

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo de fin de grado

Diseño de antenas de onda de fuga SIW con directividad mejorada en el Plano E.



AUTOR: VÍCTOR SÁNCHEZ SARABIA
DIRECTOR: DAVID CAÑETE REBENAQUE
CODIRECTOR: MIGUEL POVEDA GARCÍA

Resumen.

Las antenas de onda de fuga ("leaky-wave antennas" LWA en inglés [1], [2]) son un tipo muy conocido de antenas debido a su simplicidad estructural, sencillez de su mecanismo de alimentación, su inherente capacidad de escaneo de haz en frecuencia o su diagrama de radiación de alta ganancia. Debido a estas propiedades, las antenas leaky permiten obtener diagramas de radiación muy directivos con una alimentación simple y una menor complejidad que usando soluciones basadas en antenas phased-arrays convencionales. El diagrama de radiación de una LWA es típicamente equivalente al de una fuente lineal simple, por tanto, directivo en el plano longitudinal (Plano H) pero no en el plano transversal (Plano E), dando lugar a diagramas de radiación de tipo abanico o fan-beam.

En el presente proyecto se propone el diseño de antenas leaky planas y directivas en ambos planos de radiación mediante guías de onda integradas en sustrato (SIW) [3], [4]. Para conseguir el aumento de directividad en el Plano E [5], normalmente se recurre a una disposición en forma de array de varias antenas en paralelo, lo cual suele requerir de una compleja red de alimentación. El presente proyecto propone como alternativa usar una LWA planar sencilla, pero usar ambos bordes como línea radiante, mediante el uso de superficies parcialmente reflectantes que permitan la radiación, evitando así la necesidad de redes de alimentación [6].

Para conseguir una apropiada distribución de campo eléctrico, se requiere que los bordes radiantes tengan polarización opuesta, de modo que el campo eléctrico se pueda sumar en fase en el centro de la antena, a diferencia del modo TE_{10} , que proporcionaría un nulo en el centro de la antena. Por este motivo, se excitará la antena con el modo TE_{20} [7], [8].

Además, se pretende mantener el control independiente de la constante de fase y la constante de atenuación de la antena. Concretamente, se utilizarán los parámetros geométricos de la SIW con este objetivo, de modo que la se-

paración entre postes de los bordes radiantes se pueda usar para controlar la tasa de radiación, mientras que la anchura de la SIW permitirá el control de la constante de fase (ángulo de apuntamiento) [9].

Como conclusión, se diseñarán distintas LWA a una frecuencia de 15 GHz en tecnología SIW que permita control de ángulo de apuntamiento manteniendo en ancho de haz constante en el Plano H y mejorando la directividad en Plano E.

Índice general

Resumen.	I
1. Introducción.	1
2. Conceptos Básicos.	4
2.1. Antenas Leaky Wave.	4
2.2. Guía de Onda Integrada en Substrato.	7
2.3. SIW LWA.	9
2.4. Modos TE.	10
2.5. Agrupaciones.	11
3. Análisis de Doubled-Sided SIW LWA	14
3.1. Teoría.	14
3.2. Simulaciones.	19
4. Diseño de SWI LWA mediante HFSS.	23
4.1. Diseño en HFSS.	24
4.2. Resultados.	33
5. Comparación de resultados.	37
5.1. Comparación con antena propagando modo TE_{10}	37
5.2. Comparación al cambiar la permitividad efectiva.	42
5.2.1. Modo TE_{10}	43
5.2.2. Modo TE_{20}	43
5.3. Comparación con array de dos elementos.	47
6. Conclusión y líneas futuras.	54
6.1. Conclusiones	54
6.2. Líneas futuras.	55
Bibliografía.	57

Índice de figuras

Figura 2.1. Distribución de campo eléctrico en las dos líneas a) stripline y b) microstrip.	5
Figura 2.2. Ondas de superficie en guías de onda.	5
Figura 2.3. Ondas de fuga en guías dieléctricas.	6
Figura 2.4. Guía de onda rectangular.	8
Figura 2.5. Estructura de una SIW.	8
Figura 2.6. Estructura de la SIW LWA.	9
Figura 2.7. Campos en plano transversal de la SIW LWA.	10
Figura 2.8. Diagrama de radiación de una SIW LWA.	10
Figura 2.9. Diferentes modos TE en una guía de onda.	11
Figura 2.10. Array lineal.	12
Figura 2.11. Array plano en tecnología microstrip.	12
Figura 3.1. Vista superior de SIW LWA con sus dos corrientes equivalentes.	15
Figura 3.2. Distribución de campo eléctrico del modo TE_{20} a través de la sección de la antena (Plano E).	16
Figura 3.3. Control del ángulo de apuntamiento θ_{RAD} y el ratio de fuga normalizado α/k_0 en función de W para ciertos valores de P	18
Figura 3.4. Control del ángulo de apuntamiento θ_{RAD} y el ratio de fuga normalizado α/k_0 en función de P para ciertos valores de W	18
Figura 3.5. Comparación de la variación del ancho de haz en Plano H.	20
Figura 3.6. Comparación de la variación del ángulo de radiación en Plano H.	20
Figura 3.7. Comparación de la variación de θ_{RAD} en Plano H.	21
Figura 4.1. Diagrama de radiación típico en Plano E para array de dos elementos.	24
Figura 4.2. Menú de navegación del nuevo proyecto creado.	25

Figura 4.3. Material creado en el entorno gráfico de trabajo	26
Figura 4.4. Menú desplegable en el que establecer las características geométricas del objeto.	27
Figura 4.5. Sustracción de las vías.	27
Figura 4.6. Cambios dinámicos.	28
Figura 4.7. Región de solución.	28
Figura 4.8. Puertos entrada salida de la antena.	29
Figura 4.9. Modos de propagación en este proyecto.	30
Figura 4.10. Menú de simulación.	30
Figura 4.11. Geometría Plano H.	31
Figura 4.12. Geometría Plano E.	32
Figura 4.13. Geometría de todo el espacio.	32
Figura 4.14. Diagrama de radiación en todo el espacio.	33
Figura 4.15. Diagrama de radiación en Plano E.	34
Figura 4.16. Diagrama de radiación en Plano H.	34
Figura 4.17. Distribución de campo eléctrico en la estructura.	35
Figura 4.18. Línea de corriente magnética M que origina la radiación.	35
Figura 4.19. Distribución de las líneas de campo eléctrico en la estructura.	36
Figura 5.1. Antena propagando modo TE_{10}	38
Figura 5.2. nueva configuración de modos a simular.	38
Figura 5.3. Diagrama de radiación en todo el espacio.	39
Figura 5.4. Diagrama de radiación Plano E.	39
Figura 5.5. Diagrama de radiación Plano H.	39
Figura 5.6. Distribución de campo eléctrico modo TE_{10}	40
Figura 5.7. Distribución de campo eléctrico en la estructura propagando modo TE_{20}	40
Figura 5.8. Comparación Plano E.	41
Figura 5.9. Comparación Plano H	42
Figura 5.10. Comparación en Plano E.	43
Figura 5.11. Comparación en Plano H.	44
Figura 5.12. Comparación en Plano E.	44
Figura 5.13.	45
Figura 5.14. Comparación Plano H en HFSS.	45
Figura 5.15. Comparación Plano E en HFSS.	46
Figura 5.16. Comparación Plano E en HFSS.	46
Figura 5.17. Comparación Plano H en HFSS.	46
Figura 5.18. Comparación Plano E.	48
Figura 5.19. Estructura con filas de postes enfrentados.	48
Figura 5.20. Estructura con filas de postes opuestos.	49

Figura 5.21. Diagrama de radiación de estructura con filas de postes enfrentados.	50
Figura 5.22. Diagrama de radiación de estructura con filas de postes opuestos.	50
Figura 5.23. Comparación en plano H.	51
Figura 5.24. Comparación en plano E.	51
Figura 5.25. Distribución de líneas de campo en array con filas de postes paralelos.	52
Figura 5.26. Distribución de líneas de campo en array con filas de postes opuestos.	53
Figura 6.1. Vista superior de la estructura de adaptación.	55
Figura 6.2. Diagrama en Plano E teórico de array con desfase entre las fuentes.	56

Capítulo 1

Introducción.

Las antenas de onda de fuga(Leaky-Wave) son un tipo de antenas famosamente conocidas gracias a su estructura sencilla, reducido tamaño, mecanismo de alimentación y su diagrama de radiación de alta ganancia para una señal dada[1]. Las características de radiación de estas antenas están principalmente determinadas por la constante de propagación compleja del modo de fuga(Complex propagation constant of the leaky mode), dependiendo de las estructuras utilizadas, estas antenas tienen diferentes características de radiación. Todo esto, unido a lo ya mencionado anteriormente sobre su diagrama de radiación de alta ganancia, hacen que este tipo de antenas sean de lo más interesante para la comunidad científica en estos últimos años, prueba de ello, es que son utilizadas en diferentes campos tecnológicos, como pueden ser, radares de onda modulados en frecuencia[2],[12], sistemas de enfoque cercano controlados por frecuencia[13], comunicaciones interiores[14]-[16] o superficies conformes[17]-[19].

Generalmente, el diagrama de radiación de una 1-D LWA es equivalente al de una sola fuente longitudinal de radiación, en consecuencia, solo proporcionan directividad a lo largo del plano longitudinal (Plano H), mientras que en el plano transversal (Plano E) tenemos un diagrama en abanico (fan beam).

Con el propósito de aumentar la directividad en el plano transversal podemos colocar una serie de estas antenas formando un array[5],[20]-[24]. Otra alternativa para conseguir más directividad es usar una sola antena Leaky-wave, pero con dos fuentes de radiación diferentes a lo largo del plano transversal [25],[7].

Para intentar conseguir la aparición de dos fuentes de radiación diferentes,

se propone un diseño trabajando con el modo TE_{20} . Gracias a la configuración de este modo de propagación, los bordes radiantes presentan polarizaciones opuestas, lo que hará que los campos eléctricos (E-fields) se sumen en fase en el centro de la estructura; es lo contrario a lo que pasa con la propagación del modo TE_{10} , el cual proporciona la misma polarización en los dos bordes radiantes, lo que hace que tengamos un nulo de campo eléctrico en el centro de la estructura[26].

En los diseños propuestos en [25] y [7] solo ofrecen control sobre la constante de fase del modo de fuga, en [7] tampoco llegamos a disponer de un control simultaneo del la constante de fase(β) y el ratio de fuga(α). Con el intento de solventar este inconveniente, se propone estructura SWI LWA trabajando con el modo TE_{20} , que sera usada para demostrar el control independiente de α y β .

En definitiva, la intención de este trabajo es la de proponer un diseño de SIW LWA propagando el modo TE_{20} y comparando sus características de radiación con las de una SIW LWA trabajado en el modo TE_{10} y la demostración de disponer de un control simultaneo del la constante de fase(β) y el ratio de fuga(α).

Estructura de la memoria.

La memoria de este proyecto está formada por seis capítulos. El primero consistirá en una introducción sobre el propósito del trabajo y unas pinceladas de los conceptos teóricos en los que se basa el proyecto.

En el segundo se explicará una serie de conceptos básicos sobre antenas Leaky-Wave, como, sus propiedades, características y una serie de parámetros para poner el trabajo en contexto y explicarlo mejor.

En el tercer capítulo hablaremos de una antena Doubled-Sided SIW LWA en más profundidad, de los conceptos teóricos de su análisis, así como, de las herramientas matemáticas utilizadas, mostrando una serie de diseños propuestos.

El cuarto capítulo muestra una serie de simulaciones del diseño y comparaciones realizadas mediante el manejo del software comercial HFSS.

En el capítulo quinto realizaremos unas comparaciones entre los diagramas de radiación del diseño propuesto en el capítulo anterior, con los de otros diseños, para visualizar el aumento de directividad en Plano E.

Para finalizar, en el sexto capítulo se desarrollarán una serie de conclusiones y unas líneas futuras de trabajo.

Capítulo 2

Conceptos Básicos.

2.1. Antenas Leaky Wave.

A continuación, mostraremos en este apartado una breve introducción acerca de las antenas Leaky Wave dada en [30].

En los años 50 se comenzó a buscar alternativas a las guías de onda estudiadas hasta el momento, buscando un mayor ancho de banda y una conexión más sencilla y adaptable. Surgió así la línea stripline que consistía en el achatamiento del cable coaxial y retirando paredes lateras. Más adelante, se retiró una de las cubiertas, por lo tanto la estructura estaba compuesta por un plano de masa, un dieléctrico y encima de él líneas impresas con un determinado potencial denominadas líneas microstrip. La característica principal de estas líneas era la naturaleza abierta que provocó la introducción del concepto de modos de superficie (surface-modes) y, posteriormente, modos de fuga (leaky-modes) [31].

Las antenas leaky-wave se basan en la propagación de las ondas de fuga que únicamente aparecen en líneas de transmisión abiertas. En las líneas de transmisión cerradas existen ondas de propagación sin tener ninguna pérdida por radiación, o fuga. Sin embargo si hablamos de líneas de transmisión abiertas, las ondas de propagación y las ondas radiadas conviven en un mismo medio al mismo instante donde se pueden propagar las ondas a la vez que se radian si se cumplen una serie de condiciones de resonancia. La complejidad al analizar y estudiar las líneas microstrip y stripline es mayor que en el caso de guía de onda debido a su carácter inhomogéneo y dispersivo.

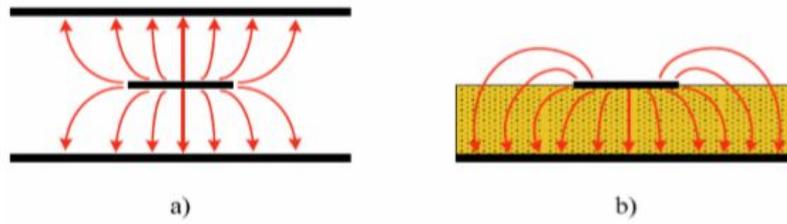


Figura 2.1: Distribución de campo eléctrico en las dos líneas a) stripline y b) microstrip.

Las ondas de superficie aparecen cuando hablamos de una estructura cerrada. Son ondas de propagación que viajan a través de guías o sustratos dieléctricos y no pierden energía por radiación. Son denominadas ondas de superficie porque la energía viaja por la superficie del dieléctrico o de la guía. Podemos observar en la Figura 2.2, donde tenemos una guía de onda dieléctrica, ondas de superficie en guías de onda dieléctricas, cómo el campo eléctrico se mantiene en la estructura y conforme nos alejamos de ella el campo va disminuyendo. Además vemos como se produce la propagación sin ningún tipo de atenuación a lo largo del eje y .

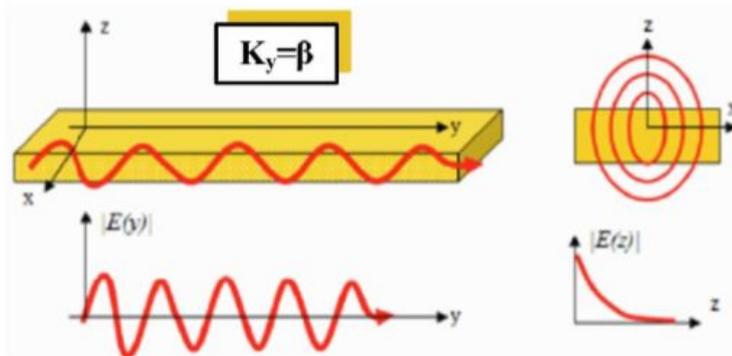


Figura 2.2: Ondas de superficie en guías de onda.

La constante de propagación en este caso es:

$$k_y = \beta_y \quad (2.1)$$

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

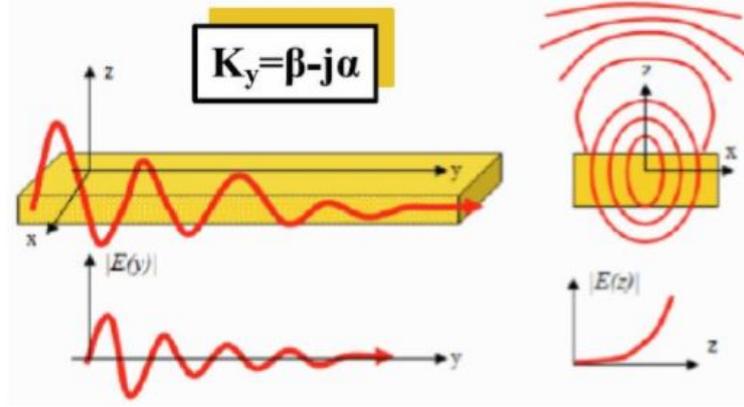


Figura 2.3: Ondas de fuga en guías dieléctricas.

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

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \quad (2.2)$$

En la Figura 2.3, tenemos una línea de transmisión abierta por la parte superior, por lo tanto la constante de propagación del eje x será nula, sin embargo, la constante de propagación en el eje z será:

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_y^2 - k_x^2} = \sqrt{k_0^2 - k_y^2} = \beta_y - j\alpha_y \quad (2.3)$$

En definitiva, las antenas leaky wave utilizan estos modos de fuga para emitir radiación. Estas antenas pertenecen al grupo de antenas progresivas (TWA, Travelling Wave Antenas). Para conseguir este tipo de antenas se utilizará la tecnología de guía de onda integrada en substrato (conocida por el acrónimo inglés SIW que proviene de Substrate Integrated Waveguide).

El ángulo de radiación de estas antenas θ_{RAD} , definido como la dirección de mayor directividad del diagrama de radiación, se puede obtener mediante la parte real del número de onda complejo k_y :

$$\sin \theta_{RAD} = \beta_y / k_0 = c_0 \beta_y / 2\pi f \quad (2.4)$$

Como se ha comentado anteriormente, el ángulo de radiación depende de la frecuencia, pero no solo por el cambio de k_0 , que varía de forma lineal con la frecuencia, sino también por la variación de β_y con la frecuencia, debido a la propagación de la onda dentro de la antena, de modo que (2.4) se puede escribir de la siguiente forma:

$$\sin \theta_{RAD}(f) = \beta_y(f)/k_0 = c_0\beta_y(f)/2\pi f \quad (2.5)$$

2.2. Guía de Onda Integrada en Substrato.

En este apartado se va a mostrar una pequeña introducción acerca de la tecnología de guía de onda integrada en substrato dada en [30].

La desventaja más importante de la tecnología microstrip se encuentra relacionada con las pérdidas presentes en circuitos que utilizan esta tecnología [31]. Pérdidas por radiación, pérdidas por ondas de fuga, pérdidas por ondas superficiales, pérdidas por ondas radiadas, pérdidas por dieléctrico y pérdidas por conductor, sumadas a las dificultades para acoplar correctamente elementos planos con elementos no planos, son los principales impedimentos para que dicha tecnología sea más eficiente.

El bajo coste, la producción en masa, las altas prestaciones y el alto rendimiento son aspectos críticos para desarrollar con éxito sistemas en la banda de radiofrecuencia. A estas frecuencias, en particular, para circuitos construidos con bloques que incluyen antenas, hay que tener una especial consideración con el diseño del circuito para evitar acoplos electromagnéticos e interconexiones físicas. La tecnología de guía de onda clásica, mostrada en la Figura 2.4, es actualmente la principal tendencia para el diseño de sistemas de microondas de altas prestaciones. Sin embargo, necesita un tedioso y caro proceso de ensamblaje y configuración, además de que no puede ser usada para reducir el peso y volumen del circuito [31].

Para solventar las desventajas de la tecnología planar y de las guías de onda, aparecen los circuitos integrados de alta frecuencia denominados “Substrate Integrated Circuits SIC’s” y dentro de ellos las “Substrate Integrated Waveguides- SIW’s”. Esta tecnología consiste en integrar una guía de onda utilizando la tecnología microstrip. El objetivo principal de esta tecnología es la eliminación de las desventajas que tienen las guías de onda. Fue creada para poder trabajar a altas frecuencias. Al utilizar frecuencias altas, los

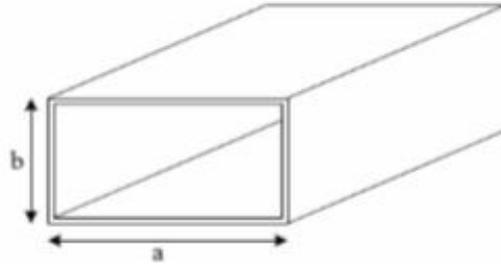


Figura 2.4: Guía de onda rectangular.

tamaños de SIW son bastante reducidos; a su vez, las SIW pueden ser construidas mediante técnicas de circuitos impresos de tal forma que se eliminan las desventajas de las guías de onda convencionales. Los dispositivos creados con esta tecnología, basados en guía de onda dieléctrica, pueden ser creados utilizando postes metálicos, con ellos se pueden crear paredes quasi PEC o acoplos. Uniéndolo a las técnicas de diseño de circuitos en microstrip, se pueden construir dispositivos reducidos en tamaño, solventando así la mayor desventaja de las guías de onda.

En definitiva, con SIW se tienen guías de ondas que presentan mejores prestaciones que las líneas microstrip, y que al mismo tiempo tienen un tamaño similar, manteniendo la fácil integración y el bajo coste de fabricación. Finalmente se muestra la estructura básica de un dispositivo con esta tecnología en la Figura 2.5.

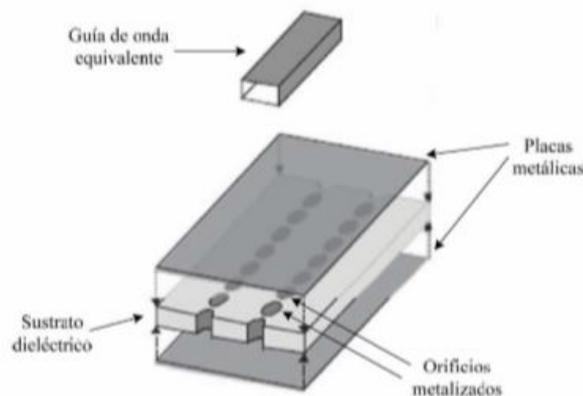


Figura 2.5: Estructura de una SIW.

2.3. SIW LWA.

Una SIW LWA (“Substrate Integrated Waveguide Leaky Wave Antenna”) no es más que una antena leaky hecha en tecnología SIW. Del mismo modo que en guías de onda se puede conseguir una onda de fuga realizando aperturas sobre las paredes metálicas de ésta. En una cavidad SIW se puede conseguir esto separando los postes de una de las filas de postes, de modo que parte de la energía pueda transmitirse a través de la fila de postes más separados y otra parte de la energía se seguirá propagando por la cavidad, esto se conoce como Superficie Parcialmente Reflectante o ”PRS” por sus siglas en inglés. La energía que se transmite fuera de la cavidad está relacionada con (2.2). La constante α_y es denominada tasa de radiación y determina las pérdidas debidas a la radiación del modo de fuga. La Figura 2.6 muestra la estructura de una SIW LWA.

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

$$k_x = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - k_y^2 - k_z^2} = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - k_y^2} = \beta_x - j\alpha_x \quad (2.6)$$

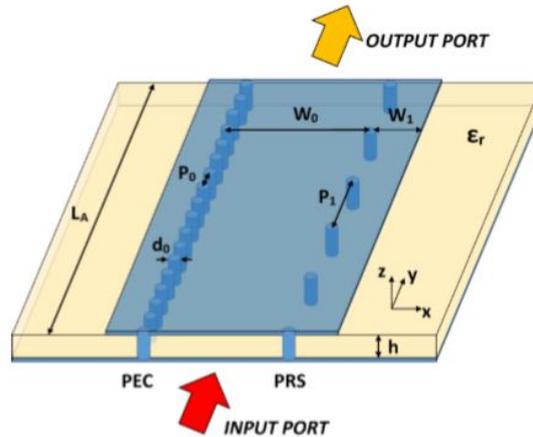


Figura 2.6: Estructura de la SIW LWA.

En la Figura 2.7 se muestra el mecanismo de radiación en una SIW LWA. Como se observa, la polarización es lineal y el Plano E es el XZ. El diagrama de radiación es de tipo fan beam, por lo que en el Plano H (YZ) la antena es

muy directiva, pero en el Plano E es casi omnidireccional. Esto se puede ver en la Figura 2.8.

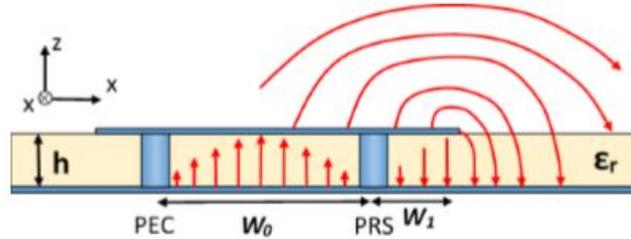


Figura 2.7: Campos en plano transversal de la SIW LWA.

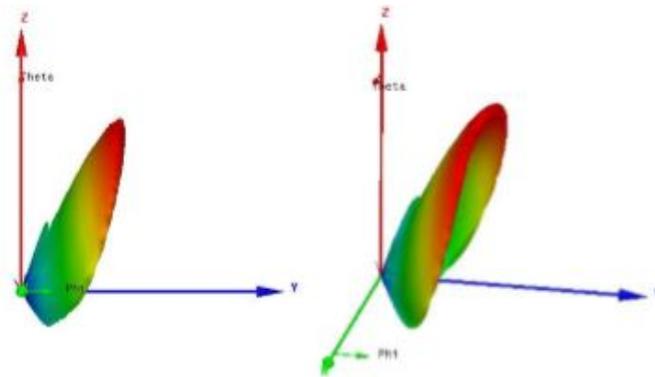


Figura 2.8: Diagrama de radiación de una SIW LWA.

2.4. Modos TE.

Partiendo de las ecuaciones de onda obtenidas del análisis de las ecuaciones de Maxwell, las cuales nos permiten obtener la distribución de campo eléctrico y magnético en una región del espacio, en función de las fuentes de corriente y carga existentes (J y ρ respectivamente) y las condiciones de contorno aplicadas en los límites de la región, podemos separar en tres conjuntos independientes a todas las soluciones posibles. Estos tres conjuntos de soluciones son conocidos como modos TE (modos Transversales Eléctricos), modos TM (modos Transversales Magnéticos) y modos TEM (modos transversales Electro-Magnéticos).

La solución total del campo, esto es, la solución que proporcionaría la resolución directa de las ecuaciones de Maxwell, es la suma de los tres modos o conjuntos de soluciones. De esta forma, el campo en una línea de transmisión estará formado por ondas TE, TM y TEM siempre que todas ellas se propaguen en la línea, es decir, no estén “al corte”. Para este trabajo nos centraremos en los modos TE, en los cuales, la componente axial del campo es nula ($E_z = 0$). Es decir, solo existen las componentes transversales de campo eléctrico.

$$\begin{aligned}\vec{H} &= \vec{H}_t(\tau_1, \tau_2)e^{-\gamma z} + H_z(\tau_1, \tau_2)e^{-\gamma z}\hat{z} \\ \vec{E} &= \vec{E}_t(\tau_1, \tau_2)e^{-\gamma z}\end{aligned}\quad (2.7)$$

Donde τ_1 y τ_2 representan las variables espaciales transversales a la dirección de propagación de la onda[32].

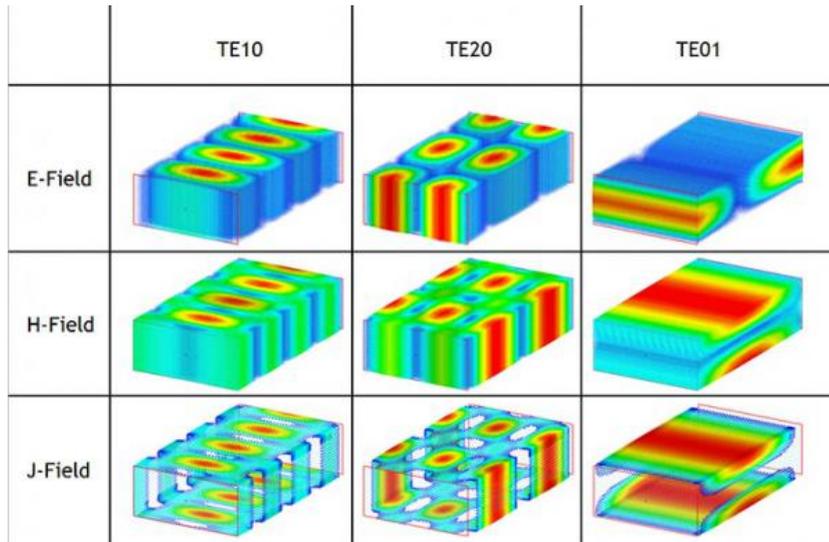


Figura 2.9: Diferentes modos TE en una guía de onda.

2.5. Agrupaciones.

Un array es una antena compuesta por un número de radiadores idénticos ordenados regularmente y alimentados para obtener un diagrama de radiación predefinido.

Hay diferentes tipos de arrays. Los arrays lineales tienen los elementos dispuestos sobre una línea. Los arrays planos, por otra parte, son agrupaciones bidimensionales cuyos elementos están sobre un plano. Los arrays conformados tienen las antenas sobre una superficie curva, como por ejemplo el fuselaje de un avión.

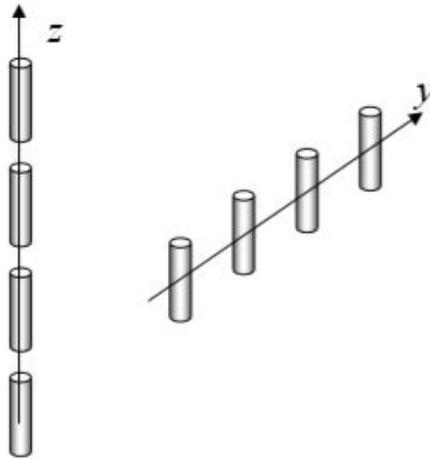


Figura 2.10: Array lineal.

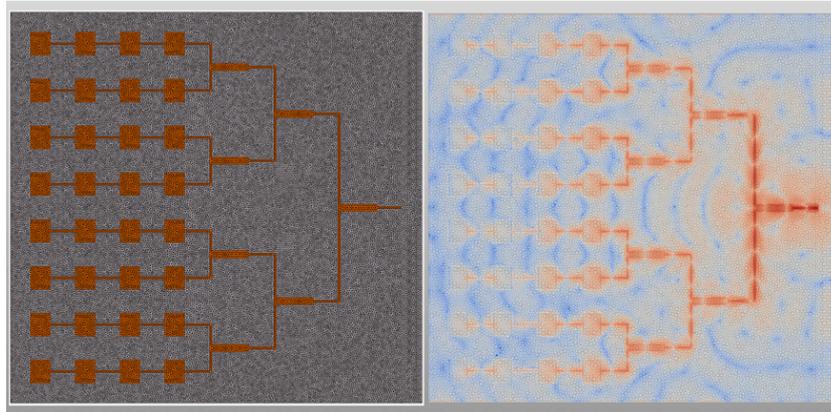


Figura 2.11: Array plano en tecnología microstrip.

Los arrays tienen la ventaja de que se puede controlar la amplitud de las corrientes y la fase de cada elemento, modificando la forma del diagrama de radiación. Además, se puede conseguir que los parámetros de la antena

dependan de la señal recibida a través de circuitos asociados a los elementos radiantes, como en el caso de las agrupaciones adaptativas[1].

Capítulo 3

Análisis de Doubled-Sided SIW LWA

3.1. Teoría.

Como ya hemos mencionado en el capítulo anterior, las características de radiación de una antena LWA están estrechamente relacionadas con la constante compleja de propagación. De esta forma la constante de propagación compleja del modo TE_{20} , modo propagado en el diseño, queda de la siguiente forma:

$$k_z(z) = \beta_z(z) - j\alpha_z(z) \quad (3.1)$$

Donde β_z es la constante de fase, y α_z es el ratio fuga. Además, el ángulo de radiación, θ_{RAD} , queda aproximadamente, relacionado con β_z y al número de onda en espacio libre, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, de la siguiente forma [1]:

$$\sin \theta_{RAD}(z) \approx \beta_z(z)/k_0 \quad (3.2)$$

Como resultado de la relación anterior, el ángulo de radiación, θ_{RAD} , queda determinado por la constante de fase, β_z .

Por otra parte, tenemos otro parámetro característico de estas antenas, el ancho de banda o ancho de lóbulo, $\Delta\theta$, el cual está determinado por la siguiente aproximación:

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{\frac{L_A}{\lambda_0} \cos \theta_{RAD}} \quad (3.3)$$

Podemos ver que está estrechamente relacionado con la longitud de la antena (L_A) y su ángulo de radiación.

Con θ_{RAD} y $\Delta\theta$ obtenidos, la longitud de la antena, L_a , se puede obtener mediante la ecuación 3.3. Entonces, el ratio de fuga, α es calculado para el 90 % de eficiencia de radiación[1]:

$$\eta_{RAD} = 1 - e^{-2L_a\alpha} \quad (3.4)$$

De esta forma queda totalmente determinado el modo de fuga para los valores de θ_{RAD} y $\Delta\theta$ determinados anteriormente.

La estructura propuesta es la que podemos observar en la Figura 2.6, que en este caso estará propagando el modo TE_{20} . Debido a la distribución de campo de este modo, la antena cuenta con dos bordes radiantes que se pueden modelar como dos líneas de corriente magnética M , como ilustra la Figura 3.1. Además la anchura W de la antena debe de ser aproximadamente λ_0 para que la radiación de estas corrientes magnéticas M se sumen en fase en el dentro de la antena, como se muestra en la Figura 3.2.

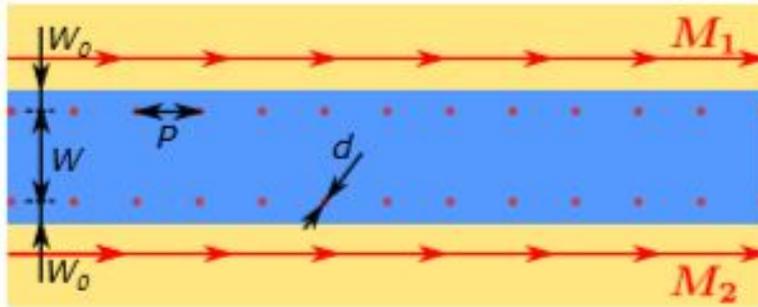


Figura 3.1: Vista superior de SIW LWA con sus dos corrientes equivalentes.

Es importante denotar que la estructura presentada tiene como modo fundamental el TE_{10} , pero el modo TE_{20} se estará propagando gracias a la eliminación del modo TE_{10} en la estructura. Como resultado, se considera que la antena solo tiene este modo, para un análisis más sencillo.

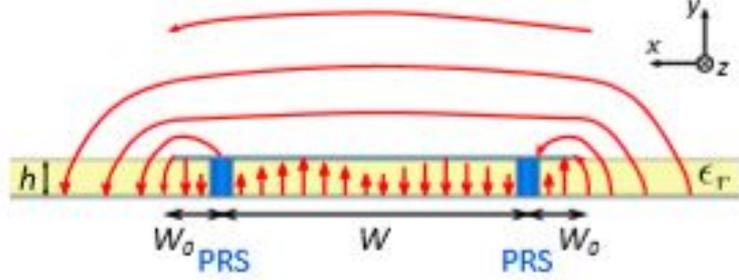


Figura 3.2: Distribución de campo eléctrico del modo TE_{20} a través de la sección de la antena (Plano E).

Como nota aclaratoria, la forma de eliminar el modo TE_{10} , es decir, evitar su propagación, es mediante una compleja red de adaptación, que no entraremos a explicar más allá de unas breves ideas en el último capítulo.

Como ya hemos dicho anteriormente, los bordes de radiación pueden ser vistos como dos corrientes magnéticas M a lo largo de la longitud de la antena y separados una distancia de $x_a = W + 2 * W_o$ (figura 3.1), se pueden tomar como:

$$M(x, y, z) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(x, y, z) \delta(x - |x_d|) e^{-jkz} dx \quad (3.5)$$

Con $\delta(x - |x_d|)$ delta de Dirac en x . Estas dos corrientes hacen que la directividad se vea aumentada en 4 dB si la comparamos con una antena de una sola línea de corriente [26], además tiene un diagrama de radiación parecido al de una tira microstrip trabajando en el modo de primer orden [31], o al de una LWA periódica [8], pero añadiendo el control sobre ambos parámetros de propagación, β y α . Ya que el modo de fuga cae dentro de la región de onda rápida ($\beta/k_0 < 1$) para radiar, la separación entre las dos corrientes magnéticas para el modo TE_{20} es de aproximadamente $\lambda (= \lambda_0 \sqrt{\epsilon_r})$, lo que hace que solo tengamos un solo lóbulo principal en el diagrama de radiación [32]. Además, esta separación entre las corrientes depende, principalmente de la permitividad del sustrato, ϵ_{ef} , haciendo que se puedan obtener diferentes anchos de banda en el Plano E incrementando o decrementando esta distancia. Claro que la variación de ésta distancia debe realizarse de una manera controlada, ya que podemos variar la constante de fase, β , causando una variación en el ángulo de radiación θ_{RAD} .

El diagrama de radiación de una sola línea de corriente puede verse como una suma infinita de puntos que actúan como fuente, los cuales proporcionan directividad a lo largo del plano longitudinal pero, en el plano transversal tiene forma de abanico (fan beam). Sin embargo, para el caso de dos líneas radiantes ($M = 2$), separadas una distancia de x_d , podemos aumentar la directividad del plano transversal, es más, si el espacio entre elementos es suficientemente pequeño ($\Delta z \approx \lambda/10$) la línea continua radiante se puede discretizar y representar como suma de múltiples puntos radiantes separados una distancia Δz . Como resultado, el diagrama de radiación de esta configuración puede quedar bien aproximado usando la teoría de arrays [32], y su factor de array queda de la siguiente forma:

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M I_{xm} e^{\zeta_{xm}} \cdot \sum_{n=1}^N I_{zn} e^{\zeta_{zn}} \quad (3.6)$$

donde

$$\zeta_{xm} = jkx_m \sin \theta \cos \phi + \Phi_x \quad (3.7)$$

$$\zeta_{zn} = jkz_n \sin \theta \sin \phi + \Phi_z \quad (3.8)$$

y Φ_x y Φ_z representan el desfase entre elementos, M y N son el número de elementos a lo largo de cada dirección, en nuestro caso, $M = 2$ y $N = 10L_A/\lambda_0$.

En las figuras 3.3 y 3.4 se puede ver la flexibilidad del modo de fuga en función de los principales parámetros geométricos. Para esta demostración, la constante de propagación compleja se puede obtener mediante el computo de los parámetros ABCD de la estructura [1]. De hecho, en la figura 3.4 vemos la variación de la constante de fase y el ratio de fuga normalizados en función de un rango de valores de P , de 2mm hasta 7 mm, para diferentes valores de anchura ($W = 13$ mm, $W = 14$ mm y $W = 15$ mm). Se puede apreciar que α/k_o aumenta con P debido a las altas pérdidas de radiación en la SIW, como se ilustra en el punto de corte ($\alpha = \beta$). Además, α/k_o decrementa para valores de W más altos, para un punto de P dado, debido a que para valores altos de β , le corresponden valores del ángulo de radiación, θ_{RAD} , elevados (3.2), con lo que tenemos pocas pérdidas de radiación [20].

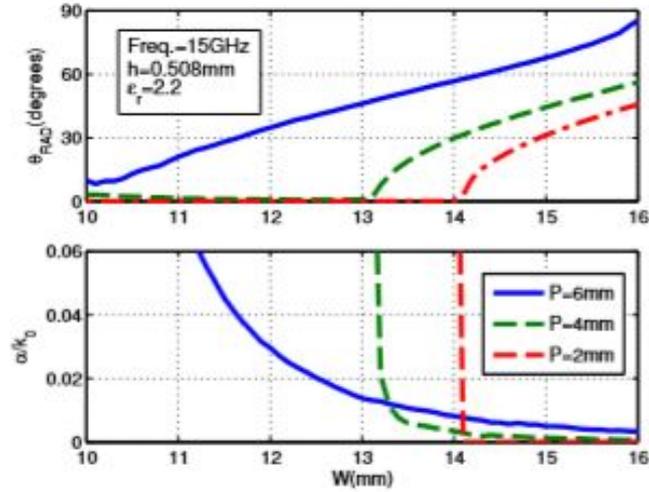


Figura 3.3: Control del ángulo de apuntamiento θ_{RAD} y el ratio de fuga normalizado α/k_0 en función de W para ciertos valores de P .

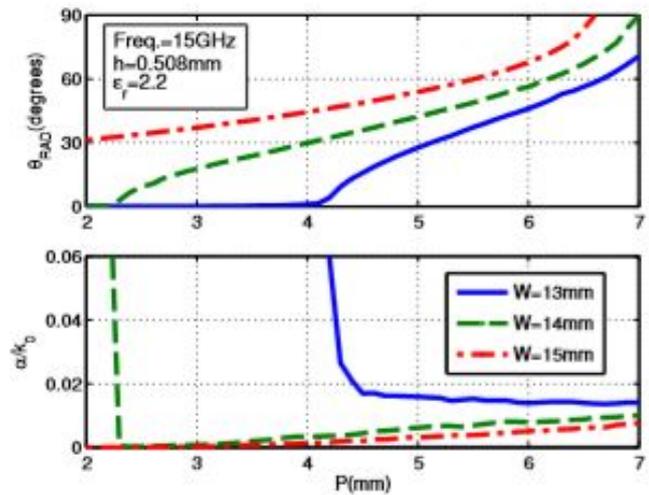


Figura 3.4: Control del ángulo de apuntamiento θ_{RAD} y el ratio de fuga normalizado α/k_0 en función de P para ciertos valores de W .

En la figura 3.3 se muestra el comportamiento del modo de fuga cuando la anchura W de la SIW es variada de 10 mm hasta 16 mm, para unos valores dados de P (2 mm, 4 mm y 6 mm). Es observable que α/k_0 aumenta con W para un valor dado de P , debido al incremento de la constante de fase de la SIW, la cual está relacionado con grandes ángulos de radiación de acuerdo

con (3.2). Este incremento de α/k_0 también se puede observar para grandes valores en P , para un punto de W dado, como resultado de un valor alto de anchura efectiva de la SIW, que hace que la constante de fase aumente. También se observa como α/k_0 decremента para grandes valores de W , ya que, para altos valores del ángulo de radiación, hay más incidencia rasante, lo que hace que se reduzca el ratio de fuga [24].

3.2. Simulaciones.

Para sustanciar estos resultados, es decir, ver la independencia en el control de α y β realizaremos una serie de simulaciones de unos diseños presentados en publicación [26] mediante el software HFSS, en los que mostraremos el comportamiento descrito anteriormente. Las antenas que se van a simular en este primer punto son estructuras que trabajan con el modo TE_{10} . Al final de este apartado, realizaremos las mismas comparaciones, pero para una serie de diseños que propagan el modo TE_{20} , quedando demostrada la independencia en el control de α y β , tanto para el modo TE_{10} , como para el modo TE_{20} . Añadir que, todos los diseños han sido realizados tomando la eficiencia de radiación del 90 %, $\eta_{RAD}=90$ %.

La figura 3.5 corresponde con la simulación de los diseños mostrados en la tabla I.

Tabla I

Tabla de dimensiones correspondiente con los resultados de la figura 3.5.

θ_{RAD}	$\Delta\theta$	$L_A(mm)$	$W(mm)$	$P(mm)$	color
30°	20°	68.8	7.15	4.3	rojo
30°	10°	132	7.3	4	violeta
30°	5°	262.8	7.43	3.6	verde

En la figura 3.5 podemos ver el resultado de ir variando el $\Delta\theta$. Para realizar dicho cambio en las características de radiación de la antena, es necesario modificar las dimensiones de ésta, de forma que, según vamos incrementando la longitud total de la estructura, el $\Delta\theta$ se va haciendo cada vez más pequeño, pero también hay que variar la anchura entre las paredes de postes(W) y la distancia entre los postes(P). Claramente, con estos cambios, lo que se intenta es que la fuga de la energía de forma radiada sea lo más lenta posible.

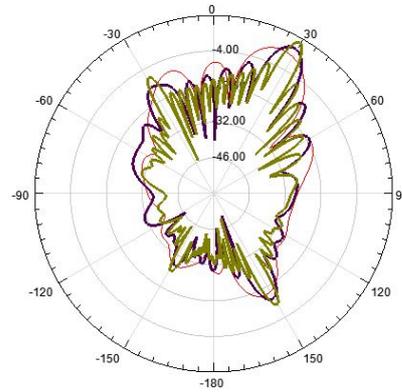


Figura 3.5: Comparación de la variación del ancho de haz en Plano H.

Tabla II

Tabla de dimensiones correspondiente con los resultados de la figura 3.6.

θ_{RAD}	$\Delta\theta$	$L_A(mm)$	$W(mm)$	$P(mm)$	color
10°	10°	115.14	7.15	3.03	rojo
30°	10°	132	7.3	4	violeta
50°	10°	177.48	7.6	4.93	verde

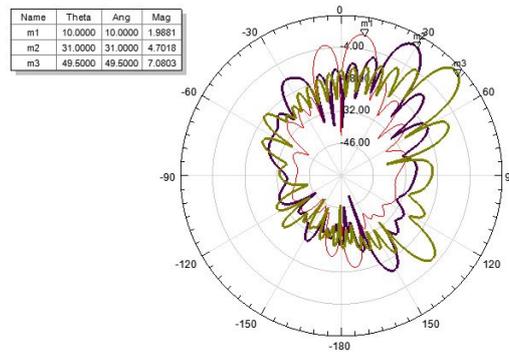


Figura 3.6: Comparación de la variación del ángulo de radiación en Plano H.

En la figura 3.6 vemos los resultados de ir variando el ángulo de radiación. Para realizar ésta modificación de las características de radiación de la antena, es evidente que, hay que variar las dimensiones geométricas de la estructura, las cuales, las podemos ver en la Tabla II.

Vemos que, conforme se va incrementando la longitud total de la antena, el ángulo de radiación va aumentando, es decir, radia con un ángulo más tangencial a la superficie superior de la antena, pero al igual que antes, también hay que variar la anchura entre las paredes de postes y la separación entre estos, para mantener constante $\Delta\theta$ a 10° .

Tabla III

Tabla de dimensiones correspondiente con los resultados de la figura 3.7.

θ_{RAD}	$\Delta\theta$	$L_A(mm)$	$W(mm)$	$P(mm)$	color
10°	10°	117	12.85	4.5	violeta (fina)
30°	10°	129.49	12.31	5.63	naranja
50°	10°	175.5	11.85	6.75	violeta (gruesa)

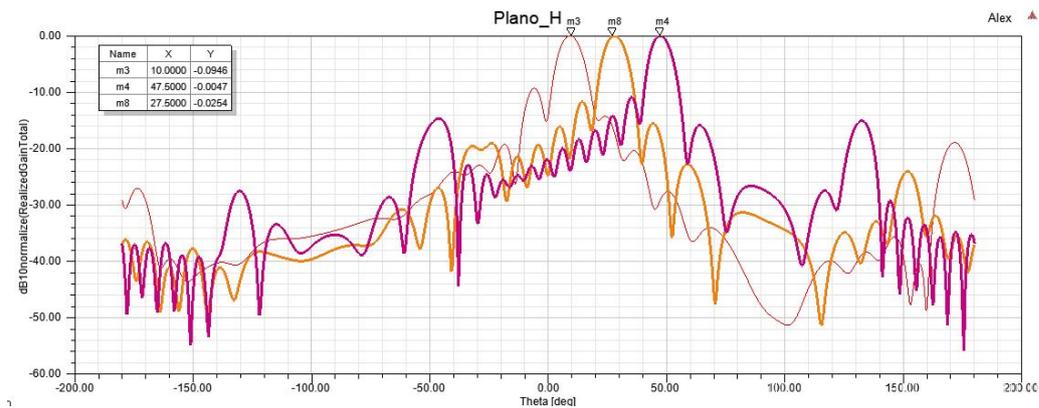


Figura 3.7: Comparación de la variación de θ_{RAD} en Plano H.

En la figura 3.7, vemos los resultados de ir variando β , mediante la variación de la longitud de la antena, acción que se traduce en la variación del ángulo de radiación, θ_{RAD} , en este caso, la anchura de lóbulo en plano H se mantiene constante, $\Delta\theta = 10^\circ$. Se observa el mismo comportamiento que en los diseños que trabajan con el modo TE_{10} .

Como conclusión, vemos que tenemos comportamientos que ya ha sido descritos y explicados al final del punto anterior (ver figuras 3.3 y 3.4).

En estas simulaciones, ponemos de manifiesto que, mediante la variación de los parámetros geométricos de las estructuras, podemos hacer variar θ_{RAD}

sin variar α , se decir , variar θ_{RAD} sin variar la eficiencia de radiación ni la anchura de haz, $\Delta\theta$, consiguiendo de esta manera, la independencia entre β y α .

Una vez vistos los fundamentos teóricos en los que se base el diseño de nuestra antena, queda decir que empezaremos este diseño partiendo de los propuestos en la publicación [33]. En el siguiente capítulo trabajaremos con el software HFSS, con el que iremos variando los parámetros geométricos de las estructuras propuestas hasta conseguir lo buscado.

Como nota aclaratoria, explicaremos la equivalencia de las variables geométricas utilizadas en este capítulo, con las utilizadas en nuestro diseño con HFSS, las cuales a su vez, serán explicadas en el siguiente capítulo. La variable L_A equivale a L_{die} , W equivale a W_0 , P equivale a P_0 , x_a equivale a W_{die} y finalmente, W_o equivale a W_{guard} y W_1 .

Capítulo 4

Diseño de SWI LWA mediante HFSS.

Antes de nada, estableceremos las características de radiación buscadas en el diseño. Queremos un ángulo de radiación θ_{RAD} de unos 30° , una eficiencia de radiación del 90 % y un ancho de haz en Plano H, $\Delta\theta$, de 10° .

Tras establecer estos requerimientos, los cuales se relacionan con la constante de fase y el ratio de fuga mediante las ecuaciones (3.2) y (3.3), podemos establecer unos primeros valores de la geometría de nuestra estructura, como la longitud de la antena L_A , su anchura W y la separación entre postes P , ya que disponemos de las gráficas con las que se demuestra la flexibilidad del control del modo de fuga, figura 3.3 y 3.4.

Otra característica a tener en cuenta en este diseño, es la separación entre los bordes radiantes, estos bordes están separados una distancia $x_d = W + 2*W_0$ (3.6). Dependiendo de ésta distancia, podemos obtener diferentes diagramas de radiación en el Plano E. No obstante, esta distancia no puede ser seleccionada mediante su variación, ya que, tendríamos una variación en la constante de fase, lo que cambiaría los ángulos de radiación. Además, la distancia entre los postes y los bordes de la antena tiene que ser, aproximadamente, $\lambda/4$, para evitar la propagación de los modos canal (channel modes) [34]. Sin embargo, una alternativa para el control de la distancia entre los bordes de radiación, x_d , es utilizar diferentes permitividades en el sustrato de la antena, ya que la separación entre estos bordes es aproximadamente de $\lambda/\sqrt{\epsilon_r}$ para el modo TE_{20} , pero el uso de diferentes permitividades en el sustrato de la antena provocará un incremento de la dispersión de la constante de fase.

Para explicar de una manera mejor este último párrafo, mostramos el factor de array típico de una agrupación de dos elementos radiantes separados $\lambda/2$ y una diferencia de fase nula entre ellos[30]. El diagrama de radiación en el Plano E que buscamos es similar a la figura 4.1 .

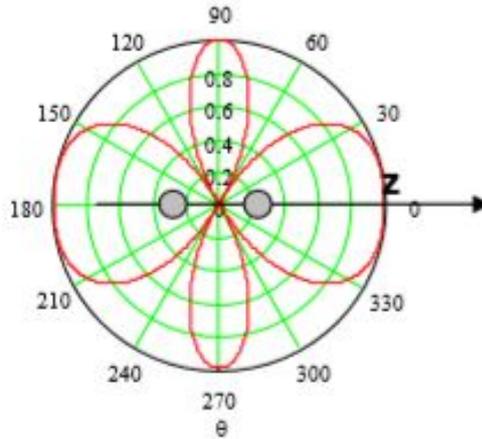


Figura 4.1: Diagrama de radiación típico en Plano E para array de dos elementos.

Antes de seguir con el diseño de nuestra estructura, la elección de los valores de las dimensiones de la antena serán seleccionadas mediante una serie de simulaciones de valores extraídos de las figuras 3.3 y 3.4, es decir, los valores de diseño deseados de β y α serán seleccionados mediante la variación de los parámetros geométricos (W y P), tal y como se muestra en [9] y [26] hasta dar con los requisitos de radiación mencionados al comienzo del capítulo, estos valores se pueden consultar unos párrafos más adelante.

4.1. Diseño en HFSS.

Tras establecer, en la pequeña introducción anterior, los postulados clave para el diseño, comenzaremos con el mismo mediante el software HFSS.

Una de las particularidades que tiene este software de diseño y simulación, es que podemos realizar nuestros diseños utilizando una serie de variables que nosotros mismos podemos establecer como ayuda a la hora de variar nuestro diseño. Las utilizadas en este diseño son las siguientes:

$$W_{die} = W_{guard} + W_0 + W_1 + 2 * W_{DS} \quad \text{Anchura del sustrato: 40.3mm.}$$

L_{die} Longitud de la antena : 132mm.

H_{die} Grosor del sustrato : 0.508mm.

H_{air} Grosor de espacio de simulación: 20mm.

W_{guard} Anchura entre pared PEC y final de metal superior: 1.5mm.

W_0 Anchura entre pared PEC y pared PRS: 1.5mm.

P_0 Distancia entre postes en pared PEC :2mm.

W_1 Anchura entre pared PEC y final de metal superior: 1.5mm.

P_1 Distancia entre postes en pared PRS: 4mm.

d_0 Grosor de los postes: 1mm.

$N_{postes\ antenna}$ Número de postes en la agrupación PEC: 67.

$N_{postes\ PRS}$ Número de postes en la agrupación PRS: 34.

W_{DS} Anchura entre el borde metal superior y borde de antena: 15mm.

Primeramente, iniciamos un nuevo proyecto.

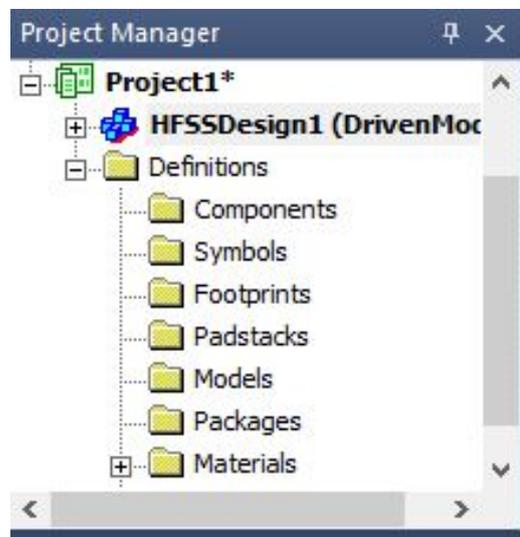


Figura 4.2: Menú de navegación del nuevo proyecto creado.

Seguidamente, comenzamos a crear una a una las piezas que componen nuestro diseño.

En primer lugar, creamos el plano de masa de nuestra antena, para ello nos ayudamos de la herramienta “*drawbox*”, con la que podemos dibujar cajas con las dimensiones que necesitemos.

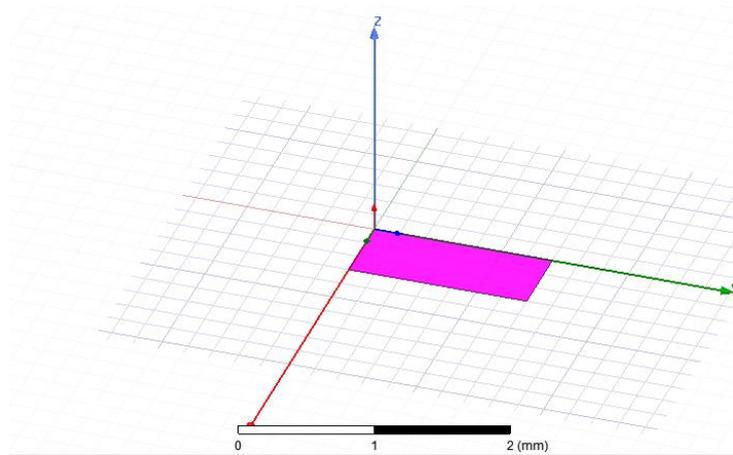


Figura 4.3: Material creado en el entorno gráfico de trabajo

En este caso dejaremos seleccionada la opción de “*vacuum*”, vacío, a la hora de seleccionar el tipo de material.

Lo mismo haremos para crear la pieza que hará de conductor superior, “*topmetal*”.

El siguiente paso será construir el dieléctrico interior de la antena, el cual será realizado de forma similar a como hemos realizado las placas metálicas, tanto el conductor superior, como el plano de masa, pero con la diferencia a la hora de seleccionar el material, que en este caso será “*Taconic TLY(mt)*”. Mencionar también, que es posible elegir la permeabilidad de dicho material.

Antes de introducir las estructuras que nos harán de cilindros para construir las filas de postes (PRS y PEC), centraremos los materiales construidos hasta ahora y les daremos las longitudes elegidas según lo descrito al comienzo de este capítulo. Para realizar esta operación, nos ayudamos de las variables que hemos creado.

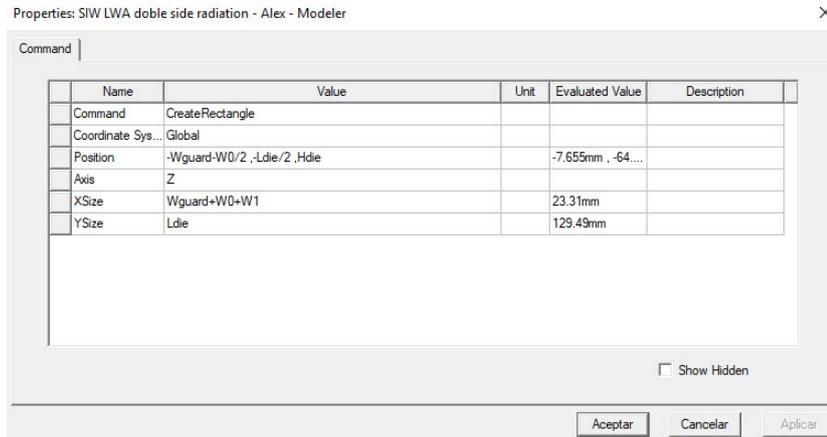


Figura 4.4: Menú desplegable en el que establecer las características geométricas del objeto.

Para finalizar con el diseño de la estructura, construiremos la dos filas de postes que serán extraídas del sustrato.

Primero creamos las dos filas de postes.

Lo siguiente a realizar es la extracción de estas figuras (filas de postes), para ello, primero seleccionamos el sustrato y después, se seleccionan los cilindros, tal como muestra la Figura 4.5, ésta operación de extracción también tiene que realizarse para la tierra y del conductor superior.

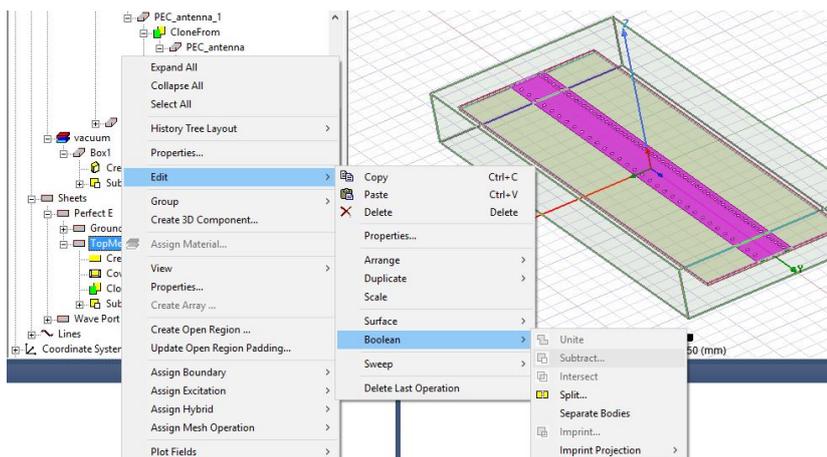


Figura 4.5: Sustracción de las vías.

Es importante marcar la opción “*Clone tool objects before operation*” para hacerlo dinámico.

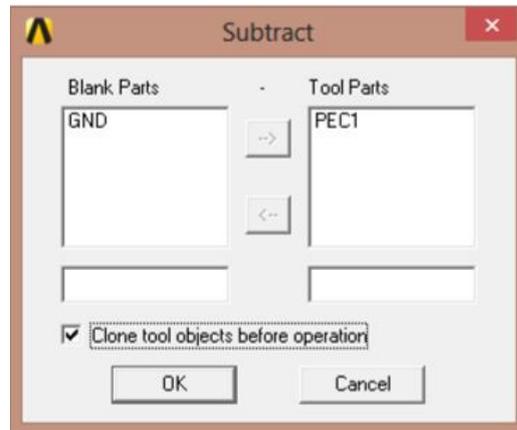


Figura 4.6: Cambios dinámicos.

Llegados a este punto, ya tenemos la estructura de la antena preparada para ser simulada, pero antes tenemos que crear una especie de “región” donde los campos serán resueltos. La creamos de la misma manera que fueron creadas todas las piezas que forman nuestra antena, mediante la herramienta “*draw box*”, tal como se muestra en Figura 4.7, ésta caja estará vacía, solo conteniendo la antena en su interior.

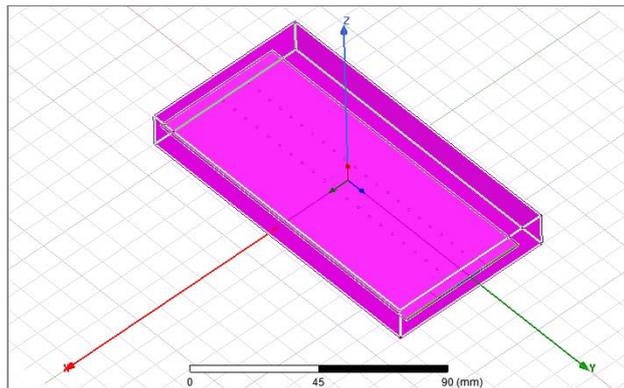


Figura 4.7: Región de solución.

Tendremos que crear también, los puertos de entrada y salida de nuestra antena, estos puertos los construiremos con la herramienta “*rectagule*”, que funciona de manera similar que la herramienta “*draw box*”, tal y como se muestra en Figura 4.8. Para finalizar con la creación de los puertos, mediante la opción “*assign excitation*”, asignaremos a los rectángulos creados, la entidad de puerto de entrada y salida respectivamente. A estos puertos creados, tendremos que asignarle el modo, o los modos que queremos que propaguen, lo realizamos en el menú desplegable que aparece al seleccionar la opción mencionada anteriormente, Figura 4.9.

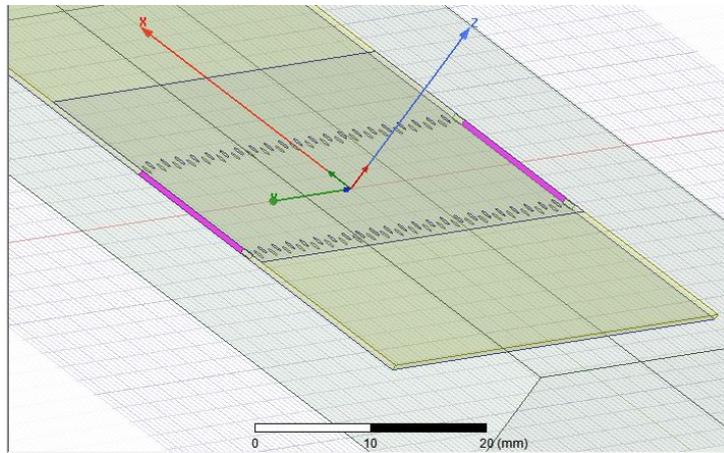


Figura 4.8: Puertos entrada salida de la antena.

Les indicamos que propaguen los modos TE_{10} y TE_{20} (Figura 4.9), de forma que podremos realizar comparaciones con otro diseño en este mismo proyecto, solamente cambiando las dimensiones de dicha antena con ayuda de los parámetros mencionados al comienzo del capítulo, sin necesidad de construir otra antena.

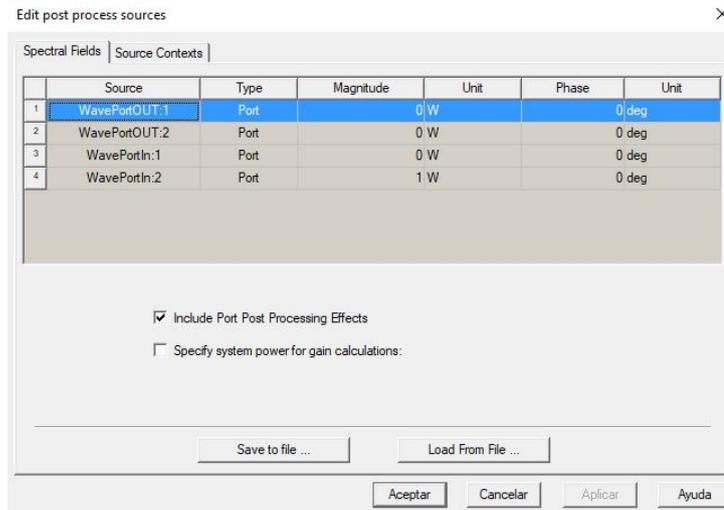


Figura 4.9: Modos de propagación en este proyecto.

A la hora de simular nuestra estructura, es necesario crear un perfil de simulación. Lo realizamos añadiendo un análisis en la pestaña de “*Analysis*”, en la cual podemos decir el tipo de simulación que queremos, es decir, si solo simulamos una frecuencia o varias, si realizamos algún análisis paramétrico, etc. En este caso realizaremos una simulación solo en la frecuencia de 15GHz, tal como muestra la Figura 4.10.

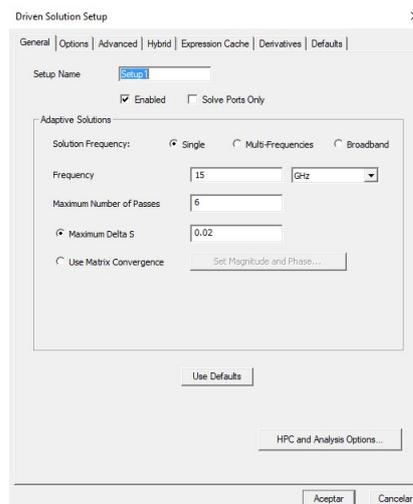


Figura 4.10: Menú de simulación.

Es importante establecer la geometría para la radiación, es decir, definir el espacio tridimensional que se tomará para la representación de los datos calculados en la simulación. Para ello, en el desplegable del proyecto, que se encuentra en la parte superior izquierda de la pantalla, podemos asignar las geometrías en el apartado de “*radiation*”, definimos una serie de geometrías, que contemplan los Planos E, H y el espacio tridimensional total, Figuras 4.11, 4.12 y 4.13.

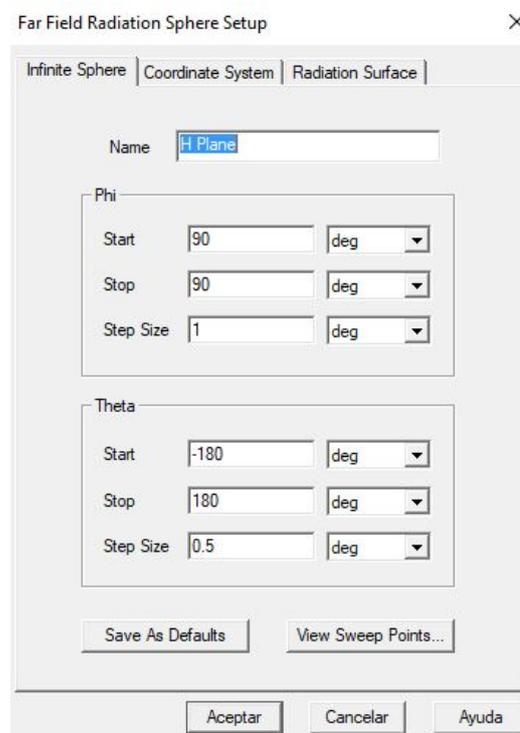


Figura 4.11: Geometría Plano H.

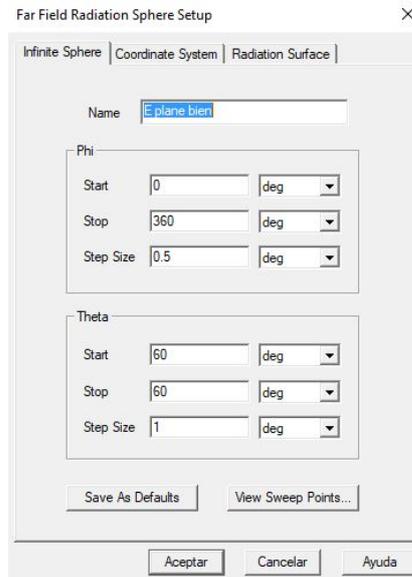


Figura 4.12: Geometría Plano E.

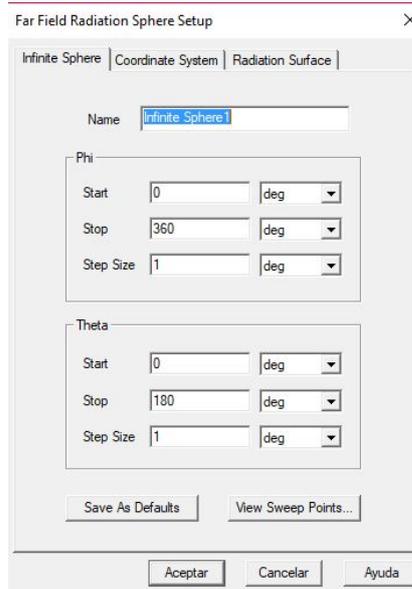


Figura 4.13: Geometría de todo el espacio.

Antes de pulsar la opción “*analyze*”, es recomendable pulsar al opción “*check*”, para comprobar que todo el diseño está preparado para ser simulado.

4.2. Resultados.

Tras realizar la simulación, en la ventana “*Results*” podemos visualizar los siguientes resultados:

Diagrama de radiación en todo el espacio.

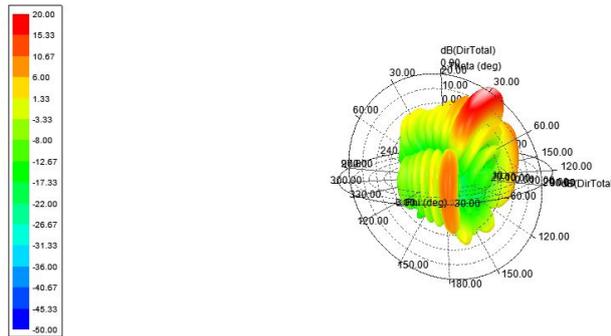


Figura 4.14: Diagrama de radiación en todo el espacio.

Antes de nada, hay que comentar que el diagrama de radiación que hemos obtenido no se corresponde en su totalidad con el verdadero comportamiento de ésta antena, es decir, por el hecho de que se esté trabajando con antenas SIW LWA, que no tiene implementada su red de adaptación a la entrada y a la salida, obtenemos una especie de solapamiento de lóbulos, claramente producidos por las ondas de reflexión que se propagan dentro de la antena, pero que serán eliminados, quedando solo el deseado, cuando se implemente la red de adaptación, tanto a la entrada como a la salida.

Diagrama de radiación en Plano E.

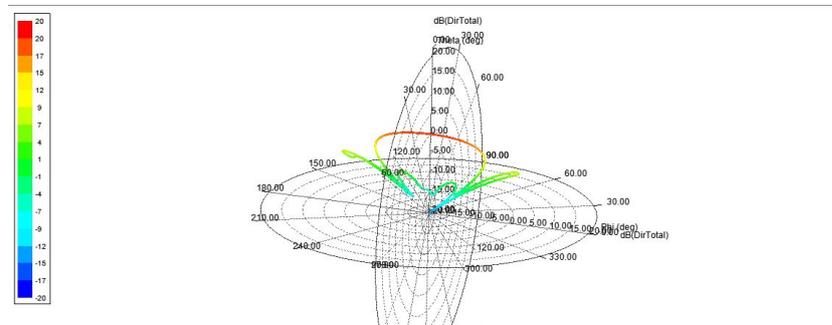


Figura 4.15: Diagrama de radiación en Plano E.

Podemos visualizar en la Figura 4.15 un comportamiento similar a lo esperado según la teoría de array (Figura 3.1), es decir, directivo en la dirección perpendicular al plano conductor (broadside).

Diagrama de radiación en Plano H.

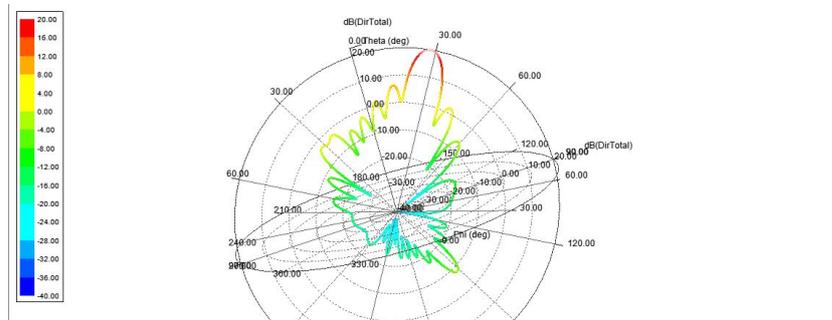


Figura 4.16: Diagrama de radiación en Plano H.

En la Figura 4.16 vemos el corte en Plano H del diagrama de radiación, como en el apartado anterior. Vemos que el máximo de este diagrama de radiación se da para θ_{RAD} igual a 30° y que su anchura de haz es de 10° , es decir, tenemos las características de radiación que esperábamos, acorde con las condiciones de diseño.

Por último, añadir que, podemos disminuir el nivel los lóbulos secundarios en el Plano H, mediante el aumento de la anchura del dieléctrico, que en

nuestro proyecto sería como aumentar la variable W_{DS} .

Podemos visualizar también la distribución de campo eléctrico en el estructura.

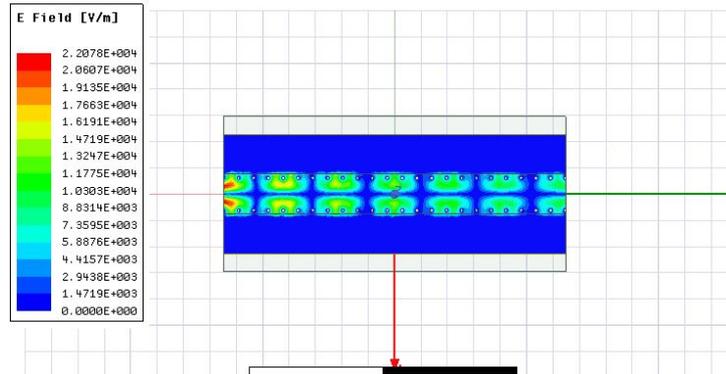


Figura 4.17: Distribución de campo eléctrico en la estructura.

Vemos en la figura anterior que tenemos la distribución deseada de campo, ya que queremos propagar el modo TE_{20} , vemos claramente los dos máximos de campo eléctrico, en plano transversal y los ocho máximos en el plano longitudinal, correspondiente para un diseño de 8λ de longitud eléctrica. Si nos fijamos en los bordes radiantes de los laterales del conductor superior, podemos ver una equivalencia a las corrientes magnéticas que hemos descrito anteriormente, las cuales son las fuentes de radiación de nuestra antena.

En la Figura 4.18 podemos visualizar una representación de las famosas corrientes (M) en los bordes de la antena, las cuales son responsables de la radiación.

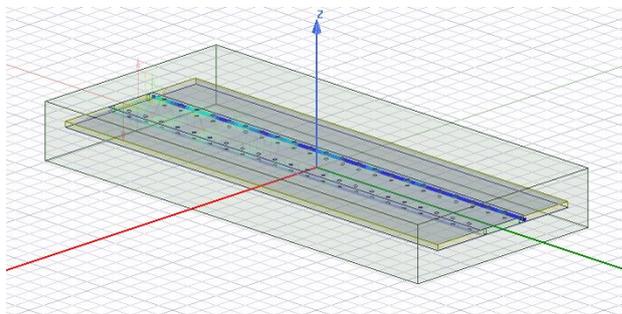


Figura 4.18: Línea de corriente magnética M que origina la radiación.

Por último, en la Figura 4.19 podemos ver la líneas de distribución de campo que presenta la estructura, podemos ver la semejanza con la distribución mostrada en la Figura 3.2, es decir muy semejante a lo buscado.

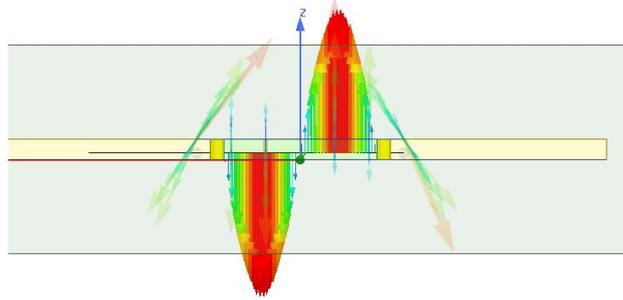


Figura 4.19: Distribución de las líneas de campo eléctrico en la estructura.

Capítulo 5

Comparación de resultados.

En este quinto capítulo, realizaremos primero, una serie de comparaciones de las características de radiación de nuestro diseño con las características de una antena mostrada en la publicación [26], también compararemos nuestras características de radiación cuando cambiamos la permitividad del dieléctrico utilizado, y por ultimo compararemos nuestros resultados con los obtenidos al simular en HFSS un array de dos elementos sin desfase entre ellos.

5.1. Comparación con antena propagando modo TE_{10} .

Primero realizaremos el cambio en las variables geométricas en la estructura realizada en el capítulo anterior, obteniendo la siguiente antena a simular, Figura 5.1.

Cambio de variables:

Ldie Longitud de la antena : 132mm.

Wguard Anchura entre pared PEC y final de metal superior: 1.5mm.

P0 Distancia entre postes en pared PEC :2mm.

P1 Distancia entre postes en pared PRS: 4mm.

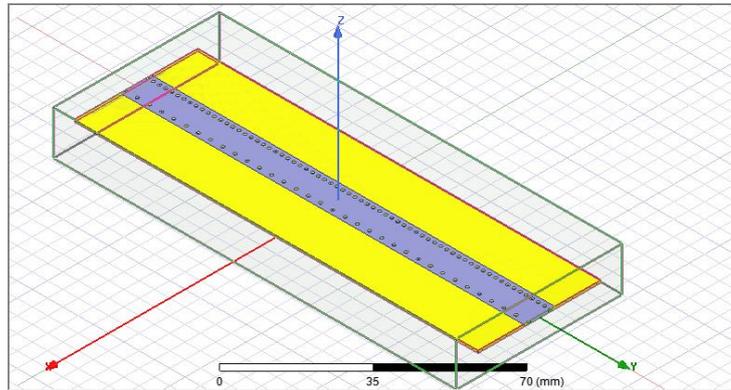


Figura 5.1: Antena propagando modo TE_{10} .

Antes de simular, tenemos que cambiar el modo que queremos que se propague, para ello realizamos el cambio en el menú “excitations”.

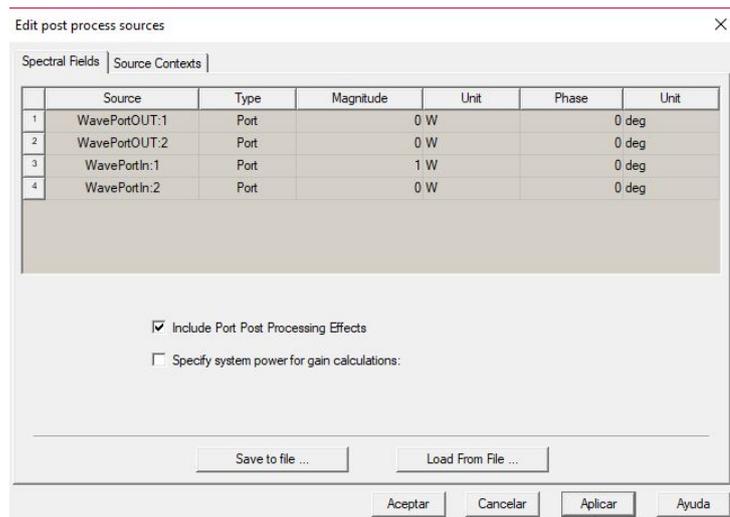


Figura 5.2: nueva configuración de modos a simular.

Realizamos una simulación con las mismas características que la realizada en el capítulo anterior, es decir, mantenemos la configuración ya establecida anteriormente(Figura 4.10).

5.1. COMPARACIÓN CON ANTENA PROPAGANDO MODO TE_{10} . 39

Los resultados obtenidos:

Diagrama de radiación en todo el espacio.

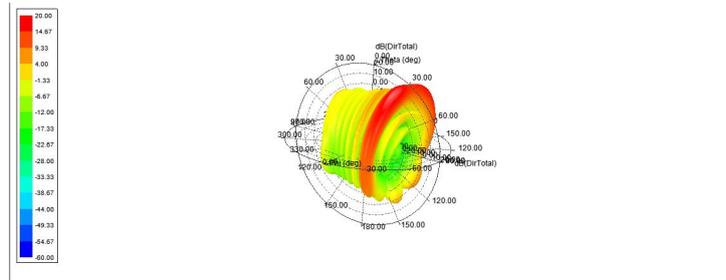


Figura 5.3: Diagrama de radiación en todo el espacio.

Diagrama de radiación en Plano E.

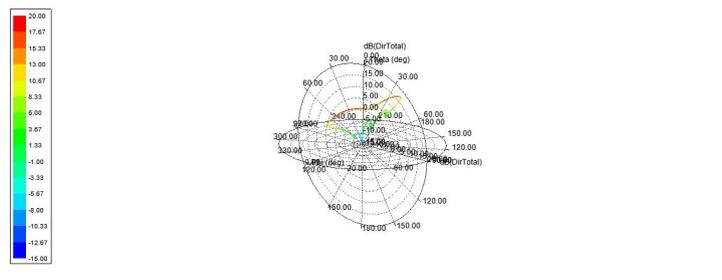


Figura 5.4: Diagrama de radiación Plano E.

Diagrama de radiación en Plano H.

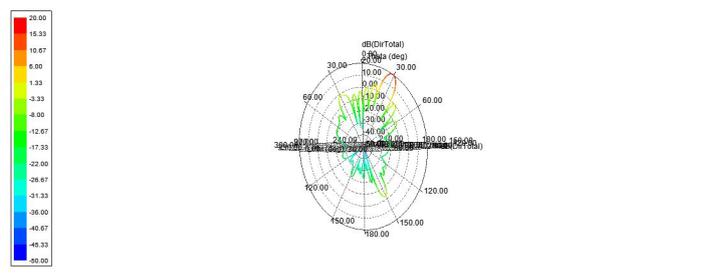


Figura 5.5: Diagrama de radiación Plano H.

Distribución de campo Eléctrico en la estructura.

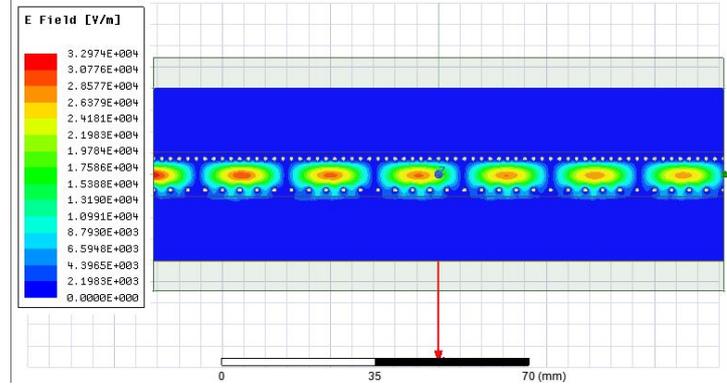


Figura 5.6: Distribución de campo eléctrico modo TE_{10} .

Una vez presentados los resultados de la simulación, realizamos una serie de comparaciones de sus características de radiación con las obtenidas de la simulación de la estructura diseñada en el capítulo anterior.

En primer lugar, comparamos la distribución de campo eléctrico de cada una de las dos estructuras analizadas. Vemos como, la distribución de campo eléctrico en la estructura diseñada en este trabajo presenta la típica distribución correspondiente a la propagación del modo TE_{20} , mientras que la estructura tomada de la publicación[26], presenta la típica distribución correspondiente a la propagación del modo TE_{10} . Estos resultados nos sirven para ver que el diseño de la antena se corresponde con el cambio de modo de propagación que necesitamos. También podemos ver como en la Figura 5.6 tenemos solo una sola fuente de radiación o corriente M , mientras que, en la Figura 5.7 tenemos dos fuentes de radiación o corrientes M .

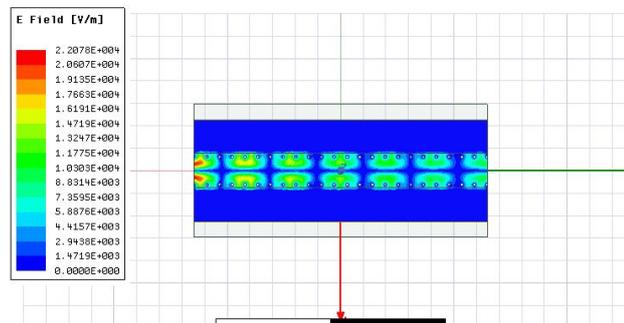


Figura 5.7: Distribución de campo eléctrico en la estructura propagando modo TE_{20} .

5.1. COMPARACIÓN CON ANTENA PROPAGANDO MODO TE_{10} . 41

En segundo lugar, realizamos una comparación entre los diagramas de radiación en todo el espacio, para las dos antenas.

Si nos fijamos en el diagrama de radiación correspondiente a la estructura diseñada(Figura 4.14), podemos ver la clara presencia de un lóbulo principal en la dirección perpendicular a la superficie de la antena y unos lóbulos secundarios al lado de este, y como ya he mencionado antes, semejante al Plano E que presentaría un array de dos elementos sin desfase(Figura 4.1).

En el caso del diagrama de radiación de la estructura tomada del la publicación[26], vemos claramente que solo tenemos un lóbulo, con un gran ancho de banda, en este caso, los lóbulos secundarios son insignificantes. Con lo que, a la vista de los resultados podemos pensar que, la antena propagando el modo TE_{20} , presenta una mayor directividad.

Me gustaría recordar que, como no se ha diseñado la red de adaptación a la entrada ni a la salida, aunque en los resultados del diagrama de radiación se vea una especie de solapamiento de lóbulos a diferente nivel de potencia a lo largo del eje y, esto en realidad es solo un lóbulo, que cuando esté la red de adaptación conectada a la antena y se eliminarán, quedando solo uno, ya que se evitarán las reflexiones internas, pasando del diagrama de la Figura 4.3 a uno como en la Figura 1.8.

Finalmente, realizaremos una comparación de los diagramas de radiación, tanto en Plano E, como en Plano H. Para ésta comparación, trataremos los datos de las simulaciones con Matlab.

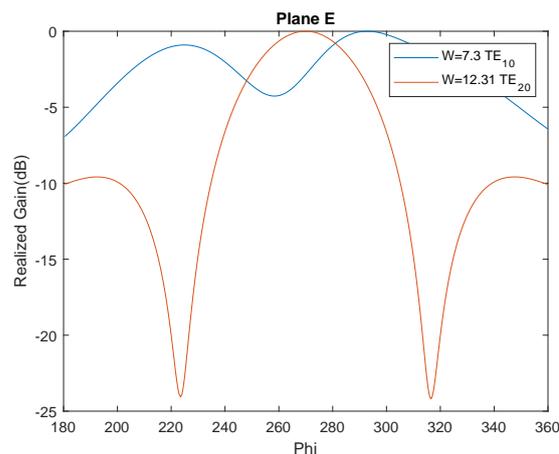


Figura 5.8: Comparación Plano E.

Vemos en la Figura 5.8, correspondiente a la comparación en Plano E de las dos estructuras trabajadas que, claramente, se obtiene una mayor directividad en la antena que propaga el modo TE_{20} , tal y como se esperaba.

En la comparativa en Plano H, realizada en la Figura 5.9, podemos ver que, para el caso de la antena que propaga el modo TE_{20} , se obtiene una mayor directividad que en el diseño propuesto en la publicación[26]. Podemos ver que tanto el ángulo de radiación, de 30° , como la anchura del lóbulo en este plano, de 10° , no cambia entre los dos diseños y concuerda con lo deseado.

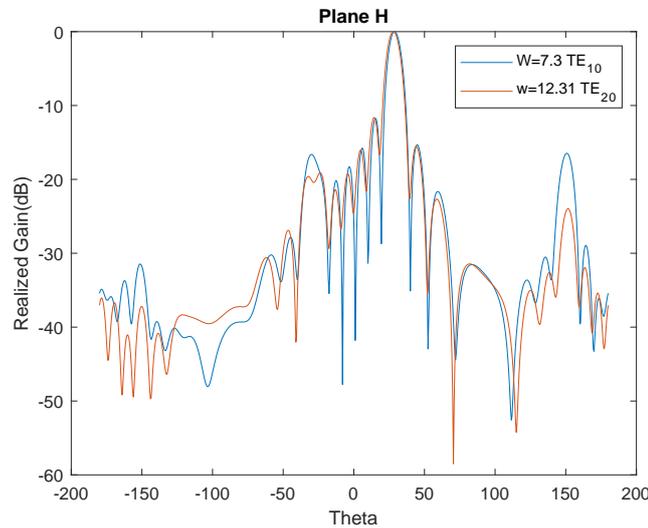


Figura 5.9: Comparación Plano H

5.2. Comparación al cambiar la permitividad efectiva.

Tras comparar los diagramas de radiación, y siguiendo con lo previsto en la introducción del capítulo, es hora de comparar resultados cuando variamos la permitividad del dieléctrico de nuestra antena. Realizaremos la misma simulación que fue realizada anteriormente sobre el diseño que propaga el modo TE_{20} , pero variando la anchura del dieléctrico, H_{die} , que ha su vez hará variar el valor de la permitividad efectiva, ϵ_{ef} , ya que esto nos ahorrará

5.2. COMPARACIÓN AL CAMBIAR LA PERMITIVIDAD EFECTIVA.43

tener que buscar un material de cara la construcción. También realizaremos unas comparaciones en diseños en los que variaremos directamente ϵ_r

Realizaremos una comparativa entre los Planos E y H, de cada una de las dos estructuras, con el objetivo de estudiar el efecto de cambiar la anchura del dieléctrico(cambio en ϵ_r) interior de las antenas. Para realizar estos análisis, solo tendremos que variar la variable *Hdie*.

5.2.1. Modo TE_{10}

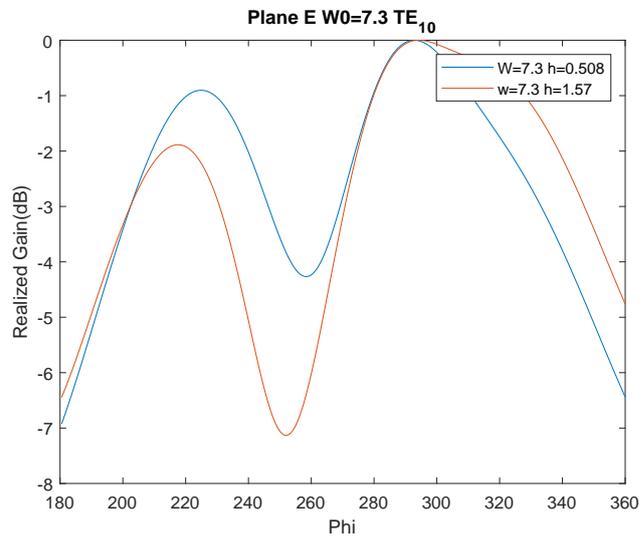


Figura 5.10: Comparación en Plano E.

5.2.2. Modo TE_{20}

En las figuras anteriores, podemos ver el efecto de cambiar la anchura del dieléctrico a una magnitud superior. Claramente se aprecia una disminución en la directividad, en ambos planos. Si nos fijamos en la figura de la comparativa del Plano H (Figura 4.11) podemos ver que la anchura del lóbulo principal no varía, pero si lo hace el ángulo de radiación en este plano, éste cambio está justificado en que, al cambiar la anchura del dieléctrico, cambia la permitividad efectiva de este material, lo que hace que λ cambie, y según las ecuaciones de diseño de estas estructuras (3.2) y (3.3) cambia el ángulo de radiación del lóbulo principal. En el caso del modo TE_{20} (Figura 5.13) la

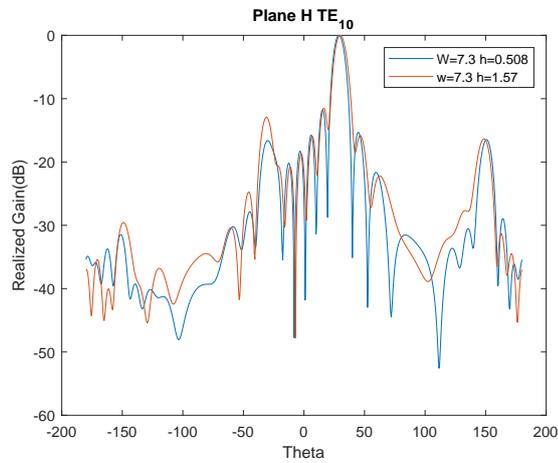


Figura 5.11: Comparación en Plano H.

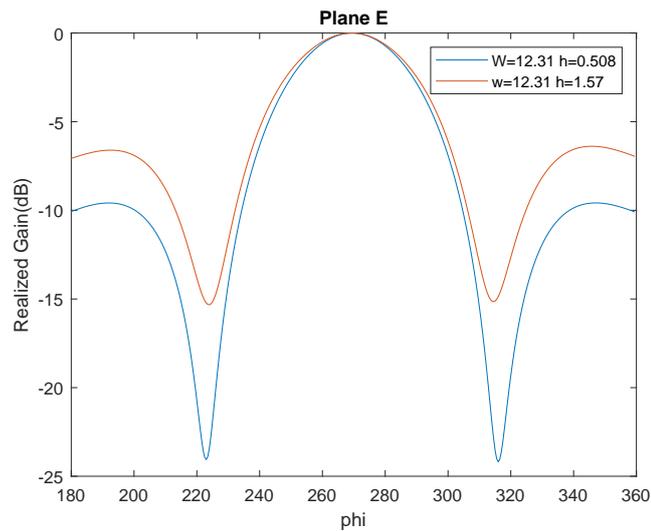


Figura 5.12: Comparación en Plano E.

desviación del ángulo de radiación es mayor aún que para el caso del modo TE_{10} .

Como el objetivo de mejorar la idea sobre de este último resultado, añadimos las siguientes capturas realizadas con el programa HFSS.

Antena propagando modo TE_{10}

En las dos figuras anteriores, podemos ver con mayor claridad gráfica el

5.2. COMPARACIÓN AL CAMBIAR LA PERMITIVIDAD EFECTIVA.45

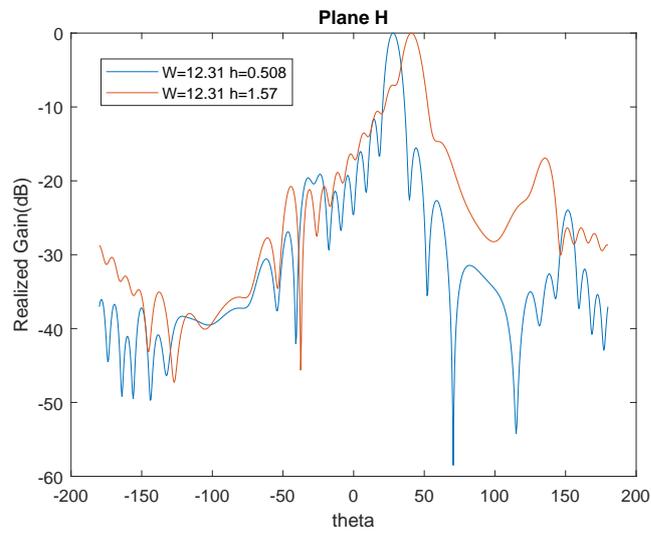


Figura 5.13:

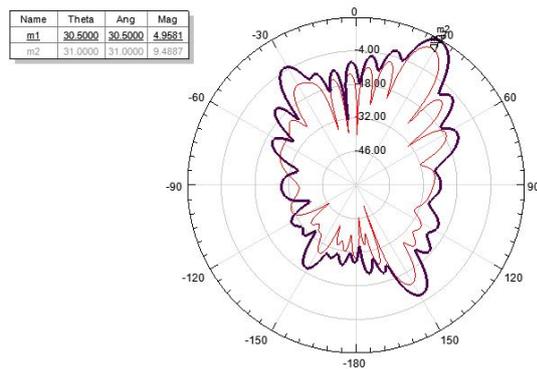


Figura 5.14: Comparación Plano H en HFSS.

desplazamiento del ángulo de máxima radiación en Plano H.

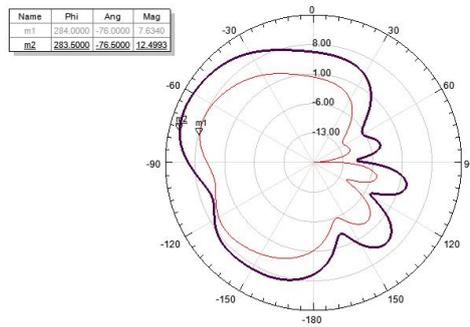


Figura 5.15: Comparación Plano E en HFSS.

Antena propagando modo TE_{20}

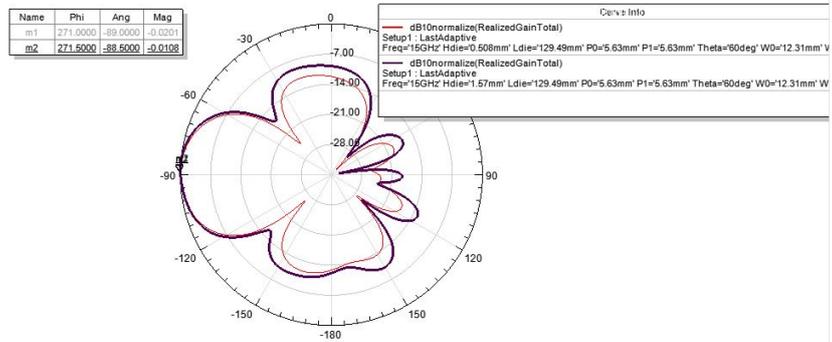


Figura 5.16: Comparación Plano E en HFSS.

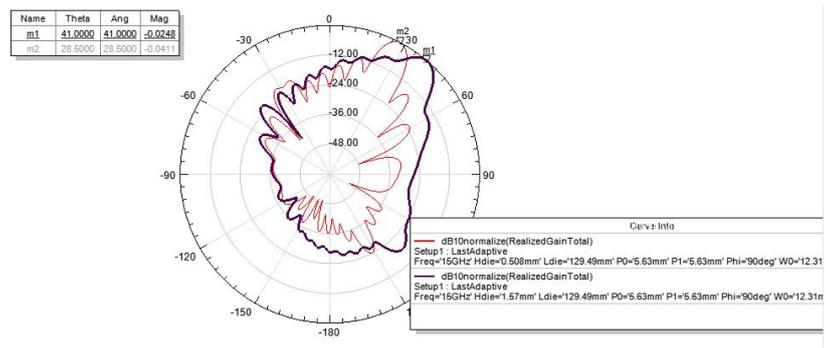


Figura 5.17: Comparación Plano H en HFSS.

Al igual que en el caso anterior, estas dos últimas figuras nos pueden

ayudar a ver mejor, tanto el aumento de directividad, como el desplazamiento que se produce en el ángulo de radiación al cambiar $Hdie$.

Los resultados de estas simulaciones, nos dicen que un aumento de $Hdie$, pasar de 0.508 mm a 1.57 mm, conlleva a una disminución de la directividad, tanto en Plano E como en Plano H, y a un desplazamiento del ángulo de radiación θ_{RAD} a ángulos superiores, es decir, a ángulos más rasantes y próximos al conductor superior.

Para finalizar este punto, realizaremos unas comparaciones de diagrama de radiación entre una serie de diseños cambiando ϵ_r directamente. Esta variación nos permitirá observar el fenómeno que ocurre en un array de elementos radiantes cuando variamos la distancia que separa a los elementos que lo componen, ya que según lo descrito en la publicación [33], al establecer la anchura de la antena, $x_a = W + 2W_0$, en función de $\lambda \approx \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$, cuando variamos ϵ_r , también variamos x_a , con lo que la separación entre las fuentes radiantes varia.

Tabla III

Tabla de dimensiones correspondiente con los resultados de la Figura 5.18

x_d	<i>distancia(mm)</i>	$\Delta\theta$	$\lambda(\epsilon_r)(mm)$
λ_0	15.31	42.5°	$\lambda(2,2)=12.31$
$3\lambda_0/4$	7	71°	$\lambda(5)=7$
$\lambda_0/2$	9.6	83°	$\lambda(7)=5$

Como se observa en la Figura 5.18, al incrementar la separación entre los elementos radiantes, la anchura del lóbulo en Plano E se reduce, es decir, según vamos aumentando ϵ_r vamos perdiendo directividad, ya que los elementos radiantes están más próximos entre si, es decir, cuanto más cerca entre si los bordes radiantes, peor será el efecto array en esta frecuencia.

5.3. Comparación con array de dos elementos.

Para finalizar con este capítulo, vamos a comparar las características de radiación entre una simulación de dos arrays realizados con dos antenas leaky de medio modo y nuestra antena. Las estructuras son las mostradas en la Figuras 5.19 y 5.20.

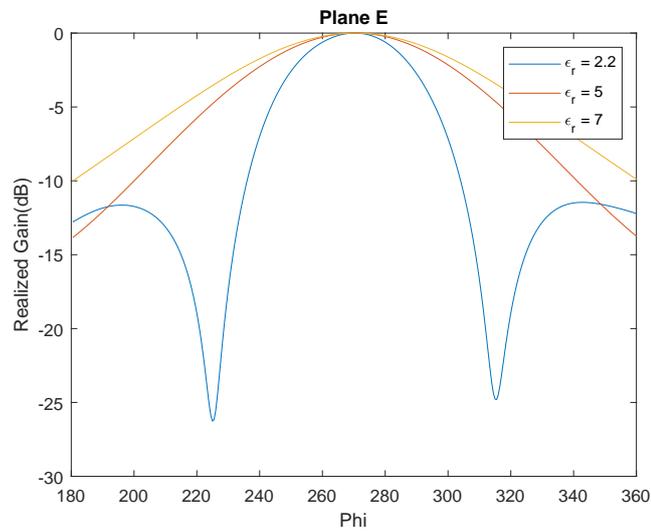


Figura 5.18: Comparación Plano E.

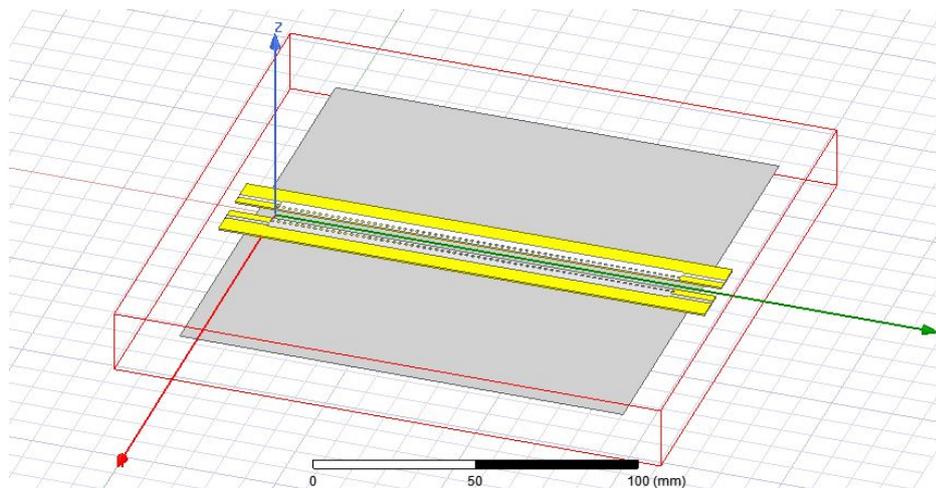


Figura 5.19: Estructura con filas de postes enfrentados.

De las antenas que forman este array se puede decir que están diseñadas para radiar a 15GHz, con un ángulo de elevación de 30° , una anchura de lóbulo de 10° y trabajan con el modo TE_{10} . El centro de las antenas de éste array están separadas unos 10 mm, $\lambda/2$.

La diferencia entre los dos arrays es que, el mostrado en la Figura 5.19 tiene la fila de postes enfrentados, con lo que si desfásamos uno de los puertos de entrada 180° , conseguimos tener una distribución de las líneas de campo

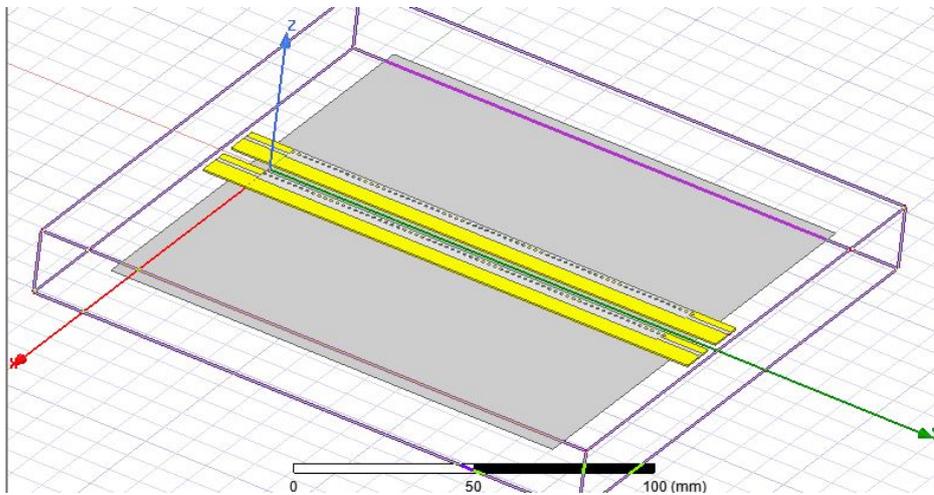


Figura 5.20: Estructura con filas de postes opuestos.

mucho más parecida a la Figura 3.2. Por otro lado, el array mostrado en la Figura 5.20, al no tener las líneas de postes enfrentadas, no es necesario introducir ningún desfase entre sus puertos de entrada, por contra, las líneas de distribución de campo no se parecerán tanto a las mostradas en la Figura 3.2. Éste hecho es importante, como ya veremos más adelante, ya que hará que la estructura de la Figura 5.20 tenga una menor directividad que la mostrada en la Figura 5.19.

Las dimensiones exactas de las antenas son las siguientes, L_A , longitud de la antena, 132 mm; W , anchura de la antena, 3.45 mm; P_0 , separación entre postes PEC, 2 mm.

Para la creación de ésta estructura primero, partimos de una única antena leaky, la cual radia según las características anteriores, la copiamos en el mismo lugar de trabajo y ajustamos sus parámetros geométricos para tener una separación entre los centros de las antenas de $\lambda/2$, unos 10mm. Para poder realizar una buena comparación, la suma de las superficies metálicas superiores de las dos antes tiene que sumar unos 15.31mm en ambas estructuras.

Realizamos la misma simulación que hemos realizado siempre, resolver los campos en la estructura para la frecuencia de 15GHz.

Comparamos los resultados obtenidos en su diagrama de radiación en los diferentes planos, así como en el espacio total.

Diagrama de radiación en todo el espacio.

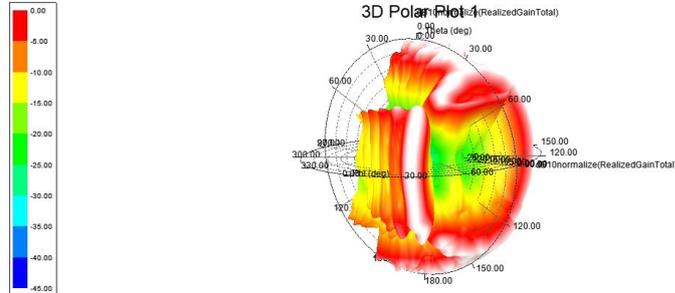


Figura 5.21: Diagrama de radiación de estructura con filas de postes enfrentados.

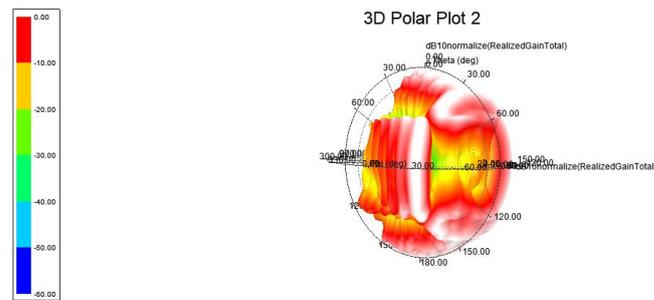


Figura 5.22: Diagrama de radiación de estructura con filas de postes opuestos.

Vemos como tenemos diagramas de radiación muy parecidos entre si, y similares a lo teóricamente se obtiene de un array de dos elementos. En ambos casos tenemos esas ondulaciones producidas por la mala adaptación que tienen estas antenas. Evidentemente, cuando se diseña de una mejor forma la red de adaptación de los puertos, estas ondulaciones desaparecen.

Diagrama de radiación en plano H.

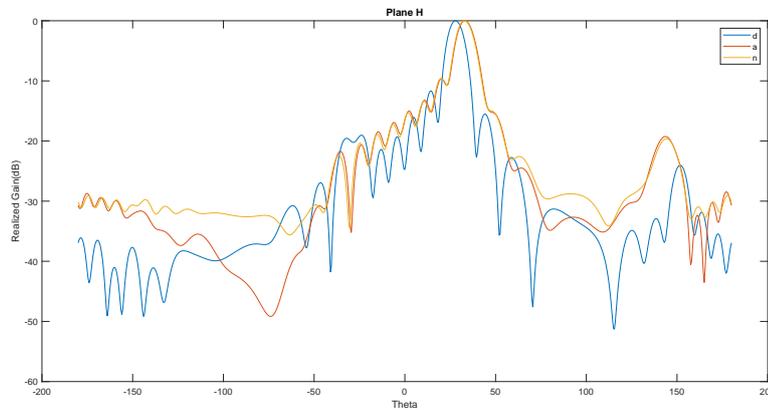


Figura 5.23: Comparación en plano H.

En la Figura 5.23 se realiza una comparación en Plano H de la antena diseñada en este trabajo con los dos arrays descritos anteriormente. Vemos como hay un desplazamiento en el ángulo de radiación, pasamos de 30° , correspondiente a la antena diseñada por nosotros a 34° , correspondiente a los arrays. También podemos observar como nuestro diseño tiene más directividad que los arrays. Por último, se aprecia como el array que tiene las filas de postes enfrentados (Figura 5.19), presenta mejor directividad que el array con las filas de postes opuestas.

Diagrama de radiación en plano E.

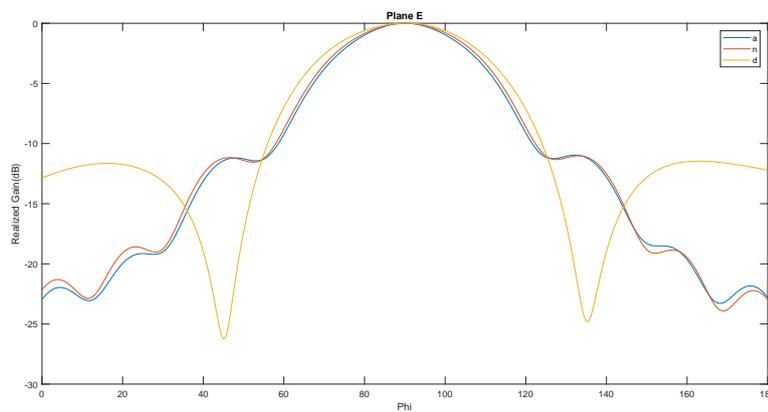


Figura 5.24: Comparación en plano E.

En la Figura 5.24 se realiza la comparación en Plano E del los diagramas de radiación de los dos arrays y de la antenna diseñada en este trabajo. Como se puede observar, la figura nos dice que nuestra antenna presenta una mayor directividad que los arrays, pero el hecho de que nuestra antenna no tenga una red de adaptación implementada, hace que se tenga un ancho de lóbulo superior que en el caso de los arrays. Vemos que los lóbulos secundarios de las tres estructuras están por debajo de -10dB , es decir, la diferencia entre el lóbulo principal y el secundario es de 10dB , pero para nuestra antenna la diferencia es mayor que para los arrays. Se debería tener una mejora de unos 3dB , pero al no tener unas redes de adaptación bien realizadas, no llegamos a conseguirlo.

Nota aclaratoria. Los símbolos mostrados en las leyendas de las gráficas anteriores significan: d , se refiere a la antenna diseñada en este trabajo, a , se refiere a la estructura mostrada en la Figura 5.19 y n , se refiere a la estructura mostrada en la Figura 5.20.

Distribución de las líneas de campo.

En las Figuras 5.25 y 5.26 se muestran la distribuciones de las líneas de campo en los arrays. Vemos como la distribución del array con los postes en paralelo y los puertos desfasados(Figura 5.25), se asemeja mejor a la distribución de la Figura 3.2. Por el contrario, en el array con la fila de postes más separados entre sí, no presenta una distribución parecida a la mostrada en la Figura 3.2, esto hace que se tenga una menor directividad en este caso.

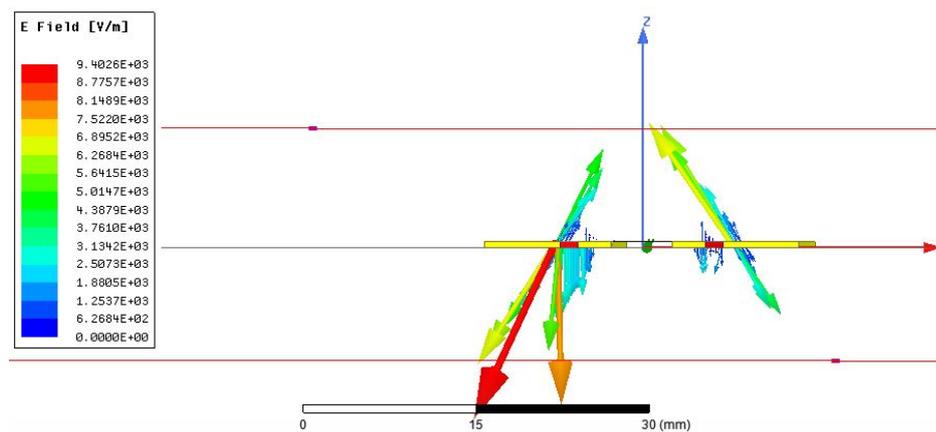


Figura 5.25: Distribución de líneas de campo en array con filas de postes paralelos.

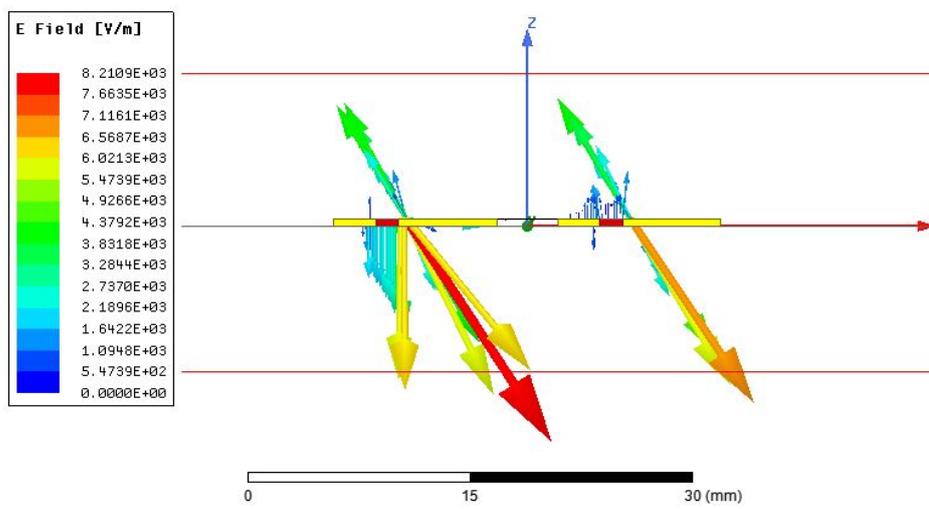


Figura 5.26: Distribución de líneas de campo en array con filas de postes opuestos.

Capítulo 6

Conclusión y líneas futuras.

En este último capítulo, recapitularemos los resultados obtenidos y los objetivos conseguidos. Por otro lado, se darán unas pinceladas sobre las líneas futuras de este trabajo y sobre la relevancia de éste.

6.1. Conclusiones

El objetivo principal era conseguir un diseño de antena SIW LWA mejorando su directividad, tanto en el Plano E como en el Plano H. Este objetivo se ha visto cumplido, como hemos comentado en el capítulo cuarto. En dicho capítulo, al comparar los diagramas de radiación de nuestra antena propagando el modo TE_{20} , con el diagrama de radiación de la antena vista en la publicación[26], obtenemos una clara mejora en la directividad en Plano E y H, ver Figuras 4.14, 4.11, 4.12 y 4.13.

También se tenía el objetivo de mantener el control independiente de la constante de fase y la constante de atenuación de la antena, cosa que ha sido realizada en capítulo dos, mediante los diversos análisis realizados y la obtención de las Figuras 3.3 y 3.4.

Para terminar, se tenía el gran objetivo de poder llevar a cabo la construcción y caracterización en cámara anecoica del diseño realizado en este trabajo, pero la falta de tiempo, y sobre todo, problemas a la hora de obtener algunos materiales necesarios, han hecho que sea imposible realizar estos objetivos.

6.2. Líneas futuras.

Con respecto a las líneas futuras de este trabajo, se pueden incluir una serie de puntos a mejorar y de los futuros estudios que se pueden llevar a cabo para conseguir los mismos objetivos.

Como primer punto a mejorar en este proyecto, es el de realizar la red de adaptación entrada salida de la antena, para poder suprimir el modo TE_{10} y propagar el modo TE_{20} , se puede empezar a trabajar en esta red partiendo de la red de adaptación propuesta en la publicación [33], realizada haciendo uso de una línea coaxial y una serie de elementos que hacen rotar el campo 180° .

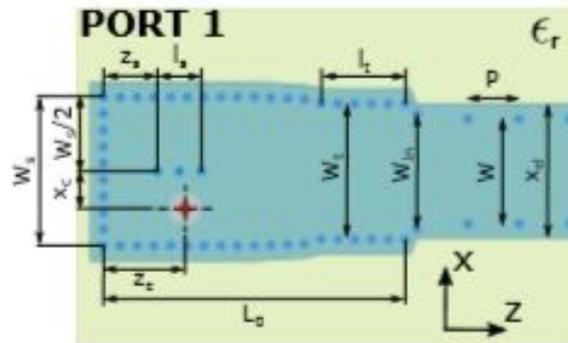


Figura 6.1: Vista superior de la estructura de adaptación.

El segundo punto a mejorar es, obtener más directividad en ambos Planos, tanto E como H, para ello, se puede comenzar trabajando en las gráficas de diseño (Figura 2.3 y 2.4) y realizar un mejor análisis paramétrico, para encontrar con más exactitud las dimensiones geométricas de la antena.

Finalmente, se podría intentar rotar el lóbulo de máxima radiación en el Plano E, desde la dirección “broadside” (perpendicular al metal superior) y conseguir, de esta forma, un mayor control en el ángulo de máxima ganancia. Ésta idea, se puede empezar a desarrollar utilizando la teoría de array de antenas[30]. Para ello se propone realizar un diseño de SIW LWA aumentando la longitud del plano superior conductor y la separación entre los postes del borde PEC.

La clave está en conseguir un desfase entre las famosas corrientes magnéticas, que visualizamos en los bordes del metal superior (Figura 2.1), como se

muestra en la siguiente hoja, de ésta forma, conseguimos rotar el máximo de radiación en el Plano E, tal y como se muestra en la figura siguiente.

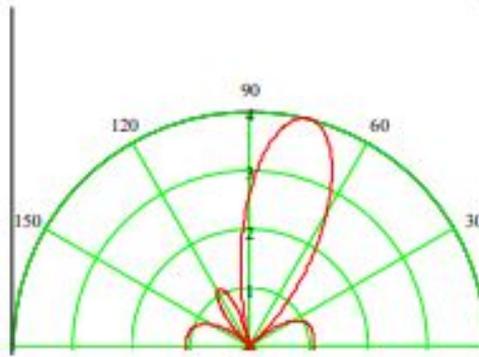


Figura 6.2: Diagrama en Plano E teórico de array con desfase entre las fuentes.

Bibliografía.

[1] A. Oliner and D. R. Jackson, “Leaky-wave antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, J. L. Volakis, Ed., 4th ed. New York: Mc- Graw-Hill, Jun. 2007, ch. 11.

[2] A. Sanada, H. Kubo, S.-I. Matsuzawa, and K. Sato, “Automotive radar antenna application using balanced composite right/left-handed metamaterials”, in *Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, pp.398-401, Jul. 2006.

[3] E. Kuester, R. Johnk, and D. Chang, “The thin-substrate approximation for reflection from the end of a slab-loaded parallel-plate waveguide with application to microstrip patch antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 5, pp. 910 – 917, Sep. 1982.

[4] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gomez-Tornero, and F. Quesada-Pereira, “Efficient analysis and design of novel SIW leaky-wave antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 496–499, 2013.

[5] A. J. Martinez-Ros, J. L. Goómez-Tornero, G. Goussetis, ”Pencil beam radiation pattern from a single-layer substrate-integrated waveguide leaky-wave antenna with simple feeding”, *IET Microw. Georgia Antennas Propag.*, vol. 9, no. 1, pp. 24-30, 2015.

[6] W. Menzel, “.A new travelling wave antenna in microstrip”, *Arch. Elektron. Uebertrag. Tech.*, vol. 33, no. 4, pp. 137-140, Apr. 1979.

[7] A. A. Oliner, ”Leakage from higher modes on microstrip line with application to antennas”, *Radio Sci.*, vol. 22, pp. 907-912, Nov. 1987.

[8] F. Xu, K. Wu, X. Zhang, ”Periodic leaky-wave antenna for millimeter wave applications based on substrate integrated waveguide”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 2, pp. 340-347, Feb. 2010.

[9] A. J. Martinez-Ros, M. Bozzi, M. Pasian, F. Mesa, ”Leaky-wave antenna in planar technology with high directivity in the transverse plane”, *Proc. 11th Eur. Conf. Antennas Propag. (EUCAP)*, pp. 3869-3871, Mar. 2017.

- [10] Apuntes de clase de asignatura “Aplicaciones de las microondas”; de José Luis Gómez Tornero (UPCT).
- [11] Manual Ansys Electronics HFSS.
- [12] M.Ettorre, A.Netto, G.Gerini, and S.Maci, ”Leaky-wave slot array antenna fed by a dual reflector system”,*IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no.10, pp.3143-3149, Oct.2008.
- [13] J.L Gómez-Tornero, F:D Quesada,A.A. Melcón, G. Goussetis, A.R Welily, and Y.Jay Guo, ”Frequency steerable two dimensional focusing using rectilinear leaky-wave lenses”,*IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no.2, pp.407-415, Feb.2011.
- [14] I.Ohtera, ”On a forming of consecant square beam using a curved leaky-wave structure”,*IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no.6, pp.1004-1006, Jun.2001.
- [15] Y.P.Zhang, ”Indoor radiated-mode leaky feeder propagation at 2.0GHz”,*IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no.2, pp.536-545, Mar.2001.
- [16] M. Nakamura, H. Takagi, K. Einaga, T. Nishikawa, N. Moriyama, and K. Wasaki, ”Development of a 300 m 2.4 GHz frequency band leaky coaxial cable for wireless network access”,*in Proc.IEEE Radio Wireless Symp.*, Jan. 2008, pp. 687-690.
- [17] O. Losito, ”Design of conformal tapered leaky wave antenna”,*in Proc. Progr. Electromagn. Res. Symp.*, Prague, Czech Republic, Aug.2007, pp. 177-181.
- [18] M. Hashemi and T. Itoh, ”Dispersion engineered metamaterial-based transmission line for conformal surface application”,*in IEEE MIT-S Int. Micro. symp. Dig. Atlanta. Ga, USA, Jun. 2008, pp. 331-334.*
- [19] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, ”Conformal tapered substrate integrated waveguide leaky-wave antenna”,*IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no.12, pp.5983-5991, Dec.20.
- [20] J. Hirokawa, M. Ando, ”Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, pp. 625-630, May 1998
- [21] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, H.-Y. D. Yang, A. A. Oliner, ”2-D periodic leaky-wave antennas—Part I: Metal patch design”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3505-3514, Nov. 2005
- [22] M. Ettorre, A. Netto, G. Gerini, S. Maci, ”Leaky-wave slot array antenna fed by a dual reflector system”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.

56, no. 10, pp. 3143-3149, Oct. 2008

[23] H. V. Nguyen, S. Abielmona, C. Caloz, "Highly efficient leaky-wave antenna array using a power-recycling series feeding network", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 441-444, 2009.

[24] S. K. Podilchak, L. Matekovits, A. P. Freundorfer, Y. M. M. Antar, M. Orefice, "Controlled leaky-wave radiation from a planar configuration of width-modulated microstrip lines", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 10, pp. 4957-4972, Oct. 2013.

[25] W. Menzel, "A new travelling wave antenna in microstrip", *Arch. Elektron. Uebertrag. Tech.*, vol. 33, no. 4, pp. 137-140, Apr. 1979.

[26] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gomez-Tornero, 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.

[27] J. González-Jiménez, Trabajo fin de grado: "Análisis de antenas Leaky Wave SIW multicavidad y optimización de su ancho de banda mediante técnicas de síntesis de filtros.", Universidad Politécnica de Cartagena, pp. 28-36, Sep. 2015.

[28] H. Monteagudo Villatoro, "Análisis y Modelado de la función de iluminación de Antenas Leaky Wave en Tecnología Planar.", Universidad Politécnica de Cartagena, Sep. 2011.

[29] H. Díaz Morcillo, J. Fayos Fernandez y J. Monzó Cabrera, "Microondas: Líneas de transmisión, Guías de onda y Cavidades resonantes.", Universidad Politécnica de Cartagena, 2015.

[30] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley and Sons, Inc, 1998.

[31] A. Oliner, K. Lee, "Microstrip leaky wave strip antennas", *Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 24, pp. 443-446, Jun. 1986.

[32] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Hoboken, NJ, USA:Wiley, 2012.

[33] A. J. Martinez-Ros, M. Bozzi, M. Pasian, "Double-Sided SIW Leaky-Wave Antenna With Increased Directivity in the E-Plane", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 6, pp. 3130 - 3135 Jun. 2018

[34] H. Shigesawa, M. Tsuji, P. Lampariello, F. Frezza, A. A. Oliner, "Coupling between different leaky-mode types in stub-loaded leaky waveguides", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 42, no. 8, pp. 1548-1560, Aug.

1994.