P2_aux]);

PwRX = [double(PwRX_P1(1)),double(PwRX_P2(1))];               %Seleccionamos una combinación
PhRX = [double(PhRX_P1(1)),double(PhRX_P2(1))];

%Llamo al algoritmo de detección ideal
[AoA_theta_ideal,AoA_phi_ideal] =
Ideal_Detection_LWA2P(PwRX,PhRX,theta,phi,AMF,PMF,Apunt,Graph_out);

%=====FASE DE DETECCIÓN NO IDEAL

phi90 = find(phi == 90);
phi0 = find(phi == 0);
AMF_PH = AMF(phi90,:);
PMF_PH = PMF(phi90,:);
PMF_PE = PMF(phi0,:);

AMV = round(AMF(phi_busq,theta_busq),3,'decimals');           %Precisión al redondeo de 3 decimales
PMV = round(PMF(phi_busq,theta_busq),3,'decimals');

eq1 = (PwRX_P1_aux - PwRX_P2_aux)/(PwRX_P1_aux + PwRX_P2_aux) == AMV; %Ecuaciones
eq2 = PhRX_P1_aux - PhRX_P2_aux == PMV;

[PwRX_P1, PwRX_P2] = solve(eq1, [PwRX_P1_aux, PwRX_P2_aux]); %Se resuelven
```



```

[PhRX_P1, PhRX_P2] = solve(eq2, [PhRX_P1_aux, PhRX_P2_aux]);

PwRX = [double(PwRX_P1(1)),double(PwRX_P2(1))];          %Seleccionamos una combinación
PhRX = [double(PhRX_P1(1)),double(PhRX_P2(1))];

%Llamo al algoritmo de detección no ideal
[AoA_theta,AoA_phi,E_proy,E_desf] =
Detection_LWA_2P(PwRX,PhRX,theta,phi,AMF_PH,PMF_PH,PMF_PE,error_mon,error_ec,error_total,Apunt,Graph_out);

%Finalmente, obtengo el error en la detección, y comprobamos que está acotado
error_theta = abs(AoA_theta_ideal-AoA_theta);
error_phi = abs(AoA_phi_ideal-AoA_phi);

```

8.B- Explicación de Códigos Matlab

En este segundo anexo se recogen las explicaciones acerca del funcionamiento y estructura de los códigos en el Anexo A. Todos los datos importados han sido generados en el software "Ansys Electronics".

B.1-Relación entre variables y parámetros físicos "W", "L"

Mediante este código se lleva a cabo la compresión de los datos exportados en las distintas gráficas en una única matriz que gestiona el apuntamiento, ganancia y ancho de haz para las tres frecuencias de prueba y los 2 parámetros de datos. La estructura de la matriz es la siguiente:

(1)	NaN	NaN	NaN	...	NaN	} f = 2.3 GHz
(2)	Ganancia	Ganancia	Ganancia	...	Ganancia	
(3)	Apunt	Apunt	Apunt	...	Apunt	
(4)	Ancho Haz	Ancho Haz	Ancho Haz	...	Ancho Haz	
(5)	0	0	0	...	0	} f = 2.45 GHz
(6)	Ganancia	Ganancia	Ganancia	...	Ganancia	
(7)	Apunt	Apunt	Apunt	...	Apunt	
(8)	Ancho Haz	Ancho Haz	Ancho Haz	...	Ancho Haz	
(9)	0	0	0	...	0	
(10)	
(11)	NaN	NaN	NaN	...	NaN	
(12)	Ganancia	Ganancia	Ganancia	...	Ganancia	

El número de columnas equivale al número de gráficas de las que se han extraído los datos (41).

(1) Una fila de símbolos NaN indica que los datos del parámetro anterior han terminado y comienza un nuevo parámetro ("W","L" o cualquiera).

(2 to 4) Las tres filas posteriores almacenan los valores de ganancia, apuntamiento y ancho de haz de todas las gráficas y para la frecuencia de 2.3 GHz.

(5) Una fila de todo 0's indica que hay un cambio en la frecuencia de análisis, en este caso a 2.45 GHz.

(6 to 8) Igual que las (2 to 4) pero para 2.45 GHz

(9) Cambio de frecuencia

(10) Se repite el proceso en la última frecuencia

(11) Cambio de parámetro ("L" en nuestro caso)

(12) Se repite el mismo proceso que para "W"

El código se separa en diversas secciones:

-Primero se inicializan ciertas constantes y parámetros de interés, como puede ser el vector theta, el número de parámetros (“W” y “L”), el número de variables (Gan, Apunt, Ancho Haz), el número de frecuencias, la matriz de datos, el número de ficheros...

-En la segunda sección se rellena la matriz. Primero se definen los límites de los parámetros con las filas “NaN” y comienza el bucle. Este bucle tendrá dos “for”, uno para el número de parámetros y otro para el número de columnas.

En el primer bucle, se define el indicador o nombre que reciben los archivos del parámetro a importar, y se resetea el índice de las columnas.

En el segundo bucle se cargan las gráficas normalizada y no normalizada aplicando el indicador y se extraen los datos. Tras esto, comienzan las dos subsecciones del bucle:

-Subsección ganancia y apuntamiento: Se extraen el apuntamiento y ganancia de la gráfica no normalizada. Para ello, se buscan los máximos en los diagramas y se extrae el índice y el valor del máximo, rellenando las posiciones de la matriz según los índices. Dada la compleja estructura de la matriz, la variable “t” ayuda a cambiar de una sección de parámetro a otra cuando cambia el primer bucle “for”.

De esta forma, cuando el parámetro sea “W”, se rellenará la sección comprendida entre la primera fila NaN y la segunda fila NaN, y cuando el parámetro sea “L”, entre la segunda y tercera fila NaN. La variable encargada de seleccionar la subsección de la matriz de trabajo es esta variable “t”.

-Subsección ancho de haz: Inicialmente se buscan los índices para los que los diagramas normalizados valen “0” a cada frecuencia. Esto es importante, ya que hay dos puntos que toman el valor de -3dB, y hay que distinguirlos mediante una partición de las funciones por la mitad.

En la primera mitad busco el valor de la gráfica que más se acerca a -3dB y almaceno el índice. En la segunda mitad repito el proceso, pero reajustando el índice, ya que al dividir en dos la función, los índices de la segunda sección se han desajustado. Finalmente busco los valores de theta en los índices y calculo el ancho de haz.

Todo este proceso de la segunda sección se repite para todas las variables, todas las frecuencias y finalmente todos los parámetros.

-En la tercera sección se interpolan los datos de la matriz generada, de forma que la calidad de las gráficas sea mayor, y se divide la matriz general en dos submatrices para facilitar la comprensión del código de representación.

-En la cuarta y última sección se representan los datos de las matrices obtenidas, mostrando en la imagen izquierda los datos de mayor interés para el parámetro y en la zona derecha el de menor interés.

B.2-Parámetros “S”, antena individual

Inicialmente se importan las gráficas de los parámetros “S”. En total son cuatro, una para cada parámetros.

Dado que los datos exportados intercalan el vector de frecuencias y el de parámetro “S”, extraigo los índices de información de frecuencia y los de información de parámetros S. Finalmente separo ambas partes de los vectores importados y llevo a cabo la representación de los parámetros S en los dos puertos en función de la frecuencia.

B.3-Diagramas de radiación en potencia, antena individual

Importo los diagramas de radiación en potencia normalizados y sin normalizar para ambos puertos, y selecciono la parte de datos. Tras esto extraigo el vector theta y los datos en sí de los archivos importados, separando todo en variables.

Finalmente llevo a cabo la representación de los diagramas en función de theta.

B.4-Comparativa de polarizaciones en planos de referencia y campo eléctrico, antena individual

En esta sección comparo los diagramas de radiación en módulo y fase para las distintas polarizaciones principales (Theta, Phi y Total) en los planos de referencia.

Para ello, simplemente importo las gráficas, extraigo el vector theta y las distintas funciones a representar.

Finalmente, represento en conjunto todas las polarizaciones, separadas por módulo, fase y plano.

B.5- Diagramas de radiación en campo eléctrico, antena individual

El proceso es semejante al visto en B.3. Inicialmente importo los diagramas y extraigo el vector theta y los vectores de datos. Tras esto defino el valor theta0, que me indica el índice en theta cuyo valor es "0".

Una vez almacenadas las funciones, por un lado selecciono los campos en modulo (que se encuentran en dB y dB10norm), y los paso a valores lineales, para poder posteriormente obtener las funciones monopolso.

Por otro lado aplico un "unwrap" a los campos en fase para eliminar los saltos de fase de las gráficas que genera Ansys. Tras esto, normalizo los diagramas en fase utilizando el valor en fase de theta = 0 en el diagrama de puerto uno como referencia. Esto permite eliminar la asincronía entre los desfases de los puertos y mejorar la simetría de los diagramas, como se ha explicado en la sección teórica.

Finalmente se lleva a cabo la representación de los datos.

B.6- Eficiencia, antena individual

Primero se importa la gráfica de las eficiencias. Al igual que ocurría con los parámetros "S", los vectores de datos se encuentran intercalados, por lo que será necesario definir los índices del vector para la frecuencia, para la eficiencia de radiación y la eficiencia del sistema.

Tras esto, los datos se almacenan en vectores individuales y se interpolan para mejorar la calidad de la representación. Por último, se genera la gráfica de las eficiencias en función de la frecuencia.

B.7- Función monopolso en amplitud, antena individual

Previo a la definición de la AMF en plano H, se generan las funciones auxiliares "delta" y "sum" como la diferencia y suma respectivamente de los diagramas de radiación (nomenclatura P1, P2). Tras esto se genera la función monopolso como el cociente entre ambas funciones auxiliares.

En la siguiente sección, se definen algunas variables de apoyo a la función monopolso, pues es de interés separar la sección FoV de la sección de ambigüedad. Para ello, localizo los índices donde los diagramas de radiación toman el valor del apuntamiento y defino la FoV entre estos índices.

Para la representación de la función, muestro inicialmente la sección FoV con línea continua y posteriormente la sección de ambigüedad con líneas discontinuas.

B.8- Función monopolso en fase, antena individual

El proceso es semejante al B.7, pero en este caso solamente se requiere de una función auxiliar, la función "theta". Se obtiene la PMF en plano H y de nuevo se representan la sección FoV y de ambigüedad individualmente.

B.9- Testeo de las funciones monopolso, antena individual

Se crean las variables de potencia recibida en los puertos, de forma que a partir de la combinación de estas, se extrae el amplitud monopulse value. Tras esto, se busca este valor en la sección FoV de la AMF en plano H (para evitar ambigüedades), y se escoge el índice cuyo valor sea el más cercano al AMV buscado.

Este índice, al estar definido dentro de la FoV y ser un índice relativo a esta, es necesario aplicar una reconversión a índice de la sección conjunta.

Tras esto se extrae el ángulo de llegada en theta como el valor de theta asociado al índice encontrado, y para este índice se busca de igual manera el desfase relativo entre las ondas en los puertos haciendo uso de la PMF en plano H.

Finalmente se representan ambas funciones monopolso en una misma gráfica, así como el AMV y PMV en dichas gráficas para observar de forma visual los valores encontrados.

B.10- Parámetros "S", array

El proceso es semejante al visto en B.2, pero en este caso los archivos importados contienen cada uno los parámetros "S" de un puerto. Es por ello que el intercalado en vectores de información es mucho mayor que previamente.

Se definen los índices para cada tipo de información haciendo uso del intercalado del vector en puerto 1, pues la estructura de los demás puertos es la misma. Tras esto, se extraen individualmente el vector de frecuencia y los parámetros S haciendo uso de estos índices.

Finalmente se representan los parámetros S por puerto, generando cuatro gráficas totales.

B.11- Eficiencia, array

Proceso idéntico al del punto B.6

B.12- Diagrama UV normalizado, Radiación 3D

Inicialmente se definen ciertos parámetros de representación gráfica:

- “Salto_cont”: Diferencia de nivel entre un color de la gráfica y otro contiguo.
- “Num_niv”: Número de colores que se emplean en la representación.

Tras esto entramos a un bucle “for” donde cargaremos los diagramas en 3D para distintas frecuencias, usando el argumento o índice del bucle.

Se carga el diagrama 3D en formato “csv” y se extraen la matriz de datos, el vector Theta y el vector Phi.

Tras esto, se obtienen el número de valores en Theta y el número de valores en Phi, y se redefinen ambos vectores, tal que theta se define entre 0 y 90, mientras que phi entre 0 y 360. Esto es debido a que la función “phitheta2uvpat” solo acepta mayado polar con esta caracterización.

Esto no es especialmente importante para los diagramas 3D, pues ya se han definido de esta forma.

Tras esto se crea un mallado con los vectores polares y un “reshape” de la matriz de datos de radiación en base a el cambio que hemos hecho previamente en coordenadas polares. Esto también permitirá dar el formato circular característico a los diagramas UV.

Finalmente, se lleva a cabo la conversión a coordenadas UV mediante la función “phitheta2uvpat”

Para rematar, se aplica una normalización en los ejes de representación y se grafican los diagramas en coordenadas UV. Podemos configurar la representación mediante gamas de colores, saltos entre colores, y otros parámetros de interés.

También se aplica un cambio de variable a los vectores del mallado polar, para ajustarlos y poder llevar a cabo una representación en coordenadas polares, aunque esta no es de especial interés actualmente.

B.13- Diagrama UV sin normalizar, Radiación 3D

El funcionamiento es idéntico al de B.12, con la salvedad de que aparece un nuevo parámetros inicial, denominado “niv_max”, que indica el valor máximo del diagrama.

Este parámetro permite configurar el nivel máximo de radiación del diagrama.

B.14- Cortes en plano H, array

Primero se importan los archivos de interés y se extraen los datos incluidos en estos archivos, entre los que se encuentran los diagramas de radiación en módulo y fase para el plano H. Al mismo tiempo, se generan los diagramas de radiación en formato lineal, se aplica el “unwrap” en las funciones en fase y el normalizado en base al valor theta0 en el diagrama del puerto 1.

Una vez hecho esto se eliminan los archivos importados para optimizar el número de variables en display.

Tras esto se definen las funciones monopulso como se ha llevado a cabo en los puntos B.7 y B.8, haciendo hincapié en el cambio en apuntamiento.

Finalmente se representa la información.

B.15- Cortes en plano E, array

Mismo proceso que en el punto B.14, pero con la información del plano E.

B.16- Demostración de la ecuación de interferometría

Se genera el diagrama en fase mediante la ecuación de interferometría, considerando los valores de k_0 y S obtenidos en la sección teórica.

Tras esto se compara el resultado con el diagrama en fase importado en el punto B.15, diferenciando ambas funciones mediante un trazo discontinuo y continuo respectivamente.

B.17- Inicialización de parámetros multiplano, array

Inicialmente se cargan los archivos exportados de HFSS y se extrae la información o datos contenidos. Esta información se segmenta, definiendo el vector theta y phi (aunque este último se define de forma manual, pues no se muestra como información en los archivos importados). Tras esto se eliminan los vectores de las matrices de datos importadas que contienen el vector theta, evitando así errores posteriores.

Se repite el proceso de gestión de diagramas explicado en puntos anteriores.

Tras esto se definen ciertos índices de interés, que indican la posición en el vector phi de algunos valores como 30° , 60° , 90° ...

Finalmente se generan las funciones monopolso y se aplica el cambio de variable a coordenadas cartesianas de theta y phi, generando así los valores Θ_Y , Θ_X de los planos de referencia y los valores $\Theta_Y(n)$, $\Theta_X(n)$ proyectados en estos.

B.18- Error en coordenadas UV

Partimos del código propuesto en B.13, pero debemos de hacer ciertos cambios en las definiciones.

Una vez definidos los parámetros iniciales, se generan los nuevos vectores Theta y Phi. Como ya se mencionó en B.12, la función de conversión de Matlab necesita que los datos se encuentren definidos de una forma particular.

En nuestro caso, los errores han sido definidos para $\Theta = [-90, 90]$, $\Phi = [0, 180]$, por lo que es necesario aplicar un cambio.

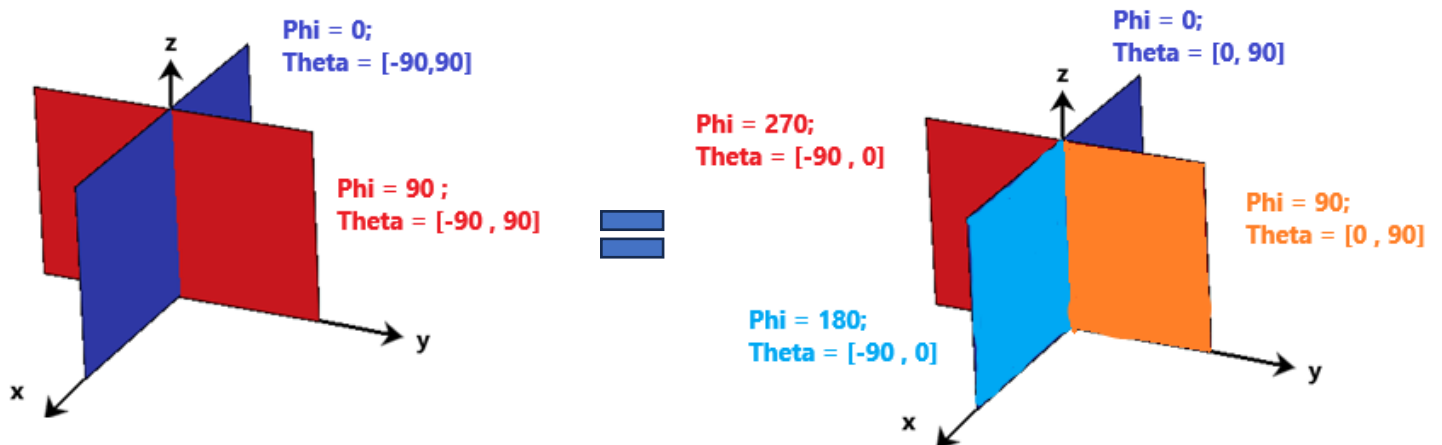
Partiendo del sistema de coordenadas esférico definido en el apartado 2.1, donde $\Theta = 0^\circ$ es la línea perpendicular que atraviesa la esfera, mientras que -90 y 90° son los límites de la semiesfera superior, podemos aplicar el siguiente razonamiento:

Aquellos puntos definidos en $\Theta = [-90, 0]$ y $\Phi = [0, 180]$ son los mismos que si los definimos en $\Theta = [0, 90]$ y $\Phi = [180, 360]$, simplemente basta con observar la esfera sobre la que se han definido los parámetros de trabajo.

Si bien los planos en $[180, 360]$ son los mismos que en $[0, 180]$, hemos conseguido caracterizar la sección negativa de Theta.

Por así decirlo, dividimos cada plano definido en dos subplanos, de forma que al redefinir Theta, estos planos se vuelven independientes, pues pasan de ocupar dos cuadrantes a solamente uno:

De esta forma, podemos duplicar el número de plano de trabajo y reducir el número de puntos de cada



B.19- Caracterización del error monopolso

Dado que en este apartado se busca mostrar el error monopolso en ciertos planos de prueba, se emplearán los índices de referenciado definidos en el apartado B.17, y que permitirán extraer planos de la matriz de datos de forma simple.

Tras esto, se representan las AMF's en los planos de interés para coordenadas esféricas y las AMF's proyectadas en los planos de referencia, haciendo uso de los vectores proyectados $\text{ThetaY}(n)$, $\text{ThetaX}(n)$.

Finalmente se muestra una comparativa de las AMF's sin proyectar y proyectadas, mostrando como $\text{ThetaY}(90^\circ) = \text{ThetaY}$, pero $\text{ThetaY}(60^\circ) \neq \text{ThetaY}$

Una vez comprendido esto, comienza la obtención de la función error monopolso.

Primero se definen el número de planos sobre lo que se va a caracterizar el error y se inicializa la función de error monopolso con un número de filas igual a los planos de interés y un número de columnas igual a la longitud del vector theta (pues queremos obtener el error para cada valor phi,theta).

Tras esto se define la zona de no ambigüedad de la función mediante el vector "range" y un estudio visual del comportamiento de la función.

Ahora se aplica un doble bucle "for", donde se recorren los índices de la matriz de error monopolso predefinida.

En este doble bucle, se extrae el AMV de una de las AMF's de los planos de interés y se busca este AMV en la AMF del plano H, de forma que almacenamos el índice del valor más cercano. De esta forma, tenemos los índices en los que se encuentra un determinado AMV en su AMF de origen y la AMF del plano H.

Se obtiene el error monopulso para un determinado AMV como el valor en theta donde se encuentra este AMV en la función original menos el valor theta donde se encontraría este valor en la AMF del plano H.

De esta forma, vemos la diferencia entre el AMV que una función tiene en la realidad y el AMV que tendría si fuera proyectada en el plano H, o lo que es lo mismo, si se utilizara la AMF del plano H para obtener el AMV en lugar de la AMF original.

El error generado se representa en función de coordenadas esféricas y mixtas para $\Theta_Y(n)$ y planos ϕ .

También se representa en UV mediante B.18

B.20- Caracterización del error por ecuación

Inicialmente representan las PMF's de interés.

Tras esto, se lleva a cabo una interpolación del vector Θ_Y y el vector Θ_X , y de igual manera se interpolan las PMF's en los planos de referencia. Esto se hace para reducir el error cometido en la aproximación por ecuación de las PMF's, pues al aumentar la resolución, la precisión de la ecuación mejora y la diferencia con las PMF's originales disminuye. Tras esto se representan las PMF's en planos de referencia interpoladas junto a las no interpoladas, para comprobar la diferencia en resolución.

En este punto, comienza la obtención de los desfases por ecuación.

Primero se inicializa la matriz de desfases aproximados con un tamaño idéntico a la matriz de PMF's original.

Tras esto, nos introducimos a un doble bucle que recorre la matriz. En este bucle buscamos el valor Θ_Y de plano H que más se aproxime a la componente $\Theta_Y(n)$ de una PMF de interés, de forma que podremos observar el error cometido por asumir que $a=1$.

El concepto es semejante al del error monopulso, buscamos la diferencia entre el PMV que una función tiene en la realidad y el PMV que tendría si fuera proyectada en un plano de referencia, o lo que es lo mismo, si se utilizara la PMF del plano de referencia para obtener el PMV en lugar de la PMF original. Al aumentar la resolución, la componente de error se minimiza.

Se repite el proceso con la componente $\Theta_X(n)$ aproximada en el vector Θ_X , es decir, el error cometido por asumir que $b=1$.

Finalmente se evalúa el valor de las PMF's de referencia en los índices encontrados y calculamos mediante la ecuación el desfase total. Es decir, hemos buscado la diferencia de índices entre los índices proyectados en planos de referencia de las PMF objetivo con respecto a los índices de los planos de referencia, y hemos traducido esta diferencia a grados obtenido los PMV's para ambas situaciones.

De esta forma se obtienen los desfases aproximados, que también se representan posteriormente en función de los $\Theta_X(n)$ propios.

Finalmente se calcula el error como la diferencia entre las PMF's reales y aproximadas.

Este error se representa en coordenadas esféricas y UV (siguiendo para este último el proceso explicado en B.18).

B.21- Caracterización del error total

En este apartado se obtiene el error total, siguiendo la línea de comportamiento predefinida en el apartado 4.3

Inicialmente se inicializa la matriz de error total, con una estructura idéntica a las matrices de error monopulso y error por ecuación, y se definen las regiones FoV en los planos de referencia (aunque para el plano E no se utilizará, pues no se aplica la AMF en este plano).

Una vez finalizada la fase de filtrado, comienza la obtención del error total:

Se aplica un doble bucle “for” para recorrer la matriz de errores.

Primero se define el Theta y Phi actuales, y tras obtener phi y theta, se generan los valores thetaX(n) y thetaY(n) reales (es decir, sin errores). Tras esto se extraen los AMV y PMV asociados a los valores [phi,theta], o lo que es lo mismo, el plano phi, valor theta.

Ahora se busca el valor de la AMF en plano H y FoV que más se aproxima al AMV, y se almacena el índice. Con este índice evaluado en thetaY se extrae el valor de thetaY (actual) y evaluado en la PMF plano H y FoV se extrae el valor del desfase LWA.

Con el desfase LWA y el desfase total (PMV), se aplica la ecuación de desfases y se obtiene el desfase por interferometría.

Finalmente, se aproxima el desfase en la PMF del plano E al valor de desfase por interferometría obtenido, y se extrae el índice aproximado. Evaluando este índice en ThetaX, se genera el valor de thetaX (actual).

De esta forma, al conocer el valor de thetaX actual y el real, los restamos y obtenemos la diferencia, que sería el error total.

Por último, se representa el error total en función de coordenadas cartesianas y coordenadas mixtas en ThetaX(n) y plano phi.

También se representa en UV mediante B.18

B.22- Función de calibrado

Esta función de calibrado ha sido denominada “Calibrate_LWA_2P”, y toma como argumentos los parámetros básicos necesarios para caracterizar el comportamiento de una antena LWA, es decir, los campos eléctricos radiados en el mayado polar:

- DiagRad_P1 = Módulo de campo eléctrico radiado por la antena tras introducir una señal de alimentación por el puerto 1.
- DiagRad_P2 = Módulo de campo eléctrico radiado por la antena tras introducir una señal de alimentación por el puerto 2.
- DiagPh_P1 = Fase de campo eléctrico radiado por la antena tras introducir una señal de alimentación por el puerto 1.
- DiagPh_P2 = Fase de campo eléctrico radiado por la antena tras introducir una señal de alimentación por el puerto 2.
- Graph_Out = Variable booleana que indica si el usuario está interesado en generar gráficas con los resultados de interés obtenidos en la calibración.

Cabe mencionar que el mayado polar se encuentra compuesto por las variables: Theta $[-89.5^\circ : 0.5^\circ : 90^\circ]$ y Phi $[0^\circ : 0.5^\circ : 179.5^\circ]$.

Los diagramas de radiación se encuentran en formato de estructura, por lo que habrá que extraer los datos.

Por otro lado, las salidas de esta función serán:

- [theta,phi] = Variable independientes que componen el mayado en coordenadas polares sobre el que se analizan los fenómenos radiantes de la antena.
- [AMF,PMF] = Funciones monopulso definidas en el mayado polar del sistema.
- error_mon = Error monopulso cometido en el sistema.
- error_ec = Error por ecuación cometido en el sistema.
- error_total = Error total del sistema.
- Apunt = Apuntamiento del diagrama de radiación en módulo para el plano H.

La función de calibrado se divide en varias secciones:

-En esta primera sección se generan las variables de trabajo. Inicialmente se almacenan los módulos de los campos radiados en cada puerto y se transpone la matriz de datos, ya que por defecto las columnas indicaban el plano “phi” y las filas los valores “theta”, y por comodidad se prefiere trabajar con la definición opuesta. Tras esto, se extrae el vector “theta” y se elimina dicho vector de las matrices en módulo, con el fin de evitar confusiones con otro plano.

A continuación se lleva a cabo la conversión dB a lineal de los campos en módulo, pues será necesario para obtener las funciones monopulso más adelante. Posteriormente se define el índice “theta0” para la normalización de fases y se genera el vector “phi” a partir del valor máximo y mínimo que dicho vector puede alcanzar y la resolución del mayado de las matrices previamente generadas.

Tras esto se definen algunas variables auxiliares, como pueden ser los índices de los planos de referencia y la región FoV en el plano H (haciendo uso del apuntamiento).

Para finalizar, se almacenan los campos en fase, se elimina el vector “theta” al igual que para los campos en módulo, y se aplica el proceso de “unwrap” y normalización para eliminar saltos de fase y cambiar el punto de referencia a “theta0” para el cálculo de los desfases.

-En la segunda sección se obtienen las funciones monopulso del sistema, haciendo uso de los campos en módulo lineales y las fases normalizadas.

También se aplica el cambio de variable a coordenadas cartesianas ($\Theta_X(n)$, $\Theta_Y(n)$) y se definen el número de planos y de puntos en el muestreo polar.

-En la tercera sección se obtiene el error monopulso en plano H. Primero defino el rango de valores de la función monopulso en plano H donde no existen ambigüedades, en nuestro caso, entre $\theta = -24.5^\circ$ y 24.5° .

Para ello, inicializo la matriz de error de proyección y obtengo los mínimos y máximos locales de la función, así como sus índices. Este proceso se ha llevado a cabo obteniendo inicialmente los máximos, y tras esto invirtiendo la función y obteniendo los mínimos.

Una vez obtenidos los índices, se evalúan todos los máximos y mínimos para obtener su valor en θ asociado, de forma que nos quedaremos con aquel máximo y mínimo que sean más cercanos a $\theta = 0$, es decir, para el θ menor en el caso de los máximos y para el θ mayor en el caso de los mínimos.

Esto permitirá asegurar que trabajamos en la región de no ambigüedad, delimitada por los valores en θ de los mínimos que cumplen la condición anterior.

Finalmente se obtiene el error monopulso siguiendo el procedimiento visto en B.19, pero para todos los planos.

-En la cuarta sección se busca obtener el error por ecuación. Inicialmente se aplica una interpolación a los vectores Θ_Y , Θ_X y sus respectivas PMF's en planos de referencia.

Tras esto se generan las PMF's aproximadas con el procedimiento estudiado en B.20 y se genera el error por ecuación como la diferencia entre las PMF's reales y las aproximadas por la ecuación.

-En la quinta sección se obtiene el error total siguiendo el procedimiento B.21 al completo.

-En la sexta y última sección se lleva a cabo el graficado de las funciones de interés. En nuestro caso serán dos gráficas:

- Una primera gráfica con las AMF's y PMF's en planos de referencia, y por otro lado las AMF's y PMF's en el resto de los planos.

- Una segunda gráfica con los tres tipos de errores calibrados en la función.

B.23- Función de detección ideal

Esta función de detección ha sido denominada “Ideal_Detection_LWA2P”, y toma como argumentos los parámetros básicos necesarios para detectar la posición angular de un objeto en coordenadas polares. Estos argumentos son:

- [PwRX,PhRX] = Potencias y fases recibidas en los puertos de la antena.
- [theta,phi] = Variable independientes que componen el mayado en coordenadas polares sobre el que se analizan los fenómenos radiantes de la antena.
- [AMF,PMF] = Funciones monopulso definidas en el mayado polar del sistema.
- Apunt = Apuntamiento del diagrama de radiación en módulo para el plano H.

Exceptuando las potencias y fases recibidas en los puertos, el resto de los parámetros han sido obtenidos en la función de calibrado.

Como salida, simplemente se devuelven los ángulos theta y phi ideales, que son 100% correctos, ya que se han obtenido mediante el método de detección ideal.

El procedimiento de localización es simple:

-En la primera sección, se almacena la información de los puertos en potencia y fase. Además, se define la FoV y se limitan las funciones monopulso a esta región.

-En la segunda sección se genera el valor AMV con las potencias recibidas en los puertos y la nomenclatura para generar AMF's. Tras esto se compara el AMV con la matriz de AMF's en la región FoV, de forma que se extraiga el valor que más cercano sea al AMV.

Al poder emplear las AMF's de todos los puertos, eliminamos por completo todo tipo de errores calibrados previamente. Además, dado que seleccionamos una de las funciones monopulso, podemos obtener de forma simultánea el valor de theta y phi, como si de una localización por coordenadas cartesianas en un mapa se tratase:

Phi/Theta	Theta = -90°	Theta = -89.5°	Theta = -89°	...	Theta = 90°
Phi = 0°					
Phi = 0.5°		x			x
Phi = 1°					
...	x		x		
Phi = 179.5°					

De esta forma, extraemos los índices del valor más cercano y obtenemos Theta y Phi.

Este proceso se repite con las PMF's y el valor PMV.

-En la tercera y última sección, se comprueba si los valores de Theta y Phi detectados mediante AMF's y PMF's son los mismos. En caso de que así sea, los ángulos son correctos. En qué caso de que no sea así, ha habido un error y no se han podido detectar los ángulos, mostrando por pantalla el mensaje inferior, que indica las posibles causas del error en detección.

Es importante que la resolución del valor monopulso y valor de desfase sean la misma que las matrices de funciones monopulso y en desfase, es decir, unos 10 dígitos aproximadamente.

Esta es la razón por la que este algoritmo se considera ideal, ya que en la vida real es imposible recibir un valor de potencia con resolución de “nW” , siendo esta la resolución mínima para poder detectar la posición exacta del objeto, e incluso así puede que se necesite llegar a los diez decimales.

Además, tampoco se conocen las funciones monopulso y en desfase para todos los planos.

B.24- Función de detección realista

Esta función de detección ha sido denominada “Detection_LWA_2P”, y toma como argumentos los parámetros básicos necesarios para detectar la posición angular de un objeto en coordenadas polares y corregir el error cometido. Estos argumentos son:

- [PwRX,PhRX] = Potencias y fases recibidas en los puertos de la antena.
- [theta,phi] = Variables independientes que componen el mapeo en coordenadas polares sobre el que se analizan los fenómenos radiantes de la antena.
- [AMF_PH,PMF_PH,PMF_PE] = Funciones monopulso en los planos de referencia
- error_mon = Error monopulso cometido en el sistema.
- error_ec = Error por ecuación cometido en el sistema.
- error_total = Error total del sistema.
- Apunt = Apuntamiento del diagrama de radiación en módulo para el plano H.

Los errores no son estrictamente necesarios, pues todavía no se ha implementado el algoritmo iterativo de corrección de errores, aunque se mantienen en caso de que en un futuro se lleve a cabo.

Como salida de la función se obtienen la localización del objeto en coordenadas polares y cartesianas, así como el error cometido en primera iteración (ya que no se aplica algoritmo iterativo) en coordenadas cartesianas.

El código se divide en varias secciones:

-En la primera sección, se almacenan los valores de potencia y fase recibidas en los puertos de la antena.

-En la segunda sección se genera el AMV a partir de estas potencias y se define la región FoV en plano H a partir del apuntamiento. Tras esto, se obtiene el valor del AMF en plano H que más se aproxima al AMV, y se extrae el índice asociado.

Evaluando este índice en ThetaY, se obtiene el ThetaY actual.

-En la tercera sección se obtiene el PMV a partir de las fases en los puertos y el desfase LWA sustituyendo el índice encontrado en la segunda sección en la PMF del plano H.

Conociendo el desfase total (PMV) y el desfase LWA, se despeja el desfase por interferometría haciendo uso de la ecuación propuesta. Finalmente se busca el valor de la PMF en plano E que más se acerca al desfase por interferometría, y se almacena el índice encontrado.

Este índice se busca en el vector ThetaX, obteniendo así ThetaX actual.

Una vez conocidos ThetaX y ThetaY actuales, se aplica el cambio de variables para obtener Phi y Theta.

Finalmente se extrae el error supuestamente cometido en ThetaX y ThetaY actuales por medio de las funciones de error.

Este error extraído no es óptimo, pues al ser ambas variables erróneas y necesitar al menos una correcta para corregir la otra con las funciones, el error no será corregido de forma ideal, aunque con varias iteraciones sí que se podría lograr.

B.25- Código para testeo de algoritmos

Este último código permite aplicar de forma práctica las funciones A.22, A.23 y A.24, y sería el código que debería de generar el usuario que quiera utilizar las funciones.

-En la primera sección se generan los diagramas en módulo y fase del campo eléctrico y se llama a la función de calibrado, pasando como argumentos estos diagramas y la variable de generación de gráficas.

-En la segunda fase comienza la detección ideal. Para ello creo un sistema de ecuaciones que contiene como variables las potencias y fases recibidas en los puertos (potencias siempre positivas). El objetivo de este sistema es emular la recepción de potencias en los puertos de manera práctica.

Para ello se definen los ángulos Theta y Phi reales, es decir, los que supuestamente deberíamos poder detectar, y se aproximan a resolución de 0.5 (pues es la resolución del mayado polar).

Tras esto se generan las variables ThetaX y ThetaY reales, es decir, las que se deberían detectar.

-En la tercera sección se escoge el AMV y PMV de las matrices monopulso evaluadas en los ángulos de detección ideales. Con estos valores y conocidas las potencias y fases en los puertos, se resuelve el sistema de ecuaciones que genera unas potencias y fases que supuestamente, al ser recibidas en los puertos, deberían generar de forma ideal los ángulos Theta y Phi reales.

Finalmente se llama al algoritmo de detección ideal para comprobar que el sistema de ecuaciones funciona correctamente y se deben detectar sin inconvenientes los ángulos propuestos.

-En la cuarta sección comienza la detección real. Se predefinen las funciones monopulso en plano H y E y se aplica de nuevo el sistema de ecuaciones de la tercera sección para generar las potencias y fases en los puertos.

Por último, se llama a la función de detección real y se calcula el error cometido en la detección.

9-Bibliografía

- [1] Goldstone, L.; Oliner, A. (1959). "Leaky-wave antennas I: Rectangular waveguides"
- [2] José Luis Gómez Tornero. ANÁLISIS DE MODOS DE FUGA EN ESTRUCTURAS PLANARES APANTALLADAS LATERALMENTE Y DISEÑO DE NUEVAS ANTENAS "LEAKY-WAVE" EN TECNOLOGÍA HÍBRIDA IMPRESA-APANTALLAD, pg 21
- [3] Barret, R.M, "Etched Sheets Serve as Microwave Components", Electronics, Vol.25, pp.114-118, June 1952
- [4] Miguel Poveda García. Diseño de Antenas Leaky-Wave en Tecnología de Guía de Onda Integrada en Substrato con Cavidades Acopladas Para Aumentar Su Ancho de Banda
- [5] Grieg D.D. and H.F. Engelmann, "MicroStrip - A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range", Proc. IRE, Vol.40, pp. 1644-1650, December 1952
- [6] S.-G. Kim and K. Chang, "Low-cost monopulse antenna using bidirectionally-fed microstrip patch array," Electron. Lett., vol. 39, no. 20, pp. 1428-1429, Oct. 2003.
- [7] S. Maddio, A. Cidronali, and G. Manes, "RSSI/DoA based positioning systems for wireless sensor network," in New Approach Indoor Outdoor Localization System. Rijeka, Croatia: InTech, 2012, ch. 7, pp. 139-162.
- [8] Ramón Barrios Herzog. DISEÑO DE ANTENAS LEAKY-WAVE COMPACTAS PARA SISTEMAS DE LOCALIZACIÓN BASADOS EN REDES BLUETOOTH LOW ENERGY (BLE)
- [9] Joaquín García Fernández. Diseño de antena LWA entecnología planar con escaneo rápido en frecuencia para aplicaciones BLE
- [10] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beamforming and direction-of-arrival considerations," Proc. IEEE, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, Aug. 1997.
- [11] E. Taillefer, A. Hirata, and T. Ohira, "Direction-of-arrival estimation using radiation power pattern with an ESPAR antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 2, pp. 678-684, Feb. 2005.
- [12] L. Kulas, "RSS-based DoA estimation using ESPAR antennas and interpolated radiation patterns," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 17, no. 1, pp. 25-28, Jan. 2018
- [13] J.L. Gómez-Tornero, "Smart leaky-wave antennas for iridescent IoT wireless networks," Ch.4 in Antenna and Array Technologies for Future Wireless Ecosystems, Y.J. Guo and R. W. Ziolkowski (editors), Ed. John Wiley & Sons. IEEE press, 2022, pp.119-181.
- [14] Luís Miguel Martínez Tamargo. Diseño de un sistema monopulso 2D para asistencia en aterrizaje autónomo de drones
- [15] Alejandro Rafael Gil Martínez. Diseño de una agrupación de antenas Leaky-Wave para puntos de acceso WiFi inteligentes
- [16] 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. 1
- [17] FD Zuñiga Contreras. Diseño, manufactura, integración y pruebas de un interferómetro de alta resolución para el Observatorio Astronómico Nacional en Tonantzintla, Puebla
- [18] Alejandro Gil Martínez. Síntesis Directa de Antenas Leaky-Wave en Tecnología Half-Width Microstrip para Monopulso Escaneado en Frecuencia
- [19] Frequency-scanned monopulse antenna for RSSI-based direction finding of UHF RFID tags.
- [20] S. M. Sherman and D. K. Barton, Monopulse Principles and Techniques. Artech House Radar Library, 2nd ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 2013.

- [21] A. Oliner and D. Jackson, *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed. McGraw-Hill Education, 2007, ch. 11 Leaky-wave antennas, pp. 1-55.
- [22] D. R. Jackson, C. Caloz, and T. Itoh, "Leaky-wave antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2194-2206, July 2012.
- [23] S.-G. Kim and K. Chang, "Low-cost monopulse antenna using bidirectionally-fed microstrip patch array," *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 20, pp. 1428-1429, Oct. 2003.
- [24] D. Zelenchuk et al., "W-band planar wide-angle scanning antenna architecture," *J. Infr. Millim. Terahertz Waves*, vol. 34, no. 2, pp. 127-139, Feb. 2013.
- [25] M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque and J. L. Gómez-Tornero, "Frequency-scanned monopulse pattern synthesis using leaky-wave antennas for enhanced power-based direction-of-arrival estimation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 11, pp. 7071-7086, Nov. 2019.
- [26] M. K. Emara, D. J. King, H. V. Nguyen, S. Abielmona and S. Gupta, "Millimeter-wave slot array antenna front-end for amplitude-only direction finding," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 7, pp. 5365-5374, Jul. 2020.
- [27] H. -J. Zhao, H. Chu, X. Zhu and Y. -X. Guo, "A 1-D Electronic Beam-Scanning Monopulse Antenna Array Based on a Compact Stripline Phase-Shifter," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2477-2481, Dec. 2020
- [28] A. Gil-Martinez, M. Poveda-Garcia, and J. L. Gómez-tornero, "Direct synthesis of frequency-scanned monopulse half-width microstrip leaky-wave antennas," in *Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2020)*, pp. 1-4, 2020.
- [29] M. Poveda-García and J. L. Gómez-Tornero, "Ambiguity resolution in amplitude-monopulse systems using broad-beam patterns," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 20, no. 4, pp. 503-507, Apr. 2021.
- [30] J.-C. Wu, C.-C. Chang, T.-Y. Chin, S.-F. Chang, M.-C. Chiu, C.-Y. Hsu, and R.-H. Lee, "Wireless indoor localization using dynamic monopulse receiver," in *Proc. 7th Eur. Radar Conf.*, Sep./Oct. 2010, pp. 69-72.
- [31] M. Del Prete, D. Masotti, N. Arbizzani, and A. Costanzo, "Remotely identify and detect by a compact reader with mono-pulse scanning capabilities," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 1, pp. 641-650, Jan. 2013.
- [32] R. Parada, A. Carreras, J. Meila-Segui, R. Pous, "Study of a monopulse system with RFID antennas for applications oriented to retail industry," *UbiComp'13*, September 8-12, 2013.
- [33] C. Alcaraz, J. V. Balbastre and F. Vega, "Monopulse RFID reader for enhanced intelligent transportation systems applications," *2015 IEEE Brasil RFID*, 2015, pp. 1-4.
- [34] K. Aoki, T. Sakogawa and F. Kuroki, "An antenna having wide radiation pattern but narrow beam in operation based on monopulse system for security gate applications at UHF band," *2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2017, pp. 132-134.
- [35] Y. Álvarez-López, M. E. Cos-Gómez, and F. Las-Heras-Andrés, "A received signal strength RFID-based indoor location system," *Sensors Actuators A. Phys.*, vol. 255, pp. 118-133, 2017.
- [36] J.L. Gomez-Tornero, D. Canete-Rebenaque, J. A. Lopez-Pastor, and A. S. Martinez-Sala, "Hybrid analog-digital processing system for amplitude-monopulse RSSI-based MIMO WiFi Direction-of-Arrival estimation," *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 12, no. 3, 2018.
- [37] J.A. López-Pastor, A. Gómez-Alcaraz, D. Cañete-Rebenaque, A.S. Martínez-Sala, and J.L. Gómez-Tornero, "Near-field monopulse DoA estimation for angle-sensitive proximity WiFi readers," *IEEE Access*, vol. 7, no. 1, pp. 88450-88460, Jun. 2019.
- [38] J.A. López-Pastor, P. Arqués-Lara, J.J. Franco-Peñaranda, A.J. García-Sánchez and J.L. Gómez-Tornero, "Wi-Fi RTT-based active monopulse RADAR for single access point localization", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 34755-34766, 2021.

- [39] N. Honma, R. Tazawa, K. Kikuchi, A. Miura, Y. Sugawara, and H. Minamizawa, "Indoor-positioning using RSSI: DOD-based technique versus RSSI-ranging technique," Proc. 8th Int. Conf. Indoor Position. Indoor Navig. IPIN2017, pp. 171-WIP, 2017.
- [40] N. Honma, R. Tazawa, A. Miura, Y. Sugawara, and H. Minamizawa, "RSS-based DOA / DOD estimation using bluetooth signal and its application for indoor tracking," in 2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2018, pp. 1–7.
- [41] R. Tazawa, N. Honma, A. Miura, and H. Minamizawa, "RSSI-based localization using wireless beacon with three-element array," IEICE Trans. Commun., vol. E101.B, no. 2, pp. 400–408, 2018.
- [42] S. Abielmona, H. V. Nguyen, and C. Caloz, "Analog direction of arrival estimation using an electronically-scanned CRLH leaky-wave antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 4, pp. 1408–1412, Apr. 2011.
- [43] J. Werner, J. Wang, A. Hakkarainen, N. Gulati, D. Patron, D. Pfeil, K. Dandekar, D. Cabric, and M. Valkama, "Sectorized antenna based DoA estimation and localization: Advanced algorithms and measurements," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 33, no. 11, pp. 2272–2286, Nov. 2015.
- [44] H. Paaso, N. Gulati, D. Patron, A. Hakkarainen, J. Werner, K. R. Dandekar, M. Valkama, and A. Mammela, "DoA estimation using compact CRLH leaky-wave antennas: Novel algorithms and measured performance," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 65, no. 9, pp. 4836–4849, Sep. 2017.
- [45] Y. J. Cheng, W. Hong, K. Wu, and Y. Fan, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide long slot leaky-wave antennas and two-dimensional multibeam applications," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 1, pp. 40–47, Jan. 2011.
- [46] M. Ettorre, R. Sauleau, and L. Le Coq, "Multi-beam multi-layer leaky-wave SIW pillbox antenna for millimeter-wave applications," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 4, pp. 1093–1100, Apr. 2011.
- [47] L.-F. Herrán, A. Algaba-Brazález, and E. Rajo-Iglesias, "Ka-Band Planar Slotted Waveguide array based on groove gap waveguide technology with a glide-symmetric holey metasurface," in Scientific Reports, Nature, vol. 11, no. 1, pp. 1–9, April 2021, DOI: 10.1038/s41598-021-88054-5.
- [48] F. V. Vidarsson et al., "Conformal Parallel Plate Waveguide Polarizer Integrated in a Geodesic Lens Antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 70, no. 11, pp. 10327–10337, Nov. 2022
- [49] P. Castillo-Tapia et al., "Two-dimensional beam steering using a stacked modulated geodesic luneburg lens array antenna for 5G and beyond," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 71, no. 1, pp. 487–496, Jan. 2023.
- [50] F. Pizarro, D. Ramirez-Gil, A. Algaba-Brazález, L. Fernando Herrán-Ontanón, and E. Rajo-Iglesias, "Comparison study of 4×4 Butler matrices in microstrip technologies for Ka-band," AEU-International Journal of Electronics and Communications, vol. 122, July 2020.
- [51] A. Algaba-Brazalez and E. Rajo-Iglesias, "Design of a Butler matrix at 60GHz in inverted microstrip gap waveguide technology," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, Canada, 2015, pp. 2125–2126.
- [52] N. Niculescu and B. Nath, "VOR base stations for indoor 802.11 positioning," in Proceedings of the 10th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MobiCom '04, pp. 58–69, Sep 2004.
- [53] J. Vongkulbhisal and Y. Zhao, "An RFID-based indoor localization system using antenna beam scanning," in Proceedings of the 9th International Conference on Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Phetchaburi, Thailand, 2012, pp. 1–4.
- [54] L. Shen, Q. Zhang, J. Pang, H. Xu, P. Li, and D. Xue, "ANTspin: Efficient absolute localization method of RFID tags via spinning antenna" Sensors, vol. 19, no. 9, p. 2194, 2019.
- [55] G. Zhang, D. Zheng, J. Guo, Y. Hou, and D. Zeng, "Dynamic modeling and mobility analysis of the 3-R(RRR)R R antenna mechanism," Robotica, vol. 1–19, 2021

- [56] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque and J.L. Gómez-Tornero, "On the use of leaky-wave antennas for amplitude monopulse comparison," in Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2022), Madrid, Spain, 2022, pp. 1-5.
- [57] A. J. Martínez-Ros, J. L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Frequency scanning leaky wave antenna for positioning and identification of RFID tags," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID-Technol. Appl. (RFID-TA), Sep. 2011, pp. 451-456.
- [58] A. Gil-Martínez, Y. El Gholb, M. Poveda-García, J. L. Gómez-Tornero and N. E. A. El Idrissi, "An array of leaky wave antennas for indoor smart wireless access point applications," in Proc. 2019 Int. Conf. on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM), 2019, pp. 1-4.
- [59] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. A. López-Pastor, J. C. Sánchez-Aarnoutse and J. L. Gómez-Tornero, "Wi-Fi direction finding with frequency-scanned antenna and channel-hopping scheme," IEEE Sensors Journal, vol. 22, no. 6, pp. 5210- 5222, Mar. 2022.
- [60] J.A. Lopez-Pastor, M. Poveda-García, A. Gil-Martínez, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Two-dimensional localization system for mobile IoT devices using a single Wi-Fi access point with a passive frequency-scanned antenna", IEEE Internet of Things Journal, in press, 2023.
- [61] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Metasurface antenna for fast frequency scanning with application to conical direction finding", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 22, no. 7, pp. 1632-1636, Jul. 2023.
- [62] M. Poveda-García, et al., "RSSI-based direction-of-departure estimation in Bluetooth Low Energy using an array of frequency-steered leaky-wave antennas," IEEE Access, vol. 8, pp. 9380-9394, Jan. 2020.
- [63] M. Poveda-García, A. G. Martínez and J. L. Gomez-Tornero, "Frequency-scanned focused leaky-wave antennas for direction-of-arrival detection in proximity BLE sensing applications," in Proc. 14th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2020), Mar. 2020, pp. 1-4.
- [64] M. Poveda-García, et al. "Frequency-scanned leaky-wave antenna topologies for two-dimensional direction of arrival estimation in IoT wireless networks," in Proc. 15th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2021), Mar, 2021, pp. 1-4.
- [65] M. Poveda-García, J. Oliva-Sánchez, R. Sánchez-Iborra, D. Cañete- Rebenaque, J.L. Gómez-Tornero, "Dynamic wireless power transfer for cost-effective wireless sensor networks using frequency-scanned beaming," IEEE Access, vol. 7, pp. 8081-8094, Jan. 2019.
- [66] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Frequency-scanned monopulse antenna for RSSI-based direction finding of UHF RFID tags", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 21, no. 1, pp. 158-162, Jan. 2022
- [67] A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, J. García-Fernández, M. M. Campo-Valera, D. Cañete-Rebenaque, and J.L. Gómez-Tornero, "Direction finding of RFID tags in UHF band using a passive beam-scanning leaky-wave antenna", IEEE Journal of Radio Frequency Identification, vol. 6, pp. 552-563, Jun. 2022
- [68] M. Campo-Valera, M. Poveda-García, J. García-Fernández, A. Gil-Martínez, D. Cañete-Rebenaque and J. L. Gómez-Tornero, "Laboratory to develop a practical hand-made monopulse antenna for RFID localization systems," IEEE Access, vol. 10, pp. 132108-132120, Dec. 2022.
- [69] J.L. Gómez-Tornero, A. Gil-Martínez, M. Poveda-García, and D. Cañete-Rebenaque, "ARIEL: passive beam-scanning Antenna terminal for Iridescent and Efficient LEO satellite connectivity", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 21, no. 11, pp. 2268-2272, Nov. 2022.
- [70] J.L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Romero-Justiniano, A. Gil-Martínez, and D. Cañete-Rebenaque, "Design of Frequency-Beam Scanning Antennas for Ultra Wide Band Impulse RADAR Applications", in Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2023), Florence, Italy, 2023, pp. 1-5.

- [71] M. Poveda-Garcia, A. Gil-Martinez, F. Salmeron, and J.L. Gómez-Tornero, "Frequency-beam-scanning mm-wave antennas for direction-finding RADAR", in Proc. 19th European Radar Conference in the 52nd European Microwave Week (EuMW 2022), Milan, Italy, 2023, pp. 1-4.
- [72] D. Zelenchuk, A.J. Martinez-Ros, T. Zvolensky, J.L. Gomez-Tornero, G. Goussetis, N. Buchanan, D. Linton, and V. Fusco, "W-band planar wide-angle scanning antenna architecture," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 34, Issue 2, pp.127-139, Jan. 2013
- [73] J. L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Guzmán-Quirós and J. C. Sánchez-Arnause, "Design of Ku-band wireless power transfer system to empower light drones," in Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Aveiro, Portugal, 2016, pp. 1-4
- [74] A. Povalac and J. Sebesta, "Phase difference of arrival distance estimation for RFID tags in frequency domain," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID Technol. Appl., 2011, pp. 188–193.
- [75] C. Li, L. Mo, and D. Zhang, "Review on UHF RFID localization methods," *IEEE J. Radio Freq. Identif.*, vol. 3, no. 4, pp. 205–215, Dec. 2019.
- [76] A. Ascher, J. Lechner, S. Nosovic, P. Eschlwech, and E. Biebl, "Localization of UHF RFID transponders regarding Industry 4.0 scenarios using DoA estimation techniques," in Proc. Smart SysTech Eur. Conf. Smart Objects Syst. Technol., 2016, pp. 1–6.
- [77] P. Eschlwech and E. Bieb, "Target simulation for UHF RFID DoA estimation systems," *Adv. Radio Sci.*, vol. 17, pp. 109–118, Sep. 2019.
- [78] E. Karapistoli, F. Pavlidou, I. Gragopoulos and I. Tsetsinas, "An overview of the IEEE 802.15.4a Standard," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 1, pp. 47-53, Jan. 2010.
- [79] J. D. Taylor, *Ultrawideband Radar: Applications and Design*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1st ed., Apr. 2016
- [80] S.-T. Yang and H. Ling, "Design of a microstrip leaky-wave antenna for two-dimensional bearing tracking," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 784-787, 2011
- [81] S.-T. Yang and H. Ling, "Application of a microstrip leaky wave antenna for range–azimuth tracking of humans," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 10, no. 6, pp. 1384-1388, Nov. 2013.
- [83] A. Orth, P. Kwiatkowski and N. Pohl, "A novel approach for a MIMO FMCW Radar system with frequency steered antennas for 3D target localization," 2019 16th European Radar Conference (EuRAD), 2019, pp. 37-40.
- [84] D. A. Schneider, M. Rösch, A. Tessmann and T. Zwick, "A low-loss W-Band frequency-scanning antenna for wideband multichannel radar applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 4, pp. 806-810, April 2019.
- [85] A. Oliner and K. Lee, "Microstrip leaky wave strip antennas," in *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, Jun. 1986, vol. 24, pp. 443–446.
- [86] A. A. Oliner, "Leakage from higher modes on microstrip line with application to antennas," *Radio Sci.*, vol. 22, pp. 907–912, Nov. 1987.
- [87] K. S. Lee, "Microstrip Line Leaky Wave Antenna," Ph.D. dissertation, Polytechnic Inst., Brooklyn, New York, Jun. 1986.
- [88] G. Zelinski, G. Thiele, M. Hastriter, M. Havrilla, and A. Terzuoli, "Half width leaky wave antennas," *Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 2, pp. 341 –348, Apr. 2007.
- [89] J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete, and A. Álvarez, "Microstrip leaky-wave antenna with control of leakage rate and only one main beam in the azimuthal plane", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.56, No.2, pp. 335–344, Feb. 2008.
- [90] L.O. Goldstone, A.A Oliner, "Leaky-Wave Antennas I: Rectangular Waveguide", *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 7, no. 4, Oct. 1959.

- [91] J.L. Gómez and A.A. Melcón, "Non-orthogonality relations between complex-hybrid-modes: an application for the leaky-wave analysis of laterally-shielded top-open planar transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 52, No.3, pp. 760-767, March 2004.
- [92] J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete and A. Álvarez-Melcón, "Printed-circuit leaky-wave antenna with pointing and illumination flexibility", *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, Vol.15, No.8, pp.536-538, August 2005.
- [93] J.L. Gómez-Tornero, G.Goussetis, A.Feresidis, and A.A.Melcón, "Control of leaky-mode propagation and radiation properties in hybrid dielectric-waveguide printed-circuit technology: experimental results", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.54, No.11, pp.3383-3390, Nov. 2006.
- [94] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, J.S. Gómez-Díaz, and A. Álvarez-Melcón, "A modified pole-zero technique for the synthesis of waveguide leaky-wave antennas loaded with dipole-based FSS", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.58, No.6, pp. 1971-1979, June 2010.
- [95] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, A. R. Wiley, and Y. Jay Guo, "Efficient synthesis of 1D fabry-perot antennas with low sidelobe levels," *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol.11, pp. 869 - 872, August 2012.
- [96] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan. 2005.
- [97] D. Deslandes and K.Wu, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna: Concept and design considerations," in *Proc. APMC*, Suzhou, China, Dec. 2005, pp. 346-349.
- [98] A.J. Martínez-Ros, J.L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Planar leaky-wave antenna with flexible control of the complex propagation constant", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no.3, pp. 1625 - 1630, Mar. 2012.
- [99] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gómez-Tornero and G. Goussetis, "Broadside radiation from radial arrays of substrate integrated leaky-wave antennas," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, Czech Republic, 2012, pp. 252-254
- [100] J.L. Gómez-Tornero , A.J. Martínez-Ros, A. Álvarez-Melcón, F. Mesa and F. Medina, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna with reduced beam squint", *European Microwave Conference*, pp. 491-494, 2013.
- [101] A.J. Martínez-Ros, J.L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Multifunctional angular bandpass filter SIW leaky-wave antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, no. , pp. 936-939, Oct. 2016.
- [102] M. Poveda-García, D. Cañete-Rebenaque, G- Goussetis, J.L. Gómez-Tornero, "Coupling Substrate-Integrated Waveguides to Increase the Gain Bandwidth of Leaky-Wave Antennas", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Special Issue on SIW Circuits and Systems, vol.66, no.6, pp. 3099-3109, June 2018.
- [103] L. Wang, J.L. Gómez-Tornero, O. Quevedo-Teruel, "Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna with Wide Bandwidth via Prism Coupling", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Special Issue on SIW Circuits and Systems, vol.66, no.6, pp. 3110 - 3118, June 2018.
- [104] J.L. Gómez-Tornero, Apuntes de la asignatura "Aplicaciones de las Microondas, ETSIT, UPCT"
- [105] F. G. Geroleo, M. Brandt-Pearce and C. L. Brown, "Detection and estimation of multi-pulse LFM radar signals," 2010 IEEE Radar Conference, Arlington, VA, USA, 2010, pp. 1009-1013, doi: 10.1109/RADAR.2010.5494471.
- [106] Samuel M. Sherman, David K. Barton. *Monopulse Principles and Techniques*